

LAAGFREQUENTIE- VERSTERKINGSTECHNIEK

AUTEURSRECHTEN
N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN, EINDHOVEN (NEDERLAND)
NADRUK, GEHEEL OF GEDEELTELIJK, VERBODEN.
GEDRUKT IN NEDERLAND

ALLE IN DIT BOEK OPGENOMEN GEGEVENS ZIJN MEDEGEDEELD
ZONDER OCTROOIGARANTIE DER
N.V. PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN TE EINDHOVEN

PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

LAAGFREQUENTIE-
VERSTERKINGSTECHNIEK

DR. IR. N. A. J. VOORHOEVE

ca. 568 bladzijden met 464 figuren en een aanhangsel

1949

UITGAVE: MEULENHOF & Co. N.V. - AMSTERDAM

WOORD VOORAF

Dit boek heeft de bedoeling, de L. F. technicus een behoorlijk inzicht te geven in de vele onderwerpen waarmee hij in de praktijk te maken krijgt. Het beperkt zich dus niet tot de behandeling van L.F. versterkers en voedingstoestellen daarvoor, maar het omvat de gehele L.F. versterkingsinstallatie, vanaf de opnemers, als microfoons en grammofoonopnemers, tot de weergevers, bijv. de luidsprekers. Aan de geluidsleer en wat daarmee samenhangt, is een speciaal hoofdstuk gewijd. Het boek geeft voorts *richtlijnen* voor het samenstellen van complete L.F. versterkingsinstallaties, waarbij ook het leidingnet in beschouwing wordt genomen. Aan de andere kant wordt bijzondere aandacht geschonken aan alle toestelonderdelen, als weerstanden, condensatoren en transformatoren.

De gegeven uiteenzettingen berusten voor een deel op ervaring die werd verkregen bij het ontwerpen van onderdelen en installaties, voor een ander deel op de litteratuur in boeken en tijdschriften, waarvan een ruim gebruik werd gemaakt. Het boek werd grotendeels geschreven tijdens de bezetting; er is echter naar gestreefd, de behandelde stof te brengen op de huidige stand van de techniek. Hierbij moge worden opgemerkt dat, voor zover ons bekend, tijdens de oorlogsjaren en daarna weinig principiële nieuwigheden op het gebied van de L.F. versterkingstechniek werden ingevoerd.

Het boek is op een zodanig technisch en wetenschappelijk peil geschreven, dat het voor de middelbaar-technicus goed leesbaar is, maar ook de minder geschoolde technicus zal een zeer groot deel van de behandelde materie zonder bezwaar kunnen volgen. Op enkele plaatsen is wat dieper op de theorie ingegaan; deze gedeelten zijn met kleine letter gedrukt; het verband van het geheel wordt niet geschaad als men deze gedeelten overslaat.

Men zal in het boek zeer vele gegevens uit de praktijk vinden, gedeeltelijk in tabellen verenigd. Dat deze gegevens in vele gevallen betrekking hebben op Philips apparaten en onderdelen, ligt voor de hand. De lezer kan er rekening mee houden dat de fabrikaten van de verschillende belangrijke firma's, voor wat de principiële samenstelling betreft, niet veel van elkander verschillen.

Zo moge dan dit boek zijn weg vinden en met vrucht worden gebruikt door allen die zich met de L.F. versterkingstechniek bezighouden, hetzij door het ontwerpen van toestellen of onderdelen, hetzij door het samenstellen van

complete installaties of het maken van die installaties en het repareren en onderhouden van toestellen en installaties.

Een woord van dank aan allen die bij het samenstellen van dit boek behulpzaam zijn geweest, is hier zeker op zijn plaats. In het bijzonder moge melding worden gemaakt van de grote steun van Dr. E. Oosterhuis, die bijna het gehele werk kritisch bestudeerde en vele opmerkingen tot verbetering en aanvulling maakte, en van de heren Dr. J. de Boer, P. van Eldik, Jhr. Ir. W. Six en Ir. R. Vermeulen, die over bepaalde gedeelten van het boek hun critiek gaven en waardevolle gegevens verstrekten.

N. W. Vonk

INHOUDSOPGAVE

	Blz.
WOORD VOORAF	05
INHOUDSOPGAVE	07
INLEIDING	014
HOOFDSTUK I. Grondbeginselen	1
§ 1. Wiskundige grondbeginselen	1
§ 2. Grondbeginselen van de wisselstroomtechniek	3
§ 3. Over de begrippen selectiviteit, resonantie, modulatie, detectie	7
§ 4. Vervorming (lineaire en niet-lineaire)	14
§ 5. Voorversterking, eindversterking, regeling en faze- omkering	19
§ 6. Over storingen in L.F. versterkingsinstallaties.	20
§ 7. Over de begrippen neper en decibel	22
§ 8. Over het begrip niveau; relatieve en absolute niveaus, nul- niveaus	28
Litteratuur	30
HOOFDSTUK II. Versterkbuizen	32
§ 1. Inleiding	32
§ 2. Enige belangrijke eigenschappen van versterkbuizen.	36
§ 3. Over de roosterstroom	46
§ 4. Karakteristieken van versterkbuizen	47
§ 5. Uitgangsvermogen en electrodedissipatie	56
§ 6. Buiscapaciteiten	59
§ 7. Over de invloed van de kromming van de karakteri- stieken	61
§ 8. Over storingen door versterkbuizen	67
§ 9. Enige algemene gegevens betreffende versterkbuizen van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken	71
§ 10. Ontwikkelingsgang en voorbeelden van voorversterk- buizen	80
§ 11. Ontwikkelingsgang en voorbeelden van eindversterk- buizen	84

§ 12. Regelbuizen	108
§ 13. Versterkbuizen met secundaire emissie	120
Litteratuur	127
HOOFDSTUK III. Voorversterking.	132
§ 1. Inleiding	132
§ 2. Gelijkstroomversterking	133
§ 3. Weerstandskoppeling.	135
§ 4. Smoorspoelkoppeling.	143
§ 5. Transformatorkoppeling	144
§ 6. Koppeling met afstemming.	147
§ 7. Over het besturen van eindtrappen met roosterstroom.	148
§ 8. Over het besturen van balans-eindtrappen (faze-omkering)	150
Litteratuur	155
HOOFDSTUK IV. Eindversterking	158
§ 1. Inleiding	158
§ 2. Eindversterking met enkelvoudige eindtrap in A-instelling	158
§ 3. Eindversterking met twee buizen in balansschakeling en A-instelling	165
§ 4. Balanseindtrappen met B-versterking	172
§ 5. Balanseindtrappen met AB-versterking	180
§ 6. Overzicht van de verkregen resultaten	184
Litteratuur	187
HOOFDSTUK V. Terugkoppeling	188
§ 1. Inleiding	188
§ 2. Algemene theorie aangaande terugkoppeling	188
§ 3. Meekoppeling	193
§ 4. Tegenkoppeling	195
§ 5. Stabiliteit en labiliteit bij tegenkoppeling	202
§ 6. Enkele practische voorbeelden van tegenkoppeling	203
Litteratuur	206
HOOFDSTUK VI. Aanpassing, regeling en begrenzing	209
§ 1. Aanpassing	209
§ 2. Algemene opmerkingen over regeling	212
§ 3. Sterkteregeling	214
§ 4. Schakelingen voor menging en „fading”	217
§ 5. Begrenzing	219
§ 6. Automatische sterkteregeling	219
§ 7. Karakteristiekregeling	225

§ 8. Combinatie van sterkteregeling en karakteristiekregeling	240
§ 9. Practisch voorbeeld van een samengesteld resonantiefilter voor de regeling van de lage en hoge frequenties	241
Litteratuur	244
HOOFDSTUK VII. Toestelonderdelen	246
§ 1. Inleiding	246
§ 2. Weerstanden (algemene opmerkingen)	246
§ 3. Koolweerstanden	247
§ 4. Draadweerstanden	248
§ 5. Potentiometers	252
§ 6. Stappenpotentiometers	254
§ 7. Schakelaars in L.F.kringen	261
§ 8. Condensatoren. Algemeen overzicht	262
§ 9. Papiercondensatoren	263
§ 10. Micacondensatoren, keramische condensatoren	267
§ 11. Electrolytische condensatoren	268
§ 12. Eigenschappen en uitvoeringsvormen van de electrolytische condensator	270
§ 13. Practische gegevens van electrolytische condensatoren	275
§ 14. Nettransformatoren	278
§ 15. Afvlakmoorspoelen	280
§ 16. L.F.transformatoren	284
§ 17. Spanningsstabiliseerbuisen	295
§ 18. Stroomregulatorbuisen	298
Litteratuur	299
HOOFDSTUK VIII. Gelijkrichtbuisen en keerlaaggelijkrichters	302
§ 1. Inleiding	302
§ 2. Gloeikathodegelijkrichtbuisen met hoogvacuum	302
§ 3. Gloeikathodegelijkrichtbuisen met gasvulling	304
§ 4. Voorbeelden van gelijkrichtbuisen met gasvulling en met hoogvacuum	305
§ 5. Keerlaaggelijkrichters	307
Litteratuur	311
HOOFDSTUK IX. Voedingstoestellen	313
§ 1. Inleiding	313
§ 2. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met H. V. buisen en met buffercondensator	314
§ 3. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met H. V.	

	buizen in de greinacherschakeling en met buffercondensator	322
§ 4.	Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met buizen met gasvulling en met buffercondensator	323
§ 5.	Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met buizen, waarbij de afvlakketen begint met een smoorspoel	326
§ 6.	Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met keerschakelingen	331
§ 7.	Over het afvlakken van rimpelspanningen	333
§ 8.	Over het opheffen van storingen, afkomstig van voedingstoestellen	334
§ 9.	Over de constructie van voedingstoestellen, aangesloten op wisselstroomnetten	342
§ 10.	Over de voeding van gelijkstroom- en gelijkstroomwisselstroomtoestellen	345
§ 11.	Over de voeding door accu's of batterijen	347
§ 12.	Vibratoren (trillers)	348
§ 13.	Omvormers en generatoren	350
	Litteratuur	352

HOOFDSTUK X. Enkele grondbeginselen van de geluidisleer en de praktische toepassing ervan in de L.F. versterkingstechniek

§ 1.	Grondbeginselen van de geluidisleer	354
§ 2.	Over geluidsintensiteit en geluidsniveau; toonsterkte en luidheid	358
§ 3.	Kwaliteit en verstaanbaarheid van geluidswaergave; eigenschappen van het oor	360
§ 4.	Over de invloed van storingen op verstaanbaarheid en kwaliteit	363
§ 5.	Over de invloed van vervorming op verstaanbaarheid en kwaliteit	367
§ 6.	Geluidsverspreiding in de open lucht	368
§ 7.	Geluidsverspreiding in besloten ruimten	369
	Litteratuur	372

HOOFDSTUK XI. Opnemers

§ 1.	Inleiding	374
§ 2.	Algemene beschouwingen over microfoons	374
§ 3.	Koolmicrofoons	380
§ 4.	Condensatormicrofoons	382
§ 5.	Electrodynamische microfoons	382
§ 6.	Kristalmicrofoons	386

§ 7. Richtinggevoelige microfoons	387
§ 8. Grammofoonopnemers	387
§ 9. Fotocellen	394
Litteratuur	398
HOOFDSTUK XII. Weergevers	400
§ 1. Inleiding	400
§ 2. Over de eigenschappen van luidsprekers	400
§ 3. Over het richteffect van luidsprekers; richtmiddelen	409
§ 4. Voorbeelden van conusluidsprekers en richtmiddelen	411
§ 5. Voorbeelden van membraanluidsprekers en richtmiddelen	416
§ 6. Weergave met gescheiden tonen	417
§ 7. Opmerkingen over het vastleggen van geluidstrillingen op platen, films en metalen draden	420
§ 8. Over permanente magneten en bekrachtigingswikkelingen	424
Litteratuur	426
HOOFDSTUK XIII. Algemene beschouwingen over L. F. verster- kingsinstallaties	428
§ 1. Over de samenstelling van L.F.versterkingsinstallaties	428
§ 2. Dynamiekregeling	434
§ 3. Over storingssignalen	440
§ 4. Over de invloed van de leidingen op het energietransport	446
§ 5. Practische toepassing van de beschreven richtlijnen op de electro-acoustische installatie in het Volkenbondsgebouw te Genève	455
Litteratuur	461
HOOFDSTUK XIV. Versterkers en versterkingsinstallaties	463
§ 1. Inleiding	463
§ 2. Ontwikkelingsgang van L.F.versterkers	463
§ 3. Constructie van versterkers	466
§ 4. Enkele opmerkingen over versterkers voor verschillende doeleinden	468
§ 5. Versterkingsinstallaties in grote gebouwen	473
Ziekenhuizen	
Fabrieken	
Hotels	
Kerken	
Scholen	
§ 6. Stations en treinen	478
§ 7. Schepen	479
§ 8. Sportterreinen en zwembassins	481
§ 9. Grote volksmenigten	484

§ 10. Tentoonstellingen	484
§ 11. Luidsprekerauto's	484
§ 12. Studio's	487
§ 13. Geluidsfilminstallaties	490
§ 14. Stereofonische weergave	495
§ 15. Verschillende geluidsversterkingsinstallaties	497
Litteratuur.	500
HOOFDSTUK XV. Verschillende systemen van radiodistributie	503
§ 1. Inleiding	503
§ 2. Systemen met H.F.distributie	503
§ 3. Systemen met L.F.distributie	504
§ 4. Radiocentralesysteem	505
§ 5. Een modern radiocentralesysteem	508
HOOFDSTUK XVI. Metingen in L.F.versterkingsinstallaties	517
§ 1. Inleiding	517
§ 2. Het meten van weerstanden, capaciteiten, zelfinducties, stromen en spanningen	517
§ 3. Het meten van frequentiekarakteristieken	519
§ 4. Het meten van vervorming	522
§ 5. Het meten van storingen	524
§ 6. Het meten van de spanningsdaling aan de uitgang van ver- sterkers bij overgang van onbelaste naar belaste toestand	524
§ 7. Niveaumeting	525
§ 8. Diverse metingen	526
§ 9. Een L.F. meetinstallatie.	527
Litteratuur	528
HOOFDSTUK XVII. Begrippen, symbolen, aanduidingen, schema- tekens, afkortingen	529
§ 1. Begrippen	529
§ 2. Symbolen voor eenheden	535
§ 3. Aanduiding van electronenbuizen en elektroden	535
§ 4. Aanduiding van grootheden	536
§ 5. Schematekens	537
§ 6. Afkortingen	539
AANHANGSEL. Enkele belangrijke formules.	540

LIJST VAN TABELLEN

Aan- duiding	Titel	Hfdst.	Blz.
A	Gegevens voor niet-lineaire vervormingen.	I	18
B	Verhoudingsgetal — decibel.		26
C	Decibel — verhoudingsgetal.		28
D	Overzicht van nulniveaux.		30
E	Gegevens van voorversterkbuizen	II	82
F	Gegevens van eindversterkbuizen		86
G	Gegevens van enige typen van eindtrappen . . .	IV	185
H	Gegevens voor het berekenen van verzwakkers . .	VII	259
I	Eigenschappen van diverse condensatoren.		263
K	Gegevens van electrolytische condensatoren. . . .		277
L	Gegevens van stabiliseerbuizen.		297
M	Gegevens van gelijkrichtbuizen.	VIII	307
N	Gegevens van gelijkrichtschakelingen.		310
O	Practijkgegevens van het vereiste luidsprekerver- mogen in besloten ruimten	X	371
P	Eigenschappen van microfoons.	XI	388
Q	Eigenschappen van grammfoonopnemers.		392
R	Gegevens van luidsprekers	XII	415
S	Uitgestraald piekvermogen bij enige muziekinstru- menten	XIII	436
T	Electrische gegevens van enige kabeltypen		453
V	Gegevens van enige Philips versterkers	XVI	465

WIJZE VAN NUMMERING

Hoofdstukken: met Romeinse cijfers.
 Bladzijden: doorlopend met Arabische cijfers.
 Figuren: doorlopend met Arabische cijfers.
 Vergelijkingen: per hoofdstuk met Arabische cijfers, dus bijv. (I – 5)
 Litteratuurplaatsen zijn vermeld aan het einde van elk hoofdstuk,
 ingedeeld per paragraaf en voor elke paragraaf doorlopend ge-
 nummerd met Arabische cijfers.

VERWIJZINGEN IN DE TEKST

Naar bladzijden: (zie blz. 342) of zonder meer (zie 342)
 Naar paragrafen in een
 ander hoofdstuk: (zie XII § 3).
 Naar paragrafen in het-
 zelfde hoofdstuk: (zie § 6).
 Naar figuren: (zie fig. 17).
 Naar litteratuur: (zie litter. § 3, 7).
 Naar vergelijkingen: (zie verg. I – 5).

INLEIDING

Met het radioverkeer heeft de L.F.versterkingstechniek in nauwelijks dertig jaar een geweldige vlucht genomen. Het was tijdens de eerste wereldoorlog dat het radiozend- en ontvangwezen voor het eerst op ruime schaal praktische toepassing vond. Spoedig bleek het dat de L.F. versterking, die, gelijk van zelf spreekt, werd gebruikt in het L.F. gedeelte van de radiozenders en in de L.F. versterktrap van de ontvangtoestellen, zich op verscheiden gebieden zou ontwikkelen als zelfstandige techniek. Zo gevoelde men behoefte aan een grotere geluidsterkte dan de luidsprekers van normale ontvangtoestellen konden geven, en men ontwikkelde speciale L.F. versterkers met eindbuizen die een anodedissipatie van bijv. 10 watt konden verdragen. Ook ging men van L.F. versterking gebruik maken in de bioscoop, waar men niet langer wenste te volstaan met het projecteren van het zichtbare beeld, maar waar men ook muziek en spraak ten gehore wilde brengen. Zo ontstonden de fotocelversterkers en de L.F. versterkers met een voldoende groot uitgangsvermogen voor de geluidswaergave in bioscoopzalen, waarvoor eindbuizen met bijv. 300 watt anodedissipatie werden gebruikt.

Daarenboven ging men de geluidsversterking gebruiken voor reclame-doeleinden; men maakte daarvoor o.a. luidsprekerwagens met L.F. versterkers, voorzien van eindbuizen met een anodedissipatie van 500 watt. Ook voor speciale doeleinden werd de L.F. versterking gebruikt, zo bijv. in de meettechniek, voor regeling van de spanning van generatoren, voor telefonieversterking bij lange kabels. Omstreeks 1930 had de L.F. versterkingstechniek zich op deze en andere terreinen een blijvende plaats verworven, en sindsdien ging de ontwikkeling met rasse schreden onafgebroken voorwaarts.

Deze ontwikkeling bewoog zich in uiteenlopende richtingen. De L.F. installaties werden steeds uitgebreider en daardoor ingewikkelder, het uitgangsvermogen werd vergroot en de kwaliteit verbeterd. Met het oog op de geluidswaergave in besloten ruimten werd zeer veel aandacht besteed aan de ontwikkeling van de geluidsluur. Middelen tot verbetering van de acoustiek van zalen werden uitgevonden en toegepast, en aan de geluidverspreiding werden door van richtmiddelen voorziene luidsprekers grote verbeteringen aangebracht.

Het streven naar verbetering van de kwaliteit uitte zich o.a. in het

aangeven van nieuwe schakelingen van de L.F. versterker. Algemene invoering vond de z.g. balansschakeling van de eindbuizen, waaraan belangrijke voordelen zijn verbonden. De eindtrappen van moderne L.F. versterkers zijn meestal in balans geschakeld, waartoe vooral ook het gebruik van tegenkoppeling heeft bijgedragen.

Het gebruik van tegenkoppeling kan wel als een van de belangrijkste uitvindingen van de laatste jaren worden beschouwd. Het invoeren van tegenkoppeling bevorderde het gebruik van de zogenaamde B-schakeling bij in balans geschakelde eindbuizen, die het grote voordeel heeft dat, bij dezelfde toelaatbare anodedissipatie van de eindbuizen, een belangrijk groter L.F.vermogen kan worden afgegeven.

Verbetering van de kwaliteit werd voorts bereikt door elk van de onderdelen van de L.F.installatie in het ontwikkelingsproces te betrekken. Niet alleen de versterkbuizen werden in allerlei opzichten verbeterd, ook aan de luidsprekers, de verschillende typen microfoons, de regelaars en alle toestelonderdelen werd voortdurend aandacht besteed. De constantheid werd vergroot, de levensduur verlengd, het opwekken van storende bijgeluiden verminderd, enz.

Bestond aanvankelijk een L.F. installatie uit slechts enkele elementen, bijv. een microfoon, een L.F. versterker en een luidspreker, moderne L.F. installaties kunnen een grotere uitgebreidheid hebben en zijn uit vele, zeer verschillende elementen opgebouwd. De juiste opstelling en aanpassing van de elementen en een oordeelkundige aanleg van het leidingnet zijn daarbij van het grootste belang.

Uit dit alles moge duidelijk zijn, dat de L.F. technicus die zijn taak ruim opvat, niet kan volstaan met kennis van de L.F. versterking in engere zin; zijn kennis moet zich uitbreiden over alle elementen waaruit een moderne L.F. installatie is opgebouwd en over de wijze waarop die elementen samenwerken. Hij moet op de hoogte zijn van de eigenschappen van leidingnetten, en vooral ook een behoorlijk inzicht hebben in acoustische vraagstukken. Met inachtneming van deze overwegingen is dit boek over de L.F. versterkingstechniek geschreven.

Nadat in hoofdstuk I enige grondbeginselen zijn toegelicht, waarbij in § 3 ook enkele onderwerpen zijn behandeld waarmee de L.F.technicus slechts zijdelings heeft te maken, begint hoofdstuk II aanstonds met de behandeling van de meest essentiële elementen uit de L.F. techniek, nl. de versterkbuizen. In de §§ 2 tot 8 worden de eigenschappen van versterkbuizen beschreven, voorzover zij voor de L.F. technicus van belang zijn, terwijl in de daarop volgende paragrafen vele technische gegevens voor praktisch voorkomende versterkbuizen worden verstrekt. Bijzondere aandacht is daarbij besteed aan de meest moderne buizen, nl. de regelbuizen en de buizen met secundaire emissie.

De hoofdstukken III en IV beschrijven het gebruik van versterkbuizen voor voor- en eindversterking. Hoewel enerzijds getracht is, de lezer een zo volledig mogelijk beeld te geven van hetgeen op deze gebieden bekend is, is er anderzijds naar gestreefd, de L.F. technicus in de eerste plaats op de hoogte te stellen van datgene waarmee hij geregeld te maken krijgt en waarvoor hij praktische gegevens nodig heeft. Zo wordt in hoofdstuk III § 2 wel melding gemaakt van de moderne schakelingen met gelijkstroomversterking, zoals o.a. voor meetdoeleinden worden toegepast, maar deze worden niet in extenso beschreven. De belangstellende lezer wordt voor meer diepgaande studie naar de litteratuur verwezen. Hetzelfde geldt bijv. voor § 6 over koppeling met afstemming.

In verband met het grote belang van de juiste aanpassing van de verschillende elementen van een L.F. installatie en van de regeling zowel van de sterkte als van de frequentie karakteristiek van het L.F. signaal, worden deze onderwerpen in hoofdstuk VI breedvoeriger behandeld dan wellicht gebruikelijk is, en om overeenkomstige redenen beschrijft hoofdstuk VII alle toestelonderdelen die in L.F. installaties worden gebruikt.

Nadat vervolgens in hoofdstuk VIII de gelijkrichtbuizen en keerlaag-gelijkrichters zijn beschreven, behandelt hoofdstuk IX het gebruik van deze elementen in de voedingstoestellen. De meest gebruikte gelijkrichtschakelingen en de middelen om rimpelspanningen af te vlakken, en storingen afkomstig van voedingstoestellen, zoveel mogelijk op te heffen, worden in dit hoofdstuk beschreven.

Zijn aldus in de eerste negen hoofdstukken de eigenschappen van de elementen en de schakelingen die bij de L.F. versterkingstechniek in engere zin in aanmerking komen, onder de aandacht van de lezer gebracht, in de daaropvolgende drie hoofdstukken wordt op enige andere onderwerpen ingegaan, alvorens in de hoofdstukken XIII en XIV de complete L.F. versterkers en versterkingsinstallaties te beschrijven.

Wij merken reeds op dat enige kennis van de geluidsleer en de toepassing ervan voor de L.F. technicus onontbeerlijk is. Een enkel voorbeeld uit de praktijk moge dit illustreren. Stel dat de hulp van een L.F. technicus wordt ingeroepen ter verbetering van een geluidsversterkingsinstallatie in een zaal. Nu kan het voorkomen dat de versterkingsinstallatie op zichzelf volkomen in orde is, de kwaliteit en de sterkte van het weergegeven geluid voldoende zijn, en de regelbaarheid niets te wensen overlaat, en dat niettemin de weergave niet voldoet, omdat, bijv. door verkeerde plaatsing van de luidsprekers of verkeerd gebruik van richtmiddelen, het geluid in de zaal op onjuiste wijze wordt verspreid. Ook kan het zijn dat de oorzaak van de klachten moet worden gezocht in een in acoustisch opzicht principieel verkeerde bouw van de

zaal. In deze gevallen kan alleen verbetering worden gebracht door óf het geluid beter te verspreiden, óf de acoustiek van de zaal te verbeteren, en dit kan men niet doen zonder kennis van de geluidsleer. Het boek wijdt dan ook een afzonderlijk hoofdstuk aan de geluidsleer, aan de belangrijkste eigenschappen van het geluid en van het oor, en aan de invloed van verschillende storingen op de geluidswaergave. Ten slotte behandelt dit hoofdstuk de geluidsverspreiding in de open lucht en in gesloten ruimten.

Belangrijke elementen in de complete L.F. installaties zijn de opnemers, als microfoons en grammofoonopnemers, en de weergevers, nl. de luidsprekers en de z.g. snijders. Deze worden successievelijk in de hoofdstukken XI en XII behandeld. Opvallend is, dat van microfoons een aantal typen met verschillende eigenschappen en van uiteenlopende prijs, zich tot op de huidige dag heeft gehandhaafd. Deze zijn in hoofdstuk XI beschreven, omdat men over het juiste gebruik alleen een oordeel kan vellen als men de eigenschappen van deze verschillende typen kent.

Ook luidsprekers zijn aanvankelijk in verscheidene typen geconstrueerd, maar alleen de electrodynamische luidsprekers hebben zich in de praktijk gehandhaafd. Hoofdstuk XII beperkt zich dan ook tot de beschrijving van dit type in twee constructies: de conusluidspreker en de membraanluidspreker.

In hoofdstuk XIII is veel aandacht besteed aan het leidingnet van L.F. installaties. Vele praktische gegevens worden daarbij verstrekt. Na deze voorbereidende beschrijving van alle elementen die in L.F. installaties een plaats kunnen vinden, en van de eigenschappen ervan, is ten slotte in de hoofdstukken XIV en XV overgegaan tot de beschrijving van de praktische constructie van complete L.F. versterkers en L.F. versterkingsinstallaties.

Hoofdstuk XVI is van belang voor hen die metingen in L.F. versterkingsinstallaties moeten verrichten.

De begrippen, symbolen, schematekens enz. die in de verschillende hoofdstukken van het boek worden gebruikt, zijn in hoofdstuk XVII vastgesteld.

HOOFDSTUK I

GRONDBEGINSELEN

§ 1. Wiskundige grondbeginselen

In de veronderstelling dat de lezer bekend is met de hoofdzaken van de electriciteit en van het magnetisme en met de daarbij nodige wiskunde, worden slechts de enkele wiskundige en elektrische grondbeginselen die in dit boek worden toegepast, in herinnering gebracht. In de eerste paragraaf worden enkele wiskundige grondbeginselen behandeld. Over magnetisme vindt men iets in hfdst. XIII.

Complexe grootheden en vectoren

Een complexe grootte is de som van een reële en een imaginaire grootte, of het verschil tussen deze twee: $a \pm jb$.

$$j = \sqrt{-1} = \text{de imaginaire eenheid.}$$

Eigenschappen van complexe grootheden

1) De som (het verschil) van twee of meer complexen is weer een complexe:

$$(a + jb) + (c + jd) = (a + c) + j(b + d).$$

2) Het product van twee complexen is nogmaals een complexe:

$$(a + jb)(c + jd) = (ac - bd) + j(ad + bc).$$

3) Het quotiënt van twee complexen is nogmaals een complexe:

$$\frac{a + jb}{c + jd} = \frac{(a + jb)(c - jd)}{(c + jd)(c - jd)} = \frac{ac + bd}{c^2 + d^2} + j \frac{bc - ad}{c^2 + d^2}$$

4) Indien $a + jb = c + jd$, dan moet $a = c$ en $b = d$ zijn.

Men kan een complexe grootte voorstellen door een lijn van bepaalde lengte en richting (een *vector*), zie fig. 1.

De vector OP stelt de complexe grootte $a + jb$ voor: De lengte van $OP = \sqrt{a^2 + b^2}$ en heet *absolute waarde* of *modulus* van de complexe grootte.

Men kan ook schrijven:

$$OP = a + jb = r(\cos \varphi + j \sin \varphi).$$

Men noemt φ het *argument*.

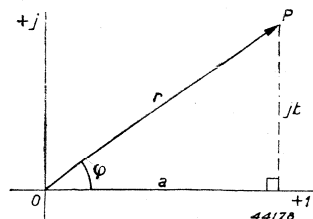


Fig. 1

Voorstelling van een complexe grootte als vector $r = \text{modulus}$ $\varphi = \text{argument}$

Sinusvormige grootheden

Sinusvormige grootheden verlopen sinusvormig met de tijd

$$a = a_{max} \sin \omega t = a_{max} \sin 2\pi ft.$$

ω = hoeksnelheid

f = frequentie

Deze grootheden kan men voorstellen door vectoren.

Men gaat daarbij het eenvoudigst te werk als volgt:

Indien $a = a_{max} \sin(\omega t + \varphi)$, stelt men a voor door een vector met de lengte a_{max} , getekend in een rechthoekig assenkruis. Men laat de vector stilstaan in de stand die hij inneemt ten tijde dat $t = 0$, en laat een z.g. tijdlijn door O met een eenparige hoeksnelheid ω rechtsom zodanig roteren, dat deze tijdlijn ten tijde dat $t = 0$, met de Y -as samenvalt. De ogenblikswaarde wordt dan voorgesteld door de projectie van de vector op de tijdlijn (zie fig. 2).

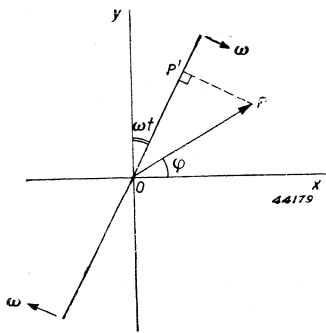


Fig. 2

Voorstelling van een sinusvormig met de tijd veranderlijke grootheid door een stilstaande vector P . De tijdlijn draait rechtsom met de Y -as als beginstand.

$$OP = a_{max}$$

$$OP' = a_{max} \sin(\omega t + \varphi)$$

Door samenstelling van een aantal vectoren ontstaat een vectoriële som, die gelijk is aan de som van de sinusvormige grootheden die zij voorstellen.

Men kan elektrische spanningen, stromen en andere elektrische grootheden die sinusvormig verlopen, door vectoren voorstellen; de hoek tussen twee vectoren bepaalt dan de faseverschuiving.

Bij ingewikkelde schakelingen wordt het werken met vectoren moeilijk; men kan dan beter met complexe grootheden werken. Daar gebleken is dat men zowel sinusvormige grootheden als complexe getallen door vectoren kan voorstellen, is deze symbolische schrijfwijze begrijpelijk.

Een sinusvormige wisselstroom met een bepaalde faseverschuiving t.o.v. de sinusvormige wisselspanning die de stroom veroorzaakt, kan men zich samengesteld denken uit twee componenten, waarvan de ene in fase is met de spanning (de z.g. wattcomponente) en de andere 90° in fase is verschoven t.o.v. de spanning (de z.g. wattloze componente). Complex voorgesteld is

$$I = I_{watt} + j I_{wattloos}.$$

De complexe schrijfwijze kan men ook toepassen op impedanties. De

gelijkstroomweerstand (R) verschijnen dan als reële, de reactanties (X) als imaginaire componenten:

$$Z = R + jX.$$

De reactantie is gelijk aan de som van de inductantie (ωL) en de capacitantie $\left(-\frac{1}{\omega C}\right)$:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}.$$

In een inductieve reactantie overheerst de inductantie; zij is dus positief. In een capacatieve reactantie overheerst de capacitantie; zij is dus negatief.

Zowel de voorstelling door vectoren als die door complexe getallen kan uitsluitend worden toegepast indien de te beschouwen grootheden (spanningen, stromen, enz.) sinusvormig met de tijd verlopen en dezelfde frequentie hebben, terwijl weerstanden, zelfinducties en capaciteiten constant moeten zijn (zie 16).

§ 2. Grondbeginselen van de wisselstroomtechniek

In de wisselstroomtechniek heeft men te maken met *electromotorische krachten* (EMK van accu, batterij, generator, thermokrachten enz.), en met drie elektrische grootheden, die grootte en faseverschuiving van stromen en spanningen bepalen, nl. *weerstand*, *zelfinductie* en *capaciteit*. Als wisselstroomgeneratoren in de L.F.versterkingstechniek zijn te beschouwen microfoons, grammfoonopnemers en versterkbuizen. Zijn de EMK's sinusvormig, dan zijn ook de stromen en spanningen sinusvormig, indien slechts de drie genoemde grootheden *constant* zijn (onafhankelijk van amplitude, frequentie enz.). De stromen en spanningen in een willekeurig netwerk, dat bestaat uit constante weerstanden, zelfinducties en capaciteiten, kan men berekenen uit lineaire differentiaalvergelijkingen; een zodanig netwerk noemt men een *lineair systeem*.

Zijn de drie grootheden niet constant, dan is het systeem *niet-lineair*; in zulk een systeem ontstaan hogere harmonischen van stromen en spanningen (zie ook § 4).

Wil men een mechanisch aequivalent van de elektrische grootheden, dan kan men vergelijken:

weerstand	met wrijving,
zelfinductie	met massawerking,
capaciteit	met veerwerking.

Vrijwel het gehele gebied van de wisselstroomtechniek kan men be-

heersen met *enkele hoofdwetten*, nl. de wet van Ohm, de wetten van Kirchhoff, de inductiewet en de wet van het behoud van arbeidsvermogen.

Wet van Ohm: spanning = stroom \times weerstand.

Meer uitgebreid toegepast op wisselstroomketens gaat de wet over in de *2e wet van Kirchhoff*:

De som van de EMK in een keten moet op elk ogenblik in evenwicht zijn met de som van de opgewekte wisselspanningen.

Spanning aan weerstand = $i \times R$, bij sinusvorm $I_{max} R \sin \omega t$.

Volgens de *inductiewet* geldt:

Spanning aan zelfinductie = $L \frac{di}{dt}$, bij sinusvorm $I_{max} \omega L \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \right)$.

Voor een condensator geldt:

Spanning aan condensator = $\frac{1}{C} \int idt$, bij sinusvorm $I_{max} \frac{1}{\omega C} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$.

Bij serieschakeling van weerstand, zelfinductie en capaciteit, ontstaat dus de vergelijking

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int i dt = \text{EMK.}$$

Uit deze vergelijking zijn alle trillingsverschijnselen (gedwongen trilling, vrije trilling, resonantie enz.) af te leiden.

Uit de genoemde wetten leidt men af dat de totale impedantie van een kring met weerstand, zelfinductie en capaciteit als volgt complex wordt voorgesteld:

$$Z = R + jX = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right), \dots \dots \dots (I-1)$$

of, in absolute waarde:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2},$$

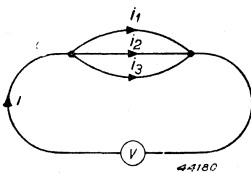


Fig. 3

Schematische voorstelling van de 1e wet van Kirchhoff

$$i = i_1 + i_2 + i_3.$$

en, bij serieschakeling van een aantal impedanties Z_1, Z_2 enz., de totale impedantie $Z = Z_1 + Z_2 + \dots$ enz.

1e Wet van Kirchhoff: In een knooppunt van een elektrisch netwerk is de algebraïsche som van alle stroomsterkten op ieder ogenblik = 0:

$$i = i_1 + i_2 + i_3.$$

Uit deze wet volgt dat, bij parallelschakeling van impedanties,

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \dots$$

Wet van het behoud van arbeidsvermogen: De toegevoegde energie = de verbruikte energie + de vermeerdering van elektrische en magnetische energie.

Volgens *Joule* is de verbruikte energie = $i^2 R$,

$$\text{de magnetische energie} = \frac{1}{2} L i^2,$$

$$\text{de elektrische energie} = \frac{1}{2} C V_c^2.$$

Bij het uitwerken van wisselstroomproblemen kan men voorts gebruik maken van enige bijzondere stellingen, die het uitvoeren van berekeningen kunnen vereenvoudigen. De belangrijkste zijn de volgende.

1. Het *superpositiebeginsel*

In een lineair systeem waarin verscheidene EMK's werken, zijn de stromen en spanningen gelijk aan de som van de stromen en spanningen die zouden optreden indien elk van de EMK's afzonderlijk werkte.

2. Het *reciprociteitstheorema*

Indien in een lineair systeem een EMK, die op een plaats *A* werkt, op een plaats *B* een stroom *i* veroorzaakt, dan geeft een even grote EMK, die op de plaats *B* werkt, op de plaats *A* een even grote stroom *i*.

3. Het *theorema van Thévenin*

Sluit men op een lineair systeem, bestaande uit een willekeurig aantal EMK's en impedanties, in twee willekeurige punten, *a* en *b*, een impedantie *Z* aan, dan kan men de stroom door deze impedantie berekenen als het quotiënt van de open spanning die aan de punten *a* en *b* optreedt, en de impedantie welke men aan deze punten naar binnen in het systeem meet, nadat men daarin alle EMK's heeft kortgesloten. Bij dit kortsluiten van de EMK's moet men de inwendige weerstanden van de overeenkomstige energiebronnen echter wél in rekening brengen. (Het bewijs van dit theorema vindt men o.a. in Shea, *Transmission Networks and Wavefilters*). Dit belangrijke theorema moge aan de hand van een enkel voorbeeld nader worden toegelicht.

Op het lineaire systeem volgens fig. 4 wordt bij de punten *a* en *b* een veranderlijke impedantie Z_u aangesloten. Gevraagd wordt de stroom door Z_u bij de verschillende waarden daarvan.

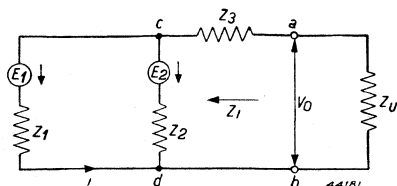


Fig. 4

Voorbeeld van een lineair systeem waarop het theorema van Thévenin kan worden toegepast.

De stroom door Z_u bedraagt derhalve:

$$Z_i = Z_3 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}.$$

De stroom door Z_u bedraagt derhalve:

$$i_u = \frac{V_0}{Z_i + Z_u} = \frac{E_1 Z_2 + E_2 Z_1}{Z_1 Z_2 + (Z_1 + Z_2)(Z_3 + Z_u)}.$$

4. Het compensatiethorema

Indien in een tak van een lineair systeem waarin een stroom I vloeit, de impedantie met een bedrag ΔZ wordt vergroot, dan zijn de veranderingen van de stromen in alle takken van het systeem gelijk aan de stromen die een EMK = $-I \Delta Z$ in serie met de veranderde impedantie zou veroorzaken.

Dit theorema berust op het superpositiebeginsel. Schakelt men de EMK = $-I \Delta Z$ in serie met de veranderde impedantie $Z + \Delta Z$, dan compenseert deze EMK het spanningsverlies over ΔZ , hetgeen betekent dat in alle takken de stromen ongewijzigd blijven. De EMK heft dus de veranderingen in de stromen op, die zouden optreden indien alleen Z werd gewijzigd in $Z + \Delta Z$, m.a.w.: de EMK = $-I \Delta Z$ in serie met $Z + \Delta Z$ wekt dezelfde veranderingen op als door verandering van Z in $Z + \Delta Z$ zouden ontstaan.

In de theorie van elektrische netwerken maakt men gebruik van de begrippen *tweepolen* en *vierpolen*.

Men kan een energiebron voorstellen door een kast met twee klemmen. Sluit men op de klemmen een weerstand aan, dan vloeit daardoor een stroom die, behalve door deze weerstand, wordt bepaald door de EMK of „open spanning” van de energiebron en de weerstand die met die EMK in serie staat, de zogenaamde inwendige weerstand (voorstellingswijze van Von Helmholtz). Deze eenvoudige voorstellingswijze kan alleen worden gebruikt indien het systeem lineair is. De energiebron

De open spanning V_0 aan de punten a en b komt overeen met de spanning V_{cd} aan de punten c en d :

$$V_0 = V_{cd} = E_2 + iZ_2$$

$$i = \frac{E_1 - E_2}{Z_1 + Z_2}, \text{ dus } V_0 = \frac{E_1 Z_2 + E_2 Z_1}{Z_1 + Z_2}.$$

De impedantie Z_i , die men aan de punten a en b naar binnen in het

met inwendige weerstand, uiterlijk voorgesteld door een kast met twee klemmen, noemt men een *tweepool*.

In plaats van het lineaire systeem voor te stellen door een EMK met een in serie geschakelde impedantie, kan men het systeem ook voorstellen als een bron van constante stroom met een parallel geschakelde impedantie.

Van een *vierpool* spreekt men, indien men een electricch systeem kan voorstellen door een kast met twee ingangs- en twee uitgangsklemmen; binnen deze kast bevindt zich een willekeurige combinatie van complexe weerstanden. Is het systeem lineair, dan spreekt men van een *lineaire vierpool*. Bevat het systeem geen energiebron, dan noemt men de vierpool *passief*, anders *actief*. Men kan bijv. een transformator voorstellen als een passieve en een versterkbuis als een actieve vierpool.

De theorie van de vierpool stelt zich tot taak, de samenhang van stromen en spanningen aan in- en uitgang van de vierpool te bepalen. Men kan deze samenhang vaststellen door metingen aan de in- en uitgangsklemmen, zonder dat de verschillende elementen binnen de vierpool bekend zijn. Het reciprociteitstheorema (2) en het theorema van Thévenin (3) zijn voorbeelden van toepassing van de vierpooltheorie.

§ 3. Over de begrippen selectiviteit, resonantie, modulatie, detectie

Onder *selectiviteit* van een electricch systeem verstaat men het vermogen van dat systeem om op trillingen van een bepaalde frequentie belangrijk sterker te reageren dan op trillingen van dicht daarbij gelegen frequenties. Zo is de selectiviteit van een ontvangstoestel groot, indien het toestel de trillingen van een bepaalde golflengte in veel sterkere mate doorgeeft dan trillingen van andere nabijgelegen golflengten. Voor het verkrijgen van selectiviteit maakt men gebruik van resonantiekringen. Wegens hun vrij menigvuldig gebruik in L.F.versterkingsketens worden deze resonantiekringen in het kort besproken.

Wat de resonantie van electriche ketens betreft, maakt men onderscheid tussen serieresonantie en parallelresonantie.

Serieresonantie

In dit geval bestaat de resonantiekring uit de serieschakeling van een zelfinductie, een capaciteit en een weerstand. Deze serieweerstand beantwoordt aan de verliezen van de smoorspoel en van de condensator; hoe kleiner R is, hoe beter de keten functionneert.

De totale impedantie van de serieschakeling aan R , L en C bedraagt (zie verg. I - 1):

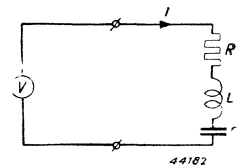


Fig. 5

Schema van een kring met serieresonantie.

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right).$$

De amplitude van de stroom I , die door de uitwendige spanning $V = V_{max} \sin \omega t$ wordt opgewekt, bedraagt:

$$I_{max} = \frac{V_{max}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}} \dots \dots \dots (I-2)$$

Indien $\omega L = \frac{1}{\omega C}$, wordt $Z = R$ en $I_{max} = \frac{V_{max}}{R}$; de stroom bereikt dan zijn absolute maximum; de keten is in resonantie. De resonantiefrequentie $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

In resonantie is de fazeverschuiving tussen stroom en spanning = 0. Buiten resonantie, indien $\omega L > \frac{1}{\omega C}$, is de keten inductief en blijft de stroom achter bij de spanning; indien $\omega L < \frac{1}{\omega C}$, is de keten capaciteef en is de stroom bij de spanning vóór.

Door I_{max} als functie van de frequentie aan te geven, ontstaat de z.g. *resonantiekromme*; ook de fazeverschuiving tekent men wel als functie van de frequentie. Beide krommen zijn weergegeven in fig. 6.

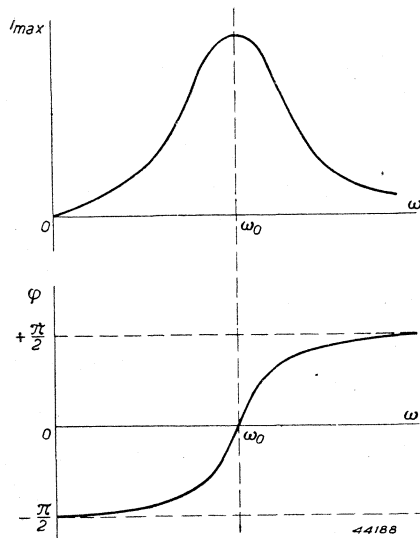


Fig. 6

Resonantiekromme ($I_{max} = f(\omega)$) en fazeverschuiving als functie van de frequentie bij serieresonantie.

Noemt men $\delta = \frac{R}{\omega_0 L}$ en $\beta = x - \frac{1}{x}$,

waarbij $x = \frac{\omega}{\omega_0}$, dan gaat de vergelijking I-2 over in

$$I_{max} = \frac{V_{max}}{\omega_0 L \delta \sqrt{1 + \frac{\beta^2}{\delta^2}}} \dots \dots (I-3)$$

In resonantie is I_{max} :

$$I_{res} = \frac{V_{max}}{\omega_0 L \delta},$$

dus:

$$\frac{I_{max}}{I_{res}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2/\delta^2}}.$$

Als een maat voor de selectiviteit

beschouwt men nu het verschil tussen de beide frequenties ω_1 en ω_2 , waarbij $\frac{I_{max}}{I_{res}} = \frac{1}{2} \sqrt{2}$ of $\beta = \pm \delta$.

Is de selectiviteit behoorlijk, dan liggen ω_1 , ω_2 en ω_0 dicht bij elkaar, zodat

$$\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} \cong \frac{\beta_1 - \beta_2}{2} \cong \delta.$$

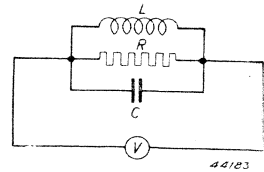
Hieruit volgt, dat $\omega_1 - \omega_2 = \frac{R}{L}$, d.w.z. dat het quotiënt $\frac{R}{L}$ een maat

is voor de selectiviteit. Hoe kleiner R , hoe groter de selectiviteit.

Wij kunnen ook nog opmerken dat, voor het

geval $\frac{I_{max}}{I_{res}} = \frac{1}{2} \sqrt{2}$, waarbij $R = \omega L - \frac{1}{\omega C}$, de

fazeverschuiving 45° bedraagt.



Parallelresonantie.

Zelfinductie, capaciteit en weerstand zijn parallel geschakeld. De totale geleidbaarheid van de kring bedraagt:

Fig. 7
Schema van een kring met parallelresonantie.

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}$$

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R} + j\omega C \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right).$$

Resonantie treedt weer op als $1 - \frac{1}{\omega^2 LC} = 0$ of $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ is.

Men noemt weer:

$$\delta = \frac{R}{\omega_0 L} \text{ en } \beta = x - \frac{1}{x}, \text{ waarbij } x = \frac{\omega}{\omega_0}.$$

Tussen V en de totale stroom I in de kring bestaat de betrekking:

$$I_{max} = V_{max} \times \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2},$$

en hieruit volgt weer dat:

$$I_{max} = \frac{V_{max}}{\delta \omega_0 L} \sqrt{1 + \beta^2 \delta^2} \dots \dots \dots (I-4)$$

In resonantie is $I_{res} = \frac{V_{max}}{\delta \omega_0 L}$

$$\frac{I_{max}}{I_{res}} = \sqrt{1 + \beta^2 \delta^2} \text{ zodat, voor } \frac{I_{max}}{I_{res}} = \sqrt{2},$$

$$\sqrt{1 + \beta^2 \delta^2} = \sqrt{2} \text{ of } \beta = \pm \frac{1}{\delta}.$$

Daar nu, bij goede selectiviteit, $\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} \cong \frac{\beta_1 - \beta_2}{2}$, volgt hieruit dat $\omega_1 - \omega_2 = \frac{1}{\delta}$, d.w.z. dat, bij de parallelresonantie, $\frac{1}{\delta}$ een maat is voor de selectiviteit; hoe groter R , hoe groter de selectiviteit.

Modulatie

Een trilling die sinusvorming met de tijd verandert, noemt men onge-moduleerd. Zij wordt voorgesteld door

$$A_0 \cos(\omega t + \varphi) = A_0 \cos(2\pi f t + \varphi),$$

en is gekenmerkt door drie karakteristieke elementen, nl. de amplitude A_0 , de frequentie f en de faseverschuiving φ .

Wordt de amplitude niet constant gehouden, maar in overeenstemming met de vorm van een signaal gewijzigd, dan spreekt men van *amplitude-modulatie*.

Als voorbeeld bespreken wij de sinusvormige amplitudemodulatie, waarbij de amplitude in overeenstemming met een sinusvormig signaal wordt gewijzigd. De trilling die dan ontstaat, kan als volgt worden voorgesteld:

$$(A_0 + M \cos \omega_m t) \cos \omega_h t.$$

Deze wijze van moduleren wordt algemeen toegepast bij het radioverkeer; ω_h is dan de hoeksnelheid van de H.F. trilling waarop gemoduleerd wordt (de *draaggolf*), ω_m is hoeksnelheid van de L.F. trilling die men wil overbrengen, M is de amplitude van die L.F. trilling.

De gemoduleerde H.F. trilling kan men ook als volgt voorstellen:

$$A_0 \cos \omega_h t + \frac{1}{2} M \cos(\omega_h + \omega_m) t + \frac{1}{2} M \cos(\omega_h - \omega_m) t.$$

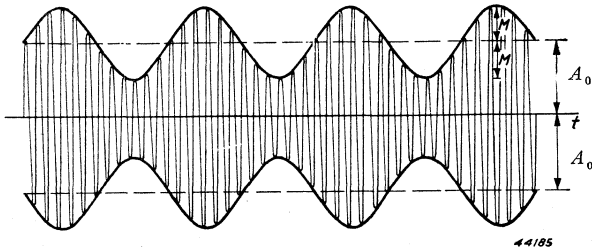


Fig. 8

Voorstelling van een sinusvormig gemoduleerde H.F. trilling.

A_0 = amplitude draaggolf,

M = amplitude van de L.F. trilling.

Zij bestaat dus uit drie sinusvormige trillingen met constante amplitude, met de frequentie van de draaggolf en met de som- en verschilfrequenties; de amplitude van de laatstgenoemde trillingen is de helft van de amplitude van het L.F. signaal.

Men kan de gemoduleerde H.F. trilling voorstellen als in fig. 8.

Men noemt $m = \frac{M}{A_0}$ de *modulatie diepte*.

Bij het overbrengen van spraak of muziek bestaat het signaal uit een aantal sinusvormige trillingen met verschillende amplitude, faseverschuiving en frequentie, voor te stellen door $\sum_n M_n \cos (\omega_n t + \varphi_n)$.

De gemoduleerde H.F. trilling krijgt nu het karakter

$$A_0 \cos \omega_h t + \frac{1}{2} \sum_n M_n \cos [(\omega_h + \omega_n) t + \varphi_n] \\ + \frac{1}{2} \sum_n M_n \cos [(\omega_h - \omega_n) t - \varphi_n].$$

Men noemt de trillingen onder het somteken *zijbanden*.

In de L.F. versterkingstechniek wordt modulatie niet opzettelijk gebruikt; zij komt echter als een storend element, ook in L.F. systemen, voor.

Behalve amplitudemodulatie onderscheidt men *frequentie-* en *fazemodulatie*.

Een H.F. signaal dat in de frequentie gemoduleerd is met een L.F. signaal $\Delta\omega\lambda(t)$ (λt is in het algemeen een willekeurige functie van de tijd), kan aldus worden voorgesteld:

$$A = A_0 \cos (\omega t + \Delta\omega \int \lambda(t) dt + \varphi).$$

Is het L.F. signaal sinusvormig, zodat

$$\Delta\omega\lambda(t) = \Delta\omega \cos pt,$$

dan is

$$A = A_0 \cos \left(\omega t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin pt + \varphi \right),$$

waarbij $m = \frac{\Delta\omega}{p}$ de *modulatie-index* genoemd wordt.

$\Delta\omega$ is onafhankelijk van de frequentie van het L.F. signaal, doch evenredig met de amplitude daarvan. De modulatie-index m is dus omgekeerd evenredig met de frequentie p van het L.F. signaal.

Bij fazemodulatie door een L.F. signaal $\Delta\omega\lambda_t$ kan de gemoduleerde H.F. trilling worden voorgesteld door

$$A = A_0 \cos (\omega t + \Delta\omega\lambda_t + \varphi).$$

Bij een sinusvorming L.F.signaal wordt dit:

$$A = A_0 \cos (\omega t + \Delta\omega \sin pt + \varphi).$$

De modulatie $m = \Delta\omega$ is in dit geval dus onafhankelijk van p .

Detectie

Wil men gemoduleerde H.F. trillingen weer L.F. waarneembaar maken, dan moet men op de plaats van ontvangst de L.F. trillingen, zo mogelijk onvervormd, van de H.F. draaggolf scheiden. Dit wordt verkregen door *detectie*. In het algemeen gesproken, ontstaat detectie doordat men de gemoduleerde H.F. trilling aan een niet-lineair systeem toevoert. Zoals aanstonds zal blijken, ontstaat daarbij o.a. ook de verschilfrequentie $(\omega_h + \omega_m) - \omega_h = +\omega_m$, dat is dus het L.F. signaal. Ook H.F. trillingen blijven bij de detectie bestaan; deze worden echter in het L.F. systeem afgesneden, zodat alleen het L.F. signaal wordt doorgegeven.

Elke niet-lineaire grootheid kan men, door ontwikkeling volgens Taylor, voorstellen door een machtreeks; zo kan men bijv. de anodestroom die bij diodedetectie ontstaat, voorstellen door de vergelijking

$$I_a = I_a (V_i=0) + S V_i + \frac{1}{2} T V_i^2 + \frac{1}{6} W V_i^3 + \dots \text{ enz.}$$

$I_a (V_i=0)$ = anode-ruststroom, S = steilheid, V_i = de verandering van de roosterspanning. Indien nu V_i een enkelvoudige sinusvormige trilling is, ontstaan in I_a , behalve de oorspronkelijke frequentie van V (de grondfrequentie), ook veelvoudigen daarvan. Hierop wordt nader ingegaan in § 4 (niet-lineaire vervorming).

Bestaat V uit verscheidene sinusvormige trillingen, dan ontstaan, behalve de grondtonen en de hogere harmonischen daarvan, ook som- en verschilfrequenties in verschillende combinaties; ook treedt gelijkrichting op. Zijn er twee sinusvormige trillingen, ω_h en ω_m , dan ontstaan in het algemeen ook de trillingen

$$p\omega_h \pm q\omega_m,$$

waarbij $p + q \leq n$ en n = de hoogste macht van V_i in de machtreeks van I_a .

Wij zullen nu de diodedetectie iets nader beschrijven. De gemoduleerde H.F. trilling wordt tussen anode en kathode opgewekt, zoals in fig. 9 is weergegeven. Door de detectie ontstaat een gelijkspanning en het L.F. signaal op de weerstand R_1 , die met de diode in serie is geschakeld. De anodestroom kan men bij kleine stromen voorstellen door de vergelijking:

$$I_a = A e^{V_d/V_T},$$

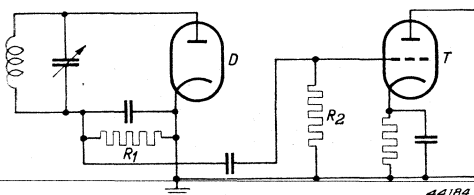


Fig. 9

- D = detectiediode
- T = L.F. versterkbuis
- R_1 = afleidingsweerstand van de diode
- R_2 = afleidingsweerstand van het rooster van de triode

waarin $I_a =$ anodestroom bij een anodespanning van V_a volt,
 $A =$ anodestroom bij een anodespanning van 0 volt
 (in de veronderstelling dat de vergelijking tot 0 volt geldig blijft),
 $V_a =$ anodespanning,
 $V_T =$ een constante, de z.g. „temperatuurspanning”, die voor
 de meeste dioden ca. 0,1 volt bedraagt,
 $e =$ grondtal van het natuurlijke logaritmenstelsel $= 2,72$.

Indien nu de amplitude van het H.F. signaal kleiner is dan de temperatuurspanning, kan men de anodestroom voorstellen door een machtreeks, welke slechts tot de 2e term doorloopt.

De kromme $I_a = f(V)$ is dan z.g. kwadratisch, en wij hebben te maken met de z.g. *kwadratische detectie*.

$$I_a = I_a(V_i=0) + SV + \frac{1}{2} TV^2.$$

Het gemoduleerde H.F. signaal kan worden voorgesteld als

$$V_i = A_0 \cos \omega_h t + \frac{1}{2} M \cos (\omega_h + \omega_m) t + \frac{1}{2} M \cos (\omega_h - \omega_m) t.$$

Hieruit volgt:

$$\begin{aligned} 2 V_i^2 = & (A_0^2 + \frac{1}{2} M^2) + A_0^2 \cos 2 \omega_h t + \frac{1}{4} M^2 \cos 2 (\omega_h + \omega_m) t + \\ & + \frac{1}{4} M^2 \cos 2 (\omega_h - \omega_m) t + A_0 M \left\{ \cos (2 \omega_h + \omega_m) t - \right. \\ & \left. - \cos (2 \omega_h - \omega_m) t + 2 \cos \omega_m t \right\} \\ & + \frac{1}{2} M^2 (\cos 2 \omega_h t + \cos 2 \omega_m t). \end{aligned}$$

Vult men V_i en V_i^2 in de vergelijking voor I_a in, dan blijkt het volgende:

De term $(A_0^2 + \frac{1}{2} M^2)$ bewijst dat er gelijkrichting optreedt; verder komen in I_a , behalve enige H.F. trillingen, die, daar zij worden afgesneden, buiten beschouwing kunnen blijven, alleen de volgende L.F. trillingen voor:

$$T \left\{ 2 H_0 M \cos \omega_m t + \frac{1}{2} M^2 \cos 2 \omega_m t \right\}.$$

Het blijkt dus dat bij kwadratische detectie vervorming optreedt, doordat ook een trilling met de dubbele frequentie ontstaat.

De amplitude van deze 2e harmonische verhoudt zich tot die van de grondtoon als $\frac{\frac{1}{2} M^2}{2 H_0 M} = \frac{1}{4} \frac{M}{H_0} = \frac{1}{4} m$.

Is de amplitude van de H.F. trilling groot t.o.v. de temperatuurspanning, dan verdwijnt ook de kwadratische term in de vergelijking van I_a ; de detectie is dan *lineair*, en vervorming kan alleen optreden door bijkomstige omstandigheden. Men kan ook detectie bewerken

door aan het rooster van een triode of penthode een juist gekozen voorspanning te leggen en de gemoduleerde H.F. trilling daarmee in serie te schakelen. Door de kromming van de $I_a—V_g$ karakteristiek heeft gelijkrichting plaats, waarmee detectie gepaard gaat. Wij kunnen op deze kwestie hier niet verder ingaan. Een duidelijke uiteenzetting van de kwadratische en de lineaire diodedetectie vindt men bijv. in Philips' „Miniwatt” Monatsheft nr. 25, Mei 1935.

In de L.F. versterkingstechniek maakt men opzettelijk gebruik van detectie, o.a. voor automatische volumeregeling. Zij kan ook onopzettelijk voorkomen en dan tot moeilijkheden aanleiding geven.

§ 4. Vervorming (lineaire en niet-lineaire)

Volgens de op blz. 531 gegeven definitie verstaat men onder vervorming het geheel der verschillen waardoor de gereproduceerde trilling zich onderscheidt van de oorspronkelijke.

Men onderscheidt de vervorming in *lineaire* en *niet-lineaire*; bij de lineaire vervorming hangt de reproductiefactor af van een amplitude van de frequentie, bij de niet-lineaire vervorming hangt de reproductiefactor af van een amplitude van een bepaalde frequentie van de amplitude (zie definities, 531).

Lineaire vervorming

In lineaire systemen (zie 3) kan alleen lineaire vervorming optreden; zij wordt zichtbaar bij het tekenen van de z.g. frequentiekarakteristiek, waarin men een bepaalde grootte, bijv. de uitgangsspanning van een versterker bij constant ingangssignaal, als functie van de frequentie aangeeft. Is lineaire vervorming aanwezig, dan wijkt de frequentiekarakteristiek van de horizontale rechte lijn af; deze afwijking kan zowel onopzettelijk, als gevolg van de eigenschappen van de versterker, als opzettelijk — indien men bepaalde frequenties extra wenst te versterken of te verzwakken — voorkomen.

Enkele voorbeelden mogen dit verduidelijken.

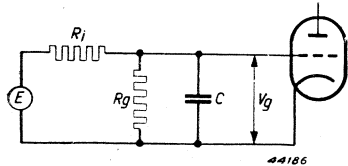


Fig. 10

Vervangingsschema voor het voeden van een rooster door een energiebron E met inwendige weerstand R_i .

Stel dat de stuurroosterkring van een versterkbuis is aangesloten op een energiebron E met inwendige weerstand R_i (zie fig. 10).

Het rooster is door een roosterlekweerstand R_g verbonden met de kathode; parallel met R_g staat de capaciteit C , die wordt bepaald door de capaciteit van de toevoerdraden en het rooster ten opzichte van de kathode.

Nu geldt de betrekking:

$$E = I \left(R_i + \frac{R_g}{1 + j\omega C R_g} \right).$$

De spanning van het rooster bedraagt derhalve:

$$|V_g| = I \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C R_g} = \frac{E}{R_i + \frac{R_g}{1 + j\omega C R_g}} \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C R_g}$$

$$V_g = E \frac{R_g}{(R_i + R_g) + j\omega C R_g R_i}$$

In absolute waarde is

$$V_g = E \frac{R_g}{\sqrt{(R_i + R_g)^2 + (\omega C R_g R_i)^2}}$$

$$V_g = E \frac{R_g}{R_i + R_g} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C R_g R_i}{R_i + R_g} \right)^2}}$$

Bij lage frequenties is $V_g = E \cdot \frac{R_g}{R_i + R_g}$, bij hoge frequenties krijgt de wortelvorm invloed op de uitkomst; V_g neemt dus af met toenemende frequentie.

Stel dat in een praktisch geval $R_i = 10^4 \Omega$, $R_g = 2 \cdot 10^5 \Omega$ en $C = 100 \text{ pF}$, dan is, bij een frequentie van 10 000 Hz:

$$\sqrt{1 + \left(\frac{\omega C R_g R_i}{R_i + R_g} \right)^2} \cong 1,002.$$

De frequentiekaracteristiek is praktisch recht. Is $R_i = 10^5 \Omega$, dan is $\sqrt{\dots} \cong 1,08$, zodat V_g bij 10 000 Hz ca. 8% zou dalen.

Men gebruikt de schakeling volgens fig. 10 ook wel om opzettelijk de hoge tonen af te snijden; C wordt dan veel groter genomen.

Als $R_i \gg R_g$ en $\frac{1}{\omega C} = R_g$, daalt V_g tot ca. 70%. Hetzelfde geschiedt indien $R_g \gg R_i$ en $\frac{1}{\omega C} = R_i$.

Een ander voorbeeld, waarbij niet de hoge doch de lage frequenties worden afgesneden, vindt men in de weerstandskoppeling voor versterkbuizen. De schakeling is weergegeven in fig. 11.

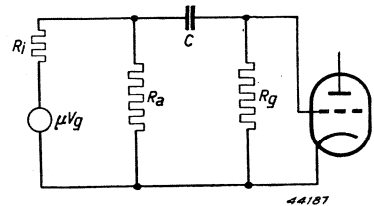


Fig. 11

Vervangingschema van een versterktrap met weerstandskoppeling.

Indien $R_g \gg R_a$, heeft de stroom door R_g praktisch geen invloed op de spanning aan R_a , en kan men schrijven $V_{R_a} = \frac{R_a}{R_i + R_a} \mu V_g$. V_{R_a} is dus onafhankelijk van de frequentie. Voor de stroom I door R_g geldt de betrekking $V_{R_a} = I \left(R_g + \frac{1}{j\omega C} \right)$.

De spanning aan het rooster is dus:

$$V_i = \frac{V_{R_a}}{R_g + \frac{1}{j\omega C}} \cdot R_g = V_{R_a} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega CR}}$$

In absolute waarde:

$$|V_i| = V_{R_a} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C R} \right)^2}}$$

V_i is dus wél afhankelijk van de frequentie.

Bij hoge frequenties is $V_i = V_{R_a}$; bij lage frequenties wijkt V_i af.

Stel dat $R = 2 \cdot 10^6 \Omega$, $C = 0,01 \mu F$ en $\omega = 2 \pi 50$ is,

dan is $V_i \cong 0,99 V_{R_a}$.

Niet-lineaire vervorming

Deze treedt op in niet-lineaire systemen waarin een of meer van de daarin aanwezige weerstanden, zelfinducties of capaciteiten niet constant zijn, of EMK's niet evenredig zijn met de sinusvormige grootheden waarvan zij afhangen.

In versterkingsschakelingen komt dit geregeld voor. Versterkbuizen kan men zich vervangen denken door een EMK = μV_g en een inwendige weerstand R_i (zie 42). De inwendige weerstand is afhankelijk van de amplitude; ook de versterkingsfactor is onder bepaalde omstandigheden niet geheel constant. In transformatoren met ijzerneren verandert de permeabiliteit met de amplitude, d.w.z. dat de zelfinductie van de transformator afhankelijk is van de amplitude.

Wij zullen nu aantonen dat, door het aanwezig zijn van dergelijke niet-lineaire (niet constante) elementen in een systeem, aan de oorspronkelijk toegevoerde frequentie nieuwe frequenties worden toegevoegd.

Elke niet-lineaire grootheid kan men voorstellen door een machtreeks, waarbij de opeenvolgende machten de afhankelijkheid van die grootheid van een andere grootheid weergeven. Zo is bijv. de betrekking voor de anodestroom, die niet-

lineair met een verandering van de roosterspanning v_i samenhangt, als volgt weer te geven:

$$i_a = i_a(v_i = 0) + a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + a_4 v_i^4 + \dots \text{ enz.}$$

$i_a(v_i = 0)$ is de waarde die de anodestroom bij een bepaalde negatieve roosterspanning heeft. Is v_i een enkelvoudige sinusvormige spanning, dus $v_i = V_i \sin \omega t$, dan leidt men voor de verandering van de anodestroom ΔI_a af, indien de betrekking na v_i^4 wordt afgebroken:

$$\begin{aligned} \Delta I_a = & \left[\frac{a_2^2}{2} V_i^2 + \frac{3}{8} a_4 V_i^4 \right] + \left[a_1 V_i + \frac{3}{4} a_3 V_i^3 \right] \sin \omega t \\ & - \left[\frac{a_2}{2} V_i^2 + \frac{a_4}{2} V_i^4 \right] \cos 2 \omega t - \frac{a_3}{4} V_i^3 \cdot \sin 3 \omega t + \frac{a_i^4}{8} V_i^4 \cos 4 \omega t \end{aligned}$$

(zie tabel A).

Behalve een gelijkstroomcomponent, treden dus hogere harmonischen op, waarvan het hoogste ranggetal overeenkomt met de graad van de vergelijking. De coëfficiënten a_2, a_3, a_4 bepalen de amplituden van de hogere harmonischen.

Schrijft men de betrekking voor ΔI_a in de vorm

$$\Delta I_a = C_0 + C_1 \sin \omega t + C_2 \cos 2 \omega t + C_3 \sin 3 \omega t + C_4 \cos 4 \omega t,$$

dan noemt men de verhouding:

$$D = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2}}{C_1} \dots \dots \dots \text{ (I — 5)}$$

vervormingsfactor. Dikwijls wordt de vervormingsfactor gebruikt als een maat voor de toelaatbare vervorming, hoewel dit niet in alle opzichten juist is (zie ook 368).

Soms wordt de vervormingsfactor ook opgegeven als de verhouding

$$\frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2}}{\sqrt{C_1^2 + C_2^2 + C_3^2 + C_4^2}}.$$

Bij geringe vervorming, als praktisch het meest voorkomt, zijn de beide verhoudingen ongeveer even groot.

In L.F. versterkingsinstallaties bestaat het signaal in de regel niet uit een enkelvoudige sinusvormige trilling, maar uit een samenstelling van verschillende L.F. trillingen. Zoals op blz. 12 reeds werd opgemerkt, ontstaan in dat geval niet alleen de hogere harmonischen, maar ook verschillende combinatietonen. Vooral deze combinatietonen kunnen zeer hinderlijk zijn bij de weergave, (zie ook II § 5). Voor het berekenen van de boventonen en combinatietonen, in het geval dat het L.F. signaal uit twee trillingen is samengesteld, kan tabel A dienen. Deze tabel is samengesteld door Wilhelm, „Die Röhre im Rundfunkempfänger“, Telefunken Röhre 3 (1935) 95—102, voor het geval dat de constanten a_1, a_2 , enz. van de machtreeks en de amplituden V_1 en V_2 van 2 sinusvormige trillingen, ω_1 en ω_2 , bekend zijn. In de tabel vindt men onder kolom I de tekens van de in kolom II genoemde trillingen; kolom III geeft de hoeksnelheden aan, en uit kolom IV zijn de amplituden van de trillingen te berekenen.

Men vindt deze, door voor een bepaalde frequentie alle getallen in de daarbij behorende horizontale kolom van IV op te tellen, nadat men elk dezer getallen heeft vermenigvuldigd met de waarden van $a_1 \dots$ enz. en $V_1 \dots$ enz. die er loodrecht boven staan.

Gegevens voor niet-lineaire vervormingen

I	II	III	IV														
			a_1		$\frac{a_2}{2}$		$\frac{a_3}{4}$		$\frac{a_4}{8}$			$\frac{a_5}{16}$					
	V_1	V_2	V_1^2	V_2^2	V_1^3	V_2^3	V_1^4	V_2^4	V_1^5	V_2^5	V_1^6	V_2^6	V_1^7	V_2^7	V_1^8	V_2^8	
+		$0 \omega_1 \pm 0 \omega_2$		1		1		3		12		3					
+		ω_1			3			6									
+		ω_2	1			3										60	30
-		$2 \omega_1$															
-		$\omega_1 \pm \omega_2$		1			4			12			12				
-		ω_2		2													
-		$2 \omega_2$			1												
-		$3 \omega_1$				1											
-		$2 \omega_1 \pm \omega_2$															
-		$\omega_1 \pm 2 \omega_2$															
-		$3 \omega_2$															
+		$4 \omega_1$					1										
+		$3 \omega_1 \pm \omega_2$															
+		$2 \omega_1 \pm 2 \omega_2$															
+		$\omega_1 \pm 3 \omega_2$															
+		$4 \omega_2$															
+		$5 \omega_1$															
+		$4 \omega_1 \pm \omega_2$															
+		$3 \omega_1 \pm 2 \omega_2$															
+		$2 \omega_1 \pm 3 \omega_2$															
+		$\omega_1 \pm 4 \omega_2$															
+		$5 \omega_2$															

Zo vindt men bijv. voor de 5e boventoon van ω_1 , de vorm:

$$\Delta I_{(5\omega_1)} = + \frac{a_5}{16} \cdot V_1^5 \sin 5 \omega_1 t,$$

voor de 2e harmonische van ω_2 :

$$\Delta I_{(2\omega_2)} = - \left\{ \frac{a_2}{2} V_2^2 + \frac{3a_4}{2} \cdot V_1^2 V_2^2 + \frac{a_4}{2} V_2^4 \right\} \cos 2 \omega_2 t,$$

enz.

Men ziet uit de tabel hoe reeds bij twee frequenties, ω_1 en ω_2 , en een 5e-graads-machtrees, een groot aantal nieuwe frequenties wordt gevormd. Bestaat het L.F. signaal uit een groter aantal frequenties, dan neemt het aantal storende frequenties sterk toe.

Men ziet ook uit de tabel dat, bij een kwadratische kromme (parabool) $\Delta I = a_1 V + a_2 V^2$, alleen 2e harmonischen en de som- en verschilfrequenties optreden. Bij een kromme van de gedaante

$$\Delta I = a_1 V + a_3 V^3$$

verschijnen alleen de 3e harmonischen en de combinatietonen $2 \omega_1 \pm \omega_2$ en $\omega_1 \pm 2 \omega_2$. Wij komen hierop nog terug. (Zie 67).

§ 5. Voorversterking, eindversterking, regeling en faze-omkering

In L.F. versterkingsinstallaties maakt men gebruik van verschillende elektrische energie-opwekkende organen; de opgewekte energie wordt versterkt en daarna toegevoerd aan een of meer energieverbruikende organen.

De energie die door de opwekkers maximaal wordt geleverd, varieert van ca. 10^{-10} tot 10^{-6} watt. Fotocellen leveren tot ca. 10^{-10} watt, bandmicrofoons tot ca. 10^{-10} watt, koolmicrofoons tot ca. 10^{-6} watt, grammofoonopnemers eveneens tot ca. 10^{-6} watt. Het uitgangsvermogen dat aan de verbruikende organen — als luidsprekers, platensnijders, enz. — wordt geleverd, varieert in veel geringer mate; kleine versterkers leveren bijv. 1 watt, grote versterkers, als voorkomen in grote versterkingsinstallaties voor radiodistributie, tot 300 watt, zelden meer. De totale energieversterking ligt dus tussen ca. 10^6 en $3 \cdot 10^{12}$. Daar uitgangsen ingangsimpedantie van de versterker in het algemeen niet gelijk zijn, kan men de vereiste spanningsversterking hieruit zonder meer niet berekenen; wel kan men constateren dat ook deze hoge waarden moet bereiken.

Om deze grote energie- en spanningsversterking te bereiken, kan men niet volstaan met het gebruik van één versterkbuis; integendeel moet men een aantal versterkbuizen achter elkaar schakelen, waardoor de versterker uit een aantal z.g. versterktrappen wordt samengesteld.

Naar hun constructie onderscheidt men de versterkbuizen in voor-

versterk- en eindversterkbuizen. Met de voorversterkbuizen beoogt men in de eerste plaats spanningsversterking, waarmee energieversterking gepaard gaat. Het afgegeven vermogen is echter gering en hoogstens gelijk aan het vermogen dat nodig is om de roosters van de eindbuizen te voeden. Eindversterkbuizen zijn zó geconstrueerd, dat zij een belangrijk vermogen van enkele watts tot enkele tientallen watts kunnen leveren.

In overeenstemming hiermede verdeelt men de versterkers in voorversterkers en eindversterkers; soms worden beide in één versterker gecombineerd, maar dan onderscheidt men in die gecombineerde versterker toch weer het voorversterk- en het eindversterkgedeelte.

Behalve de genoemde onderdelen komen in L.F. versterkingsinstallaties nog andere voor. Wij sommen hiervan alleen de belangrijkste op, en vermelden in de eerste plaats de middelen voor het *regelen van de sterkte*. Deze middelen zijn onontbeerlijk, niet alleen omdat men de sterkte van het uitgangssignaal in de regel naar eigen smaak wil instellen, maar ook omdat de sterkte van het ingangssignaal zeer kan uiteenlopen. Maakt men de totale versterking zó groot, dat ook bij het zwakste signaal nog een behoorlijk uitgangsvermogen wordt opgewekt, dan moet de versterking bij het krachtigste signaal worden verminderd om overbelasting van de eindbuizen te voorkomen. Soms is het gewenst dat de sterkteregeling automatisch is. Mede met het oog daarop heeft men speciale voorversterkbuizen geconstrueerd die voor sterkteregeling geschikt zijn (vergelijk § 6).

Ook de frequentiekaracteristiek wordt in vele gevallen geregeld; bepaalde frequentiegebieden worden daarbij meer of minder versterkt of verzwakt (zie VI § 7).

In hfdst. IV § 3—5 wordt stilgestaan bij de z.g. balansschakeling van de eindtrap. Voor het voeden van de roosters van de beide eindbuizen zijn dan gelijke en tegengesteld gerichte spanningen nodig. Daar de opwekker in de regel maar één spanning afgeeft, zijn er dus ook middelen nodig, waarmee van één spanning op twee gelijke tegengestelde spanningen wordt overgegaan (faze-omkering). Op de verschillende mogelijkheden die zich hierbij voordoen, wordt in III § 8 nader ingegaan. Speciaal voor dit doel geschikte buizen zijn de secundaire emissiebuizen (zie II § 13).

§ 6. Over storingen in L.F. versterkingsinstallaties

In § 4 hebben wij gewezen op de lineaire en de niet-lineaire vervormingen die in versterkingsinstallaties kunnen optreden. Door deze vervormingen wijken de gereproduceerde trillingen van de oorspronkelijk

toegevoerde af, hetzij in amplitude, hetzij in frequentie. Behalve met dit verschijnsel, waardoor de getrouwheid der weergave wordt geschaad, heeft men bovendien te kampen met allerlei storende invloeden, waardoor trillingen van geheel vreemde aard aan de oorspronkelijk toegevoerde worden toegevoegd. Deze hinderlijke trillingen vat men samen onder de naam „storingen”. Deze storingen kunnen van buitenaf komen of in de L.F. versterkingsinstallatie worden opgewekt.

De voornaamste van deze laatste storingen zijn de ruis, de brom, het microfonisch effect en het ratelen. De van buiten afkomstige storingen worden in hfdst. IX § 8 beschreven.

De ruis

Hieronder verstaat men de aanwezigheid van vreemde spanningen, die over het gehele weer te geven frequentiegebied als een „continu spectrum” zijn verdeeld. Als bronnen van de ruis kent men de weerstanden en de versterkbuizen.

De ruis van weerstanden wordt in eerste aanleg door de thermische electronenbeweging van het weerstandsmateriaal veroorzaakt. Bij koolweerstand heeft de ruis nog andere oorzaken (zie VII § 3).

Het vermogen van de ruis, gemeten aan de klemmen van een weerstand R , bedraagt

$$W_R = 4kT (f_2 - f_1) \text{ watt,}$$

waarin k = gasconstante (constante van Boltzmann),
 T = absolute temperatuur,
 $f_2 - f_1$ = weer te geven frequentiegebied.

Bij kamertemperatuur ($T = 300^\circ$) en $f_2 - f_1 = 10^4$, is $W_R \cong 1,6 \cdot 10^{-16}$ watt.

Is de grootte van de weerstand gegeven, dan is de ruispanning bij kamertemperatuur:

$$V_R \cong \sqrt{1,64 \cdot 10^{-8} R (f_2 - f_1)} \mu V.$$

Bij $f_2 = 10^4$ Hz en $f_1 = 50$ Hz vindt men de volgende tabel:

R	V_R
100 Ω	0,13 μV
1 000 Ω	0,4 „
10 000 Ω	1,3 „
100 000 Ω	4 „
1 M Ω	13 „

Over de ruis van versterkbuizen vindt men in II § 8 enkele gegevens.

Het spreekt vanzelf dat de ruis des te hinderlijker is, naarmate de versterking achter de bron van de ruis groter is. Het meest komt het aan

op de ruis van de eerste voorversterkbuis en van de weerstand in de ingangskring van deze buis.

Om aan zekere eisen van kwaliteit bij de weergave te voldoen, moet ten slotte de nuttige energie een bepaald aantal malen groter zijn dan de ruisenergie, en wordt een grens gesteld aan de maximum te gebruiken versterking. (zie ook II § 4).

De brom

Onder de brom verstaat men het optreden van frequenties in de uitgangskring die gelijk zijn aan of een gering veelvoud vormen van de netfrequenties. Voor het optreden van de brom kunnen zeer vele oorzaken bestaan; de brom ontstaat bijv. doordat de voedingsbron van de anode bij onvoldoende afvlakking van de gelijkgerichte spanning een spanningsrimpel vertoont, doordat op verschillende leidingen of op wikkelingen van L.F. transformatoren spanningen worden geïnduceerd; wordt de kathode van versterkbuisen door wisselstroom verhit, dan kan ook deze aanleiding tot brom geven, enz.

In de desbetreffende hoofdstukken wordt nader ingegaan op de oorzaken van de brom en de middelen tot opheffing ervan.

Het microfonisch effect

Dit ontstaat door terugwerking van de voortgebrachte geluidstrillingen op de ingangskring, in de eerste plaats op de microfoon, zo deze aanwezig is (X § 7).

Ook door terugwerking op de ingangsversterkbuis kan dit microfonisch effect optreden; door oordeelkundige constructie van de buis, eventueel gecombineerd met een verende opstelling daarvan, kan men het effect onderdrukken (zie fig. 41).

Ratelstoringen treden op bij de toepassing van gelijkrichtbuisen met gasvulling. In IX § 8 wordt nader op de oorzaak van dit verschijnsel en de middelen tot opheffing ervan ingegaan.

Wat ten slotte het zogenaamde „kikkeren” betreft, dit is een intermitterende storing van zeer lage frequentie, die door een bepaalde vorm van terugkoppeling kan worden teweeggebracht.

§ 7. Over de begrippen neper en decibel

In de L.F. versterkingstechniek heeft men in het algemeen te maken met zeer uiteenlopende waarden van *vermogens* of intensiteiten ¹⁾ (electrisch, mechanisch, acoustisch) en van *amplituden* (van spanningen, stromen, drukvariaties, snelheidsvariaties, enz.). Bij de onderlinge verge-

1) In de geluidsleer is het gebruikelijk te spreken van de intensiteit van het geluid; deze heeft de dimensie van een vermogen (zie IX § 5).

lijking van deze waarden is het veelal gebruikelijk, de logaritmen van hun verhoudingen in te voeren, inplaats van de absolute verschillen of verhoudingen.

Aan het gebruik van logaritmen zijn verscheiden voordelen verbonden, waarvan wel het voornaamste is dat men zich op het gebied van de acoustiek, waarmede men in L.F. versterkingsinstallaties zoveel heeft te maken, beter aanpast bij de psychologische waarneming. Bij het waarnemen van de toonhoogte stelt het oor de verhouding van de frequentie, het z.g. interval, en niet het absolute verschil in frequentie vast, en ook bij het vaststellen van de geluidssterkte gaat het oor veel meer af op de verhouding van de intensiteiten dan op haar absoluut verschil. Daar men voorts, zoals reeds werd opgemerkt, in de geluidsversterkingstechniek te maken heeft met zeer ver uiteenlopende waarden, is het praktisch, inplaats van de lineaire, de logarithmische verhouding in te voeren. Bij het logarithmische systeem wordt voorts de totale versterking die de afzonderlijke elementen in een complete versterkingsinstallatie geven, eenvoudig verkregen door het sommeren van de logaritmen van de versterkingen dier elementen. Dit geeft zeer veel gemak bij het ontwerpen en bestuderen van versterkingsinstallaties.

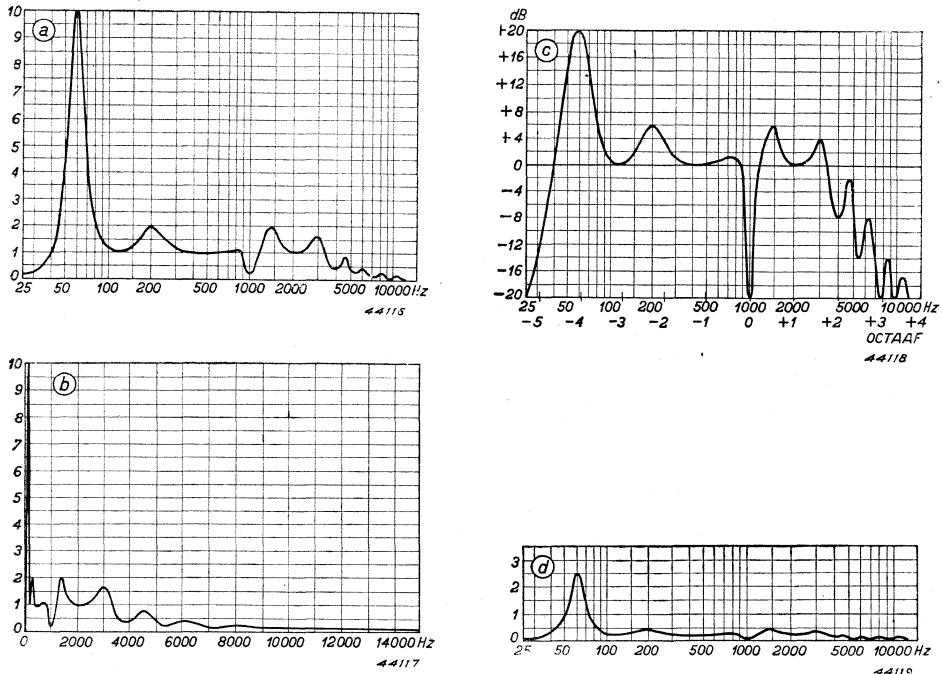


Fig. 12

De geluidsintensiteit van een luidspreker als functie van de frequentie, op verschillende manieren getekend. (Volgens Vermeulen, Philips' Techn. T. 2 (1937) 47-56).

De verdere voordelen die aan het logaritmische systeem zijn verbonden, kunnen het best worden aangetoond door het tekenen van een bepaalde karakteristiek op verschillende manieren. In fig. 12 is dit uitgevoerd voor de karakteristiek die de geluidsintensiteit van een luidspreker als functie van de frequentie weergeeft.

1. Vergelijking van a en b laat zien hoe bij de lineaire schaal voor de frequenties het zo belangrijke gebied beneden 1000 Hz tot een onbelangrijk stukje is samengedrukt, terwijl daarentegen het gebied boven 5000 Hz een ongerechtvaardigd groot deel van de figuur inneemt.

2. Vergelijking van a en c maakt duidelijk hoe bij de lineaire intensiteitschaal (a) de piek bij 60 Hz veel belangrijker lijkt dan het dal bij 1000 Hz, terwijl de indruk in beide gevallen gelijk is, zoals de logaritmische intensiteitsschaal (c) dit weergeeft.

3. De onregelmatigheden boven 5000 Hz komen bij c beter tot hun recht, hetgeen gewenst is, daar deze onregelmatigheden zeker invloed zullen hebben op de geluidswaergave.

4. Vergelijking van a en d toont aan hoe de kromme veel vlakker schijnt te verlopen indien men bij een kleiner vermogen zou meten; bij de logaritmische intensiteitsschaal blijft in dit geval de vorm behouden, aangezien de gehele kromme over één bepaalde afstand lager komt te liggen.

5. Het frequentie- en intensiteitsgebied, dat in één figuur goed overzien kan worden, is, bij gebruik van een logaritmische schaal, vrijwel onbeperkt, en bij een lineaire schaal practisch slechts 1 : 10.

Volgens het voorafgaande zou men moeten spreken van „de logaritmische van de verhouding van twee intensiteiten”; deze wijze van uitdrukken is echter omslachtig, zodat men hiervoor eenheden, en wel de *bel* en de *neper*, heeft ingevoerd.

Voor de *neper* maakt men gebruik van het logaritmenstelsel van Neper met grondtal $e = 2,718 \dots$; voorts worden met de „neper” steeds amplituden vergeleken.

Vergelijkt men de amplituden van twee stromen, I_2 en I_1 , dan is de verhouding in „nepers” uitgedrukt, dus:

$$M = \ln \frac{I_2}{I_1} \text{ *) of } \frac{I_2}{I_1} = e^M.$$

Voor de *bel* maakt men gebruik van het logaritmenstelsel van Brigg met grondtal 10; voorts worden bij de *bel* intensiteiten of vermogens vergeleken.

Vergelijkt men twee elektrische vermogens, W_2 en W_1 , dan is de verhouding in „bels” uitgedrukt:

*) $e \log a$ duiden wij aan met $\ln a$; $^{10}\log a$ met $\log a$.
 $\log a = 0,434 \ln a$ en $\ln a = 2,30 \log a$.

$$N = \log \frac{W_2}{W_1}.$$

Daar de bel voor de praktische toepassing in de geluidsversterkings-techniek een wel wat grote eenheid is, heeft men naast de bel de *decibel* ingevoerd, die het tiende deel is van een bel. De verhouding van twee intensiteiten of vermogens in decibels uitgedrukt, is dus:

$$n = 10 \log \frac{W_2}{W_1}.$$

In de L.F. versterkingstechniek wordt de decibel het meest toegepast, terwijl de neper in de telefoontechniek gebruikelijk is. Nu wordt in de praktijk de decibel gebruikt niet alleen voor het vergelijken van vermogens, maar ook voor het vergelijken van amplituden. Dit laatste is echter alleen onder een bepaalde voorwaarde geoorloofd.

Voor een elektrische kring gelden de bekende betrekkingen:

$$W = VI = \frac{V^2}{R} = I^2Z.$$

Voor een kring met een zekere impedantie Z is dus de logarithme van de verhouding van twee vermogens het dubbele van de logarithme van de daarbij behorende spanningen of stromen:

$$\log \frac{W_2}{W_1} = 2 \log \frac{V_2}{V_1} = 2 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Ook voor andere dan elektrische gevallen geldt hetzelfde. Bij een bepaalde impedantie is steeds de logarithme van de verhouding van twee vermogens of intensiteiten het dubbele van de logarithme van de verhouding van de daarbij behorende amplituden, spanningen, stromen, drukken, snelheden. Men komt dan tot de volgende regel.

In principe kan men de verhouding tussen twee vermogens of intensiteiten alleen in bels of decibels, en die tussen twee amplituden, alleen in nepers uitdrukken. Alleen in het geval dat de impedantie Z in beide gevallen dezelfde is, kan men de bel of decibel ook gebruiken voor het vergelijken van amplituden. In dat speciale geval is:

$$A = 10 \log \frac{W_2}{W_1} = 20 \log \frac{V_2}{V_1} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}.$$

Wil men energieversterking, d.w.z. de verhouding tussen het ingangsen het uitgangsvermogen van een versterker, in decibels uitdrukken, dan mag men daarvoor in het algemeen niet de ingangs- met de uitgangs-

spanningen vergelijken, omdat de ingangsimpedantie en de belastingweerstand verschillend zijn.

Een versterker met een uitgangsvermogen van 20 watt bij 100 volt heeft een belastingweerstand die volgt uit

$$W = \frac{V^2}{R} \text{ dus } R = \frac{V^2}{W} = \frac{10^4}{20} = 500 \Omega.$$

De ingangsimpedantie zal over het algemeen veel hoger zijn en bijv. 200 000 Ω bedragen. Wil men nu toch de versterking in decibels vinden door vergelijking van ingangs- en uitgangsspanning, dan moet men deze op één weerstand herleiden:

$$W_i = \frac{V_1^2}{R_i}, \text{ dus } \frac{V_1^2}{200\,000} = \frac{(V_1^1)^2}{500}.$$

Is V_1 bijv. 0,2 V, dan wordt $V_1^1 = \frac{V_1}{20} = 0,01$ V.

De versterking, in decibels uitgedrukt, bedraagt derhalve

$$A = 20 \log \frac{100}{0,01} = 80 \text{ dB}.$$

Mocht men verzuimen de spanning op dezelfde weerstand te herleiden, dan zou men vinden: $A^1 = 20 \log \frac{100}{0,2} = 54 \text{ dB}$.

De foutieve uitkomst verschilt dus niet minder dan 26 dB van de juiste! Bij gelijke weerstanden kan men neper en decibels in elkaar uitdrukken; men vindt

$$\begin{aligned} 1 \text{ neper} &= 8,7 \text{ dB}; \\ 1 \text{ dB} &= 0,115 \text{ neper}. \end{aligned}$$

Op blz. 27 kan men het verband tussen amplitudeverhouding, aantal neper en decibels en intensiteits- of energieverhoudingen aflezen. Men kan vermogensverhoudingen uit het hoofd in decibels uitdrukken door zich enkele logaritmen in te prenten:

$$\log 2 = 0,30; \log 3 = 0,48; \log 5 = 0,7; \log 7 = 0,845$$

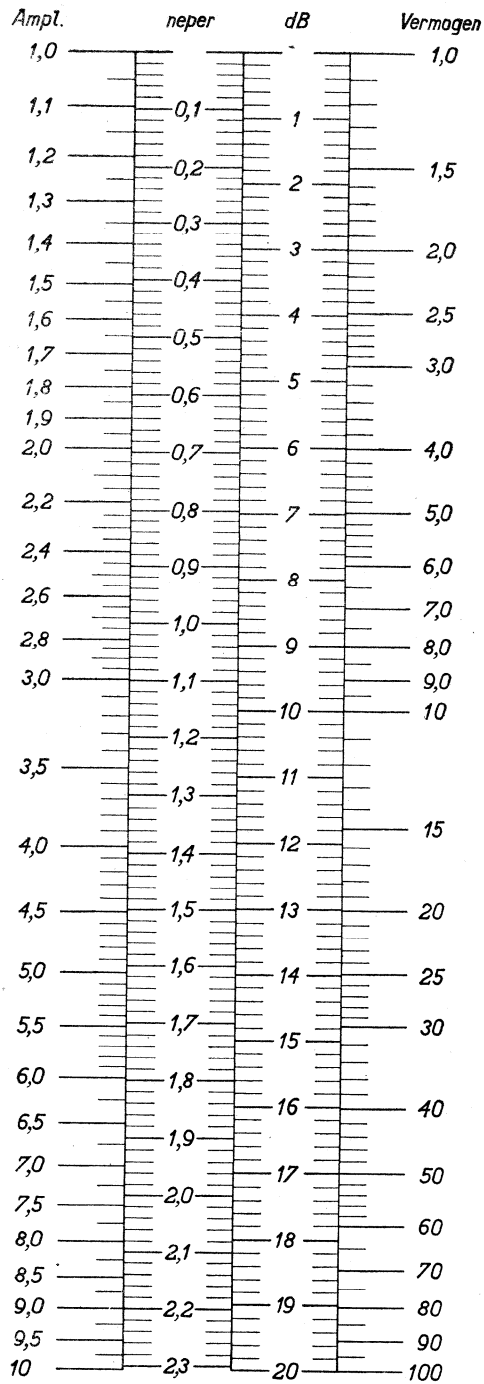
Hieruit volgt:

$$\log 4 = 2 \log 2 = 0,60; \log 8 = 0,90; \log 6 = 0,78; \log 9 = 0,95.$$

Zo kan men de volgende tabel opstellen:

TABEL B.

Verhoudingsgetal:	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Decibels:	0	3	4,8	6	7	7,8	8,45	9	9,5	10



44120

Schaalverdelingen in amplitudeverhouding neper, decibel en intensiteits- of vermogensverhouding. (Uit Philips' Techn. T. 2 (1937) 47-56).

Omgekeerd kan men de bij een gegeven aantal decibels behorende vermogensverhouding uit het hoofd berekenen, door te onthouden dat $\log 2 = 0,30$ en dat 1 dB overeenkomt met een toeneming van 25% in vermogen of intensiteit.

Hiervoor kan men de volgende tabel opstellen:

TABEL C.

Decibels:	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Verhoudingsgetal:	1	1,25	1,6	2,0	2,5	3,2	4,0	5,0	6,3	7,9	10

Om de verhouding van de amplituden te vinden, zoekt men het getal dat behoort bij het halve aantal dB .

§ 8. Over het begrip niveau: relatieve en absolute niveaux, nulniveaux

De begrippen *nep* en *bel* of *decibel* komen zeer goed van pas bij een ander begrip dat in de L.F. versterkingstechniek zeer gebruikelijk is, nl. het begrip *niveau*.

Onder een *niveau* verstaat men een bepaalde waarde van een intensiteit of vermogen, of ook van een amplitude; het verschil tussen twee niveaux nu kan men uitdrukken in nepers of decibels. Het eerste is meer gebruikelijk in de telefoontechniek, het laatste in de L.F. versterkingstechniek. In de telefoontechniek maakt men onderscheid tussen relatieve en absolute niveaux. Men spreekt van een *relatief niveau* indien men een intensiteit of amplitude in een bepaald punt van een systeem vergelijkt met de overeenkomstige grootte in een ander punt van het systeem, dat men als oorsprong heeft gekozen.

Het *absolute niveau* verkrijgt men door de vergelijking van het vermogen of de spanning (stroom) in een bepaald punt van een systeem met een standaardvermogen van 1 mW of een standaardspanning van $0,775 \text{ V}$ op een weerstand van 600Ω (1,29 mA) — zie hiervoor C.C.I.F. Tome III, blz. 26.

In het algemeen maakt men gebruik van een bepaalde standaard, een intensiteits- of amplitudebasis, om een intensiteit of amplitude ten opzichte van die basis ondubbelzinnig in dB vast te stellen. Men noemt het niveau van die standaard dan het nulniveau. Het standaardniveau van 1 mW van de telefoontechniek is feitelijk reeds een dergelijk nulniveau; maar dit is niet het enige. In de geluids-, L.F. versterkings-, telefoon- en microfoontechniek maakt men helaas van ettelijke nulniveaux gebruik.

Nulniveaux voor geluid (zie ook XVII, § 1)

Het is begrijpelijk dat men als nulniveau voor het geluid de geluidsintensiteit heeft gekozen waarbij het menselijk oor in staat is om de

luchttrilling nog juist als „geluid” waar te nemen. Daar echter deze z.g. drempelwaarde van de nog juist waarneembare intensiteit sterk afhangt van de frequentie, moet men bovendien de frequentie vastleggen.

In Amerika heeft men als nulniveau voor het geluid vastgesteld een intensiteit van 10^{-16} watt/cm² (overeenkomend met een geluidsdruk van 2.10^{-4} μ bar = 2.10^{-4} dyne/cm²; d.i. de intensiteit van een toon van 1000 Hz, die nog juist waarneembaar is. Dit nulniveau is in 1937 in Parijs internationaal aanvaard. Het komt ook voor op D.I.N. 1318 (Febr. 1941). Vóór 1937 was in Duitsland een ander nulniveau gebruikelijk; dit ligt bij een intensiteit van $2,5.10^{-16}$ watt/cm² en is gedefinieerd doordat het 70 dB beneden de intensiteit ligt, die correspondeert met 1 μ bar = 1 dyne/cm² geluidsdruk in een vlakke golf (zie 534). Het tegenwoordige nulniveau, dat op D.I.N. 1318 vermeld wordt, ligt 74 dB beneden deze intensiteit.

Daar men dit nulniveau heeft vastgesteld in overeenstemming met de drempelwaarde van het geluid, kan men hier in andere zin dan hiervoor in verband met de telefoontechniek vermeld, spreken van een *absoluut nulniveau*.

Nulniveaux in de telefoontechniek

Behalve het reeds genoemde absolute nulniveau van 1 mW op 600 Ω , met een spanning van 0,775 V en een stroom van 1,29 mA, dat men in Europa heeft ingevoerd in verband met de neper, maakt men gebruik van een nulniveau van 6 mW, op 500 Ω met een spanning van 1,73 V en een stroom van 3,46 mA, hetwelk men in Amerika heeft ingevoerd in verband met de decibel.

Nulniveaux in de microfoontechniek

Behalve van het nulniveau van 6 mW, dat waarschijnlijk van de telefoontechniek is overgenomen, maakt men in Amerika veelal gebruik van een niveau van 12,5 mW.

Nulniveaux in de L.F. versterkingstechniek

Hier maakt men gebruik van verschillende voor andere gebieden aangenomen nulniveaux. Bij microfoonversterkingsinstallaties werkt men wel met het reeds genoemde nulniveau van 12,5 mW. Ook het telefoonniveau van 6 mW wordt gebruikt, terwijl bij grammofoonversterkingsinstallaties ook het zogenaamde grammofoonopnemerniveau niet onbekend is. Dit nulniveau wordt gesteld op $0,2 V_{eff}$ op een weerstand van 50 000 Ω .

In Amerika gebruikt men tegenwoordig ook de V.U. (volume-unit).

Hierbij vergelijkt men een bepaald niveau met het nulniveau van 1 mW; O.V.U. = 1 mW, 10 V.U. = 10 mW. Het nulniveau van 12,5 mW komt dus overeen met 11 V.U.

TABEL D *Overzicht van nulniveaux*

	Land van herkomst	Definitie van het nulniveau
Telefoontechniek	Amerika	6 mW; 1,73 V en 3,46 mA op 500 Ω
„	Europa	1 mW; 0,775 V en 1,29 mA op 600 Ω
Microfoontechniek	Amerika	12,5 mW
Geluidsintensiteit	Internationaal	10^{-16} W/cm ² = $2 \cdot 10^{-4}$ dyne/cm ² = de intensiteit van een toon met 1000 Hz, die nog juist waarneembaar is. Dit nulniveau ligt 74 dB beneden 1 μ bar = 1 dyne/cm ² .
„	Duitsland (vóór 1937)	$2,5 \cdot 10^{-16}$ W/cm ² = 70 dB beneden 1 μ bar.
L.F. versterkingstechniek	Europa	$16 \cdot 10^{-12}$ W = 0,2 V_{eff} op 50 000 Ω , d.i. het z.g. grammofoonopnemerniveau. Bovendien worden de nulniveaux van 1,6 en 12,5 mW gebruikt.

LITTERATUUR HOOFDSTUK I

§ 1

De volgende boekwerken worden aanbevolen:

1. Bartel, H., Grundlagen der Verstärkertechnik, Leipzig, S. Hirzel (1942).
2. Batcher and Moulie. Electronic Engineering Handbook, New York, Electronic Development Associates (1944).
3. Millman and Seely. Electronics. New York and London. Mc Graw Hill Book Company (1941).
4. Müller, Garman & Droz. Experimental electronics. New York. Prentice Hall (1943).
5. Terman, T. E. Fundamentals of radio. New York. Mc Graw Hill Book Company (1938).
6. Terman, T. E. Radio Engineers Handbook. New York. Mc. Graw Hill Book Company (1943).

Zie ook litteratuur hfdst. I § 1, blz.

§ 2

1. Cauwer, W. Theorie der lineairen Wechselstromschaltungen I. Leipzig, Akad. Verlagsges. (1941).
2. Feldtkeller, R. Einführung in die vierpoltheorie der Elektrotechnik. Nachr. techn. Leipzig, Hirzel (1937).
3. Johnson, K. S. Transmission networks for telephone communication. New York. D. van Nostrand (1925).

4. Shea, T. E. Transmission networks and filters. London, Chapman & Hall (1930).
5. Tellegen, B. D. H. Sur les constantes du quadripôle passif. Rev. gén. Electr **24** (1928) 211—213.
6. Thévenin, M. L. Sur un nouveau théorème d'électricité dynamique. C. R. Acad. Scie. Paris. **97** (1883). 159—161.

§ 3

1. Theoretische Betrachtungen über Diodengleichrichtung. Philips Monatsheft nr. **25** (1935).
2. Pol, Balth. van der. Frequency modulation. Proc. Inst. Radio Eng. **18** (1930) 1194—1205.
3. Strutt, M. J. O. Gleichrichtung. Hochfrequenztechn. **42** (1933) 206—208.
4. Weyers, Th. J. Recente ontwikkelingen betreffende frequentiemodulatie. Tijdschrift Ned. Radio Genootsch. **8** (1940) 315—364.

§ 4

1. Wilhelm, K. Die Röhre im Rundfunkempfänger. Telef. Röhre **3** (1936) 95—102.
- Zie ook litteratuur hfdst. II § 7 blz.

§ 6

1. Kleen, W. Rauschen und Empfindlichkeit. Arch. Techn. Messen *J.* **8333—3** (1939).
2. Schottky, W. Zur theorie des elektrischen Rauschens in Mehrgitterröhren. Ann. Physik **32** (1938) 195—204.
3. Schottky, W. Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen elektrischen Leitern. Ann. Physik. **57** (1918) 541—567.
4. Ziegler, M. De oorzaken van het ruisen van versterkers. Philips' Techn. T. **2** (1937) 136—141.

§ 7

1. Vermeulen, R. Octaaf en decibel. Philips' Techn. T. **2** (1937) 47—56.

HOOFDSTUK II

VERSTERKBUIZEN

§ 1. Inleiding

In de L.F. versterker vormen de versterkbuisen de belangrijkste elementen; zonder versterkbuisen zou er geen L.F. versterkingstechniek bestaan! Voor de juiste toepassing van de buizen is het noodzakelijk hun eigenschappen te kennen. Wij willen in dit hoofdstuk deze eigenschappen beschrijven, waarbij wij ons beperken tot hoofdzaken en tot hetgeen voor de praktische toepassing betekenis heeft. Voor hen, die zich in de theorie willen verdiepen en behoefte gevoelen verder op details in te gaan, staat een overvloedige literatuur op dit gebied ter beschikking.

Moderne versterkbuisen hebben een hoog vacuum (ca. 10^{-6} mm kwikdruk), zodat de werking geheel op electronenbeweging berust; voor zover er nog ionisatie plaats heeft, moet dit als een ongewenste afwijking worden beschouwd (zie § 3). Bij de meest gangbare L.F. versterkbuisen is de kathode indirect verhit; slechts enkele eindbuisen hebben nog een direct verhitte kathode. De benaming van electronenbuisen houdt verband met het aantal electroden, zoals blijkt uit de volgende opsomming:

diode	=	buis met 2 electroden, nl. kathode en anode
triode	=	buis met 3 electroden, nl. kathode, anode, één rooster
tetrode	=	buis met 4 electroden, nl. kathode, anode, twee roosters
penthode	=	buis met 5 electroden, nl. kathode, anode, drie roosters
hexode	=	buis met 6 electroden, nl. kathode, anode, vier roosters
heptode	=	buis met 7 electroden, nl. kathode, anode, vijf roosters
octode	=	buis met 8 electroden, nl. kathode, anode, zes roosters

In de L.F. versterkingstechniek past men tegenwoordig bijna uitsluitend trioden en penthoden toe; zoals bekend is, en verder zal blijken, bestaat er een belangrijk principieel verschil in de werking van deze beide soorten van buizen.

Een belangrijk verschil wat werking en constructie aangaat, houdt voorts verband met de toepassing in voorversterkers of in eindversterkers (zie I § 5). Men verdeelt dienovereenkomstig de versterkbuisen in voorversterken- en eindversterkbuisen (korter: eindbuisen).

Ten einde de lezer een indruk te geven van de moderne constructie van versterkbuisen, geven wij aan de hand van afbeeldingen een korte beschrijving van de voorversterkbus CF 50 (fig. 13) en van de eindpenthode EL 51 (fig. 14).

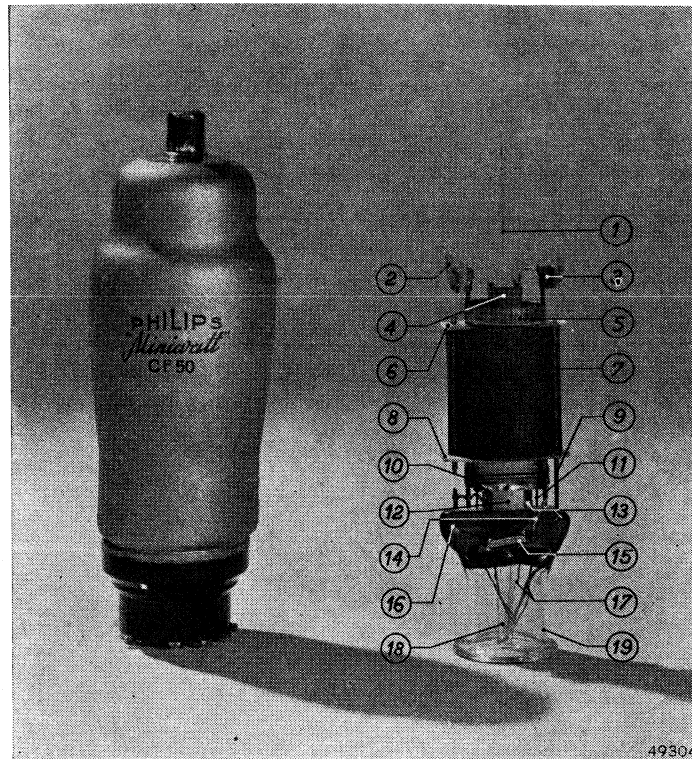


Fig. 13. Foto van de voorversterkbuis CF 50 met binnenwerk

- | | |
|---|--|
| 1. Roosteraansluitdraad | 11. Verschillende aansluitingen en steunen van de electronen |
| 2. De beide zijsteunen van isolatiemateriaal | 12. Afscherming van de gloeidraad |
| 3. Metalen steunen voor bevestiging van de platen isolatiemateriaal | 13. Onderste vinnen voor het afkoelen van het stuurrooster |
| 4. Bovenste vinnen voor het afkoelen van het stuurrooster | 14. Bevestigingsstaaf van het metalen kapje |
| 5. Bovenste metalen afschermkap | 15. Metalen kapje met vangstof voor het binden van gasresten |
| 6. „ „ steunplaat van isolatiemateriaal | 16. Kneep |
| 7. Anode | 17. Verbindingsdraden naar de verschillende elektroden |
| 8. Onderste steunplaat van isolatiemateriaal | 18. Pompstengel |
| 9. Anodeverbinding | 19. Flens |
| 10. Afscherming | |

De CF 50 is een speciaal geconstrueerde penthode. Om de brom laag te houden is de gloeidraad bifilair uitgevoerd en de gloeistroom laag gehouden, zodat het magnetisch veld zo zwak mogelijk is. De gloeidraad, met daaromheen de kathode, is om dezelfde reden vlak boven de kneep afgeschermd van de andere elektroden (12).

Het stuurrooster dat, om een grote steilheid te verkrijgen, dicht om de kathode is gewikkeld, is, ten einde roosteremissie te voorkomen, aan

boven- en onderzijde voorzien van vinnen (4 en 13), ter verbetering van de koeling. Om deze aan het stuurrooster verbonden vinnen af te scher- men van de andere electroden, zijn de afschermingen 5 en 10 aangebracht. De anode-roostercapaciteit C_{ag} is laag gehouden door de roosteraan- sluiting aan de bovenzijde uit te voeren (1).

Om het stuurrooster is het schermrooster gewikkeld. Het remrooster, dat zich tussen het schermrooster en de anode bevindt, is met de kathode doorverbonden. Deze beide electroden zijn op de foto niet zichtbaar. De anode (7), die geheel dicht is uitgevoerd, is, evenals de andere elec- troden, bevestigd aan de beide steunplaten van isolatiemateriaal (6 en 8).

De verschillende steunen (11) van het electrodensysteem zijn in de

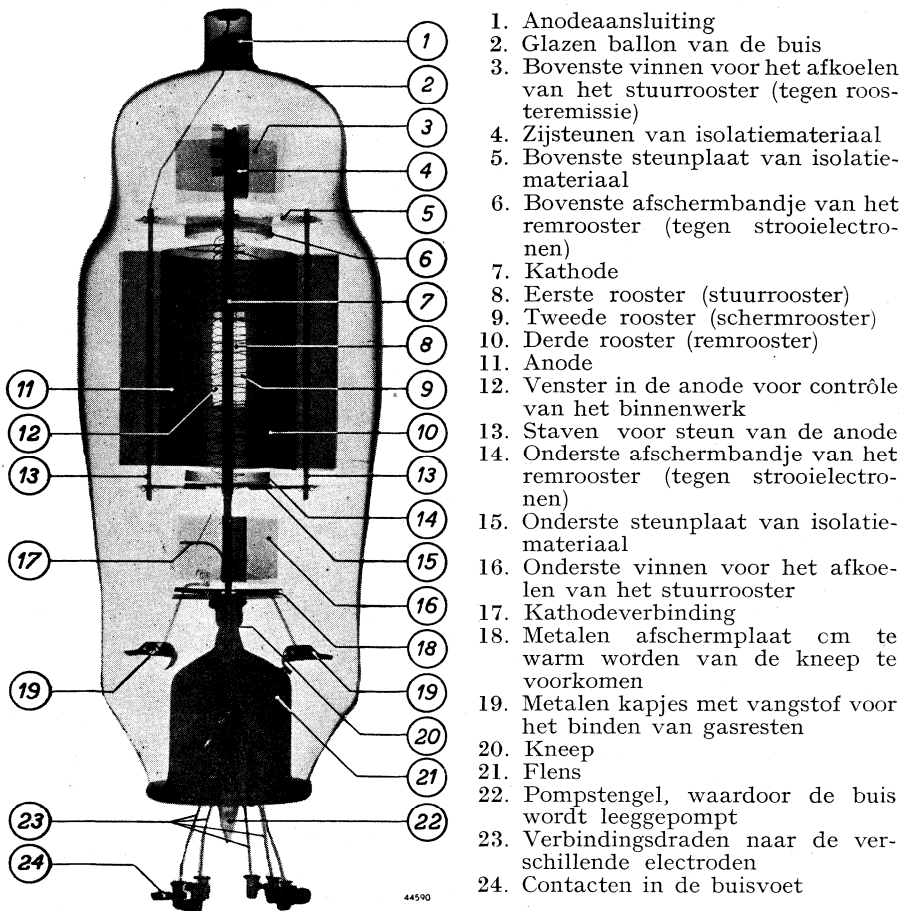


Fig. 14
Röntgenfoto van de eindpenthode EL 51

kneep (16) bevestigd, en de verschillende aansluitingen (11) van de elektroden (o.a. 9) worden door de glazen kneep, die het bovenste gedeelte van de flens (19) vormt, luchtdicht naar buiten, hier naar de contacten in de *P*-huls, uitgevoerd.

Door een glazen buis, de „pompstengel” (18), wordt de buis na de montage luchtledig gepompt, waarna de pompstengel wordt dichtgesmolten. Het metalen kapje (15), dat met de bevestigingsstaaf (14) aan de afschermplaat (10) is bevestigd, bevat enige vangstof om de eventueel na het leegpompen nog in de buis aanwezige gasresten te kunnen binden. Het electrodensysteem wordt nl. tijdens het vacuumpompen hoogfrequent verhit om de gasresten uit de elektroden te verwijderen. De vangstof vormt daarbij nog een vangstofspiegel aan de binnenzijde van de glazen ballon. Het electrodensysteem wordt aan de bovenzijde in de buis gesteund door twee zijsteunen van isolatiemateriaal (2), die met twee metalen steunen (3) aan de metalen afschermplaat (5) zijn bevestigd. De ballon is uitwendig bespoten met een metaallaag, om het electrodensysteem electrostatisch af te schermen. Deze afscherming is aan een afzonderlijk contact, dat bijv. aan aarde kan worden gelegd, in de *P*-huls verbonden.

De EL 51 (fig. 14) is een 45 watt eindversterkbuis. De buisvormige kathode (7) wordt door de daarin opgesloten gloeidraad (6,3 V, 1,9 A, dus ca. 12 W) verhit.

Hieromheen bevindt zich het eerste rooster, het *stuurrooster* (8) dat aan boven- en onderzijde is voorzien van vinnen (3 en 16), ter verbetering van de koeling, zodat roosteremissie wordt tegengegaan. Hieromheen is het tweede rooster, het *schermrooster* (9), gewikkeld. Daarop volgt het derde rooster, het *remrooster* (10), waaraan, aan boven- en onderzijde, een bandje (6 en 14) is verbonden. Deze bandjes dienen om te voorkomen dat strooielectronen op de ballonwand terecht komen. De anode (11) is voorzien van twee vensters (12), waardoorheen het binnenwerk nog kan worden gecontroleerd na de montage.

De beide platen van isolatiemateriaal (5 en 15), die voor het bevestigen van de elektroden dienen, geven tevens, door middel van twee staven (13), steun aan de anode.

De anode heeft, met het oog op de hoge anodespanning (max. 1500 V), haar aansluiting (1) aan de top van de buis.

Het electrodensysteem wordt aan de onderzijde gesteund in de kneep (20), die tevens voor luchtdichte doorvoer van de elektroden zorgt. Twee zijsteunen van isolatiemateriaal (4) steunen het binnenwerk aan de bovenzijde in de glazen ballon (2). De kneep (20) wordt door een metalen schermplaatje (18) tegen overmatige verwarming beschermd.

Het luchtledig maken van de buis geschiedt door de pompstengel (22), deze wordt na het pompen dichtgesmolten.

In de buis bevinden zich verder nog twee metalen kapjes (19), gevuld met vangstof, die dienen om de laatste gasresten, voor zover deze nog na het vacuumpompen in de buis aanwezig zijn, te binden.

§ 2. Enige belangrijke eigenschappen van versterkbuisen

De triode bestaat uit een kathode, een anode en een rooster, dat tussen de kathode en de anode is aangebracht. De versterkende werking van

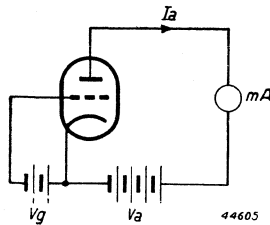


Fig. 15
Schakeling voor het meten van de anodestroom bij een triode.

de triode berust op de eigenschap, dat spanningsveranderingen van het rooster een sterkere invloed op de electronenstroom, die van de kathode naar de anode vloeit, uitoefenen dan spanningsveranderingen van de anode. In de schakeling volgens fig. 15 wordt de spanning van de anodebatterij V_a constant gehouden, en de spanning aan het rooster V_g wordt steeds meer negatief gemaakt; daarbij wordt de anodestroom I_a met een milliampèremeter gemeten.

Tekent men de anodestroom als functie van de roosterspanning, (fig. 16) dan ontstaat een zogenaamde karakteristiek van de triode, in dit geval de $I_a - V_g$ -karakteristiek. Wordt de $I_a - V_g$ -karakteristiek bij verschillende constante waarden van de spanning V_a gemeten, dan ontstaat een schaar van karakteristieken.

In fig. 16 zijn twee karakteristieken getekend voor de anodespanningen V_a en $V_a + \Delta V_a$; hieruit kunnen wij enige belangrijke eigenschappen van de triode afleiden. De negatieve roosterspanning varieert van de waarde 0, waarbij de anodestroom de waarde I_{a0} heeft, tot de waarde $V_{g(I_a=0)}$, waarbij de anodestroom geheel is verdwenen. Tussen deze beide waarden van V_g verloopt de anodestroom volgens de $I_a - V_g$ -karakteristiek, die niet rechtlijnig is, maar gebogen. Bij A -versterkers geeft men aan het rooster een bepaalde negatieve voorspanning, V_{gw} , waarbij de anodestroom de waarde I_{aw} heeft. In dit

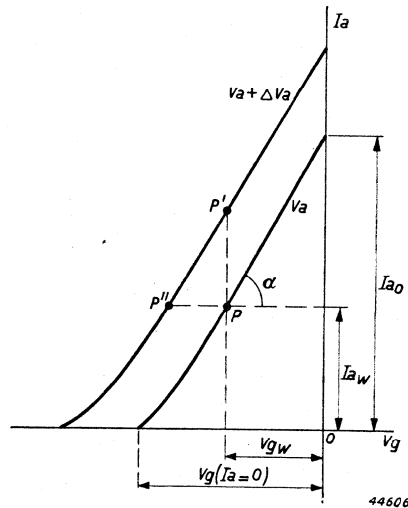


Fig 16
 $I_a - V_g$ — karakteristieken van een triode. P = het werkpunt.

geval noemt men het punt P op de karakteristiek het *werkpunt*. I_{aw} noemt men de anodestroom in het werkpunt.

Wij kunnen nu allereerst opmerken dat, in de kring die gevormd wordt door de batterij V_a , en de weg tussen anode en kathode van de buis, deze

laatste een *gelijkstroomweerstand* $R_a = \frac{V_a}{I_{aw}}$ veroorzaakt. Deze gelijkstroom-

weerstand heeft, voor elke instelling van de roosterspanning, of, met andere woorden, voor elk punt van de I_a — V_g -karakteristiek, een andere waarde; hij mag vooral niet worden verward met de later te bespreken *inwendige weerstand* R_i van de buis.

Trekt men in het punt P een raaklijn aan de kromme, dan is $\operatorname{tg} \alpha = \frac{\partial I_a}{\partial V_g}$.

Deze verhouding tussen de zeer kleine verandering van de anodestroom en een zeer kleine verandering van de roosterspanning, die de oorzaak is van die anodestroomverandering, noemt men de *steilheid* S :

$$S = \left(\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right)_{V_a = \text{constant}} \dots \dots \dots \text{(II—1)}$$

Op verscheiden punten van de karakteristiek heeft de steilheid telkens een andere waarde.

Verhoogt men de batterijspanning V_a met een waarde ΔV_a , dan neemt de anodestroom met een waarde ΔI_a toe; ΔI_a leest men in fig. 16 af als de verticale afstand PP^1 tussen de beide karakteristieken voor V_a en $V_a + \Delta V_a$.

Men noemt nu $R_i = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$ de *inwendige weerstand* van de buis. Daar

ook de inwendige weerstand voor elke instelling van de buis een andere waarde heeft, hangt R_i af van de grootte van ΔV_a . Voor een exacte vaststelling van R_i bij een bepaalde instelling van de buis, moet men dus ΔV_a zeer klein nemen, zodat

$$R_i = \left(\frac{\partial V_a}{\partial I_a} \right)_{V_g = c} \dots \dots \dots \text{(II—2)}$$

Door vermenigvuldiging van S en R_i vindt men de z.g. *versterkingsfactor* μ van de buis:

$$\mu = SR_i = \left(\frac{\partial I_a}{\partial V_g} \right)_{V_a = c} \times \left(\frac{\partial V_a}{\partial I_a} \right)_{V_g = c} = \left(\frac{\partial V_a}{\partial V_g} \right)_{I_a = c} \dots \text{(II—3)}$$

De versterkingsfactor van de buis is de verhouding tussen de plaatsspanningsverandering, die nodig is om, bij een verandering van de roosterspanning, de anodestroom constant te houden, en deze roosterspanningsverandering. Anders uitgedrukt: de versterkingsfactor is de verhouding tussen de plaatsspanningsverandering welke de anodestroomvariatie, die

is ontstaan door een roosterspanningsverandering compenseert, en deze roosterspanningsverandering.

In de Duitse litteratuur wordt veel gebruik gemaakt van een factor

$D = \frac{1}{\mu}$, de z.g. *doordringing* (Durchgriff). In verband met het grote belang van de versterkingsfactor, resp. de doordringing, voor de werking van de versterkbuis, willen wij op de betekenis dier factoren nog wat nader ingaan.

Door de electronenemissie van de hete kathode vormt zich rondom de kathode een wolk van electronen, die aan dit gebied een negatieve lading, de z.g. *ruimtelading* geeft. Wordt nu aan de anode een positieve spanning gelegd, dan worden niet alle geëmitteerde electronen naar de anode getrokken, maar door de ruimtelading wordt een deel van de electronen naar de kathode teruggedrongen, en de anodestroom wordt dus begrensd. Deze begrenzing van de anodestroom door de ruimtelading noemt men het ruimteladingseffect. Bij toenemende plaatspanning wordt een toenemend aantal electronen naar de anode getrokken. Het toenemen van de anodestroom houdt op, zodra alle door de kathode geëmitteerde electronen naar de plaat zijn getrokken; deze maximale waarde van de stroom heet verzadigingsstroom; de plaatspanning waar bij de verzadigingsstroom optreedt, heet verzadigingsspanning. Verhoogt men de plaatspanning tot zij de verzadigingswaarde overschrijdt, dan neemt de anodestroom niet verder toe.

Versterkbuisen werken alle in het gebied waar de anodestroom beneden de verzadigingswaarde blijft en het ruimteladingseffect derhalve aanwezig is. Brengt men nu dicht bij de kathode een hulpelectrode, het z.g. rooster aan, dan zal de spanning van dit rooster een belangrijke invloed uitoefenen op de anodestroom.

Het aantal electronen dat door het vlak van het rooster naar de anode wordt getrokken, wordt bepaald door de potentiaal in het roostervlak, en deze potentiaal is de som van de spanning tussen rooster en kathode, plus het aandeel dat veroorzaakt wordt door de spanning tussen anode en kathoden:

$$V_{roostervlak} = V_g + xV_a.$$

De factor x noemt men nu doordringing D , zodat:

$$V_{roostervlak} = V_g + DV_a = V_g + \frac{V_a}{\mu}.$$

Daar de potentiaal in het roostervlak de grootte van de electronenstroom bepaalt, noemt men deze potentiaal de *stuurspanning* V_{st} :

$$V_{st} = V_g + \frac{V_a}{\mu}.$$

Volgens Langmuir wordt de grootte van de electronenstroom bepaald door de betrekking

$$I_e = c V_{st}^{3/2} = c \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)^{3/2}.$$

c is een constante die door de constructie van de buis wordt bepaald. Uit deze formule van Langmuir volgt, dat de electronenstroom nul wordt in het geval $V_g = -\frac{V_a}{\mu}$.

De verdeling van de totale electronenstroom over het rooster en de anode hangt af van hun potentialen; is het rooster negatief, zoals in versterkbuisen als regel het geval is, dan vloeit de totale electronenstroom naar de anode. Hierbij is dus:

$$I_a = c \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)^{3/2} \text{ en } I_a = 0 \text{ voor } V_g = -\frac{V_a}{\mu}.$$

Uit deze betrekking volgt, dat de I_a — V_g -karakteristiek een gebogen vorm heeft, zoals op blz. 36 reeds werd opgemerkt en in fig. 16 te zien is. Het is niet moeilijk te vatten, dat de invloed van de anodespanning op de potentiaal in het roostervlak wordt bepaald door de verhouding van de capaciteiten van het rooster en de anode tot de kathode:

$$D = \frac{C_{ak}}{C_{gk}}.$$

Omgekeerd is

$$\mu = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}.$$

Ook is het duidelijk dat voor een grote versterking, een hoge versterkingsfactor μ gewenst is, m.a.w. de roostercapaciteit C_{gk} moet liefst veel groter zijn dan de anodecapaciteit C_{ak} . Vandaar dat men het rooster zo dicht mogelijk bij de kathode aanbrengt.

Uit fig. 16 kan men de versterkingsfactor μ als volgt bepalen. Men trekt van P uit een horizontale lijn, die de karakteristiek van $V_a + \Delta V_a$ in P'' snijdt. Nu is

$$\mu = \frac{\Delta V_a}{PP''} = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}.$$

Zoals reeds werd opgemerkt, hangen S en R_i af van de instelling van de buis; ook de versterkingsfactor is niet geheel constant, maar μ verandert toch in belangrijk mindere mate dan S en R_i .

Op grond van de betrekking $\mu = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}$ zou men verwachten dat de versterkingsfactor volkomen constant is. Dat er toch afwijkingen optreden, en wel voornamelijk in het gebied waar I_a klein is, vindt onder meer zijn verklaring in onregelmatigheden van de buisconstructie. Indien bijv. de afstand tussen het rooster en de kathode niet over de gehele lengte constant is, of de onderlinge afstand tussen de roosterdraden varieert, heeft dit tot gevolg, dat de μ voor verschillende punten van de I_a — V_g -karakteristiek een andere waarde heeft. Men kan dit inzien door de buis verdeeld te denken in een aantal trioden met verschillende μ , die parallel geschakeld worden, zodat hun anodestromen tezamen de totale anodestroom leveren.

In fig. 17 bestaat de buis uit twee trioden, A en B , met verschillende afstanden van het rooster tot de kathode; in fig. 17

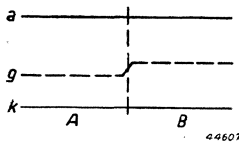


Fig. 17a

Schematische voorstelling van twee parallel geschakelde trioden met verschillende afstand van het rooster tot de kathode.

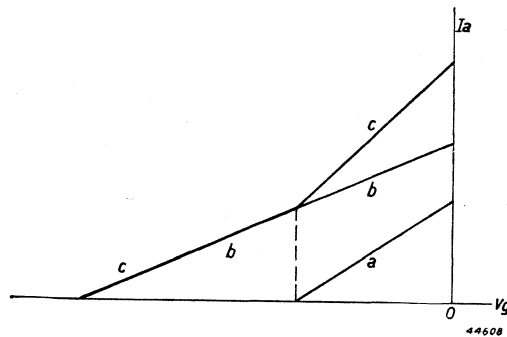


Fig. 17b

I_a — V_g karakteristieken van de trioden volgens fig. 17a.

zijn a en b de geïdealiseerde I_a — V_g karakteristieken die bij de trioden A en B behoren. De totale anodestroom ontstaat door de samenvoeging van a en b en wordt dus weergegeven door de karakteristiek c .

Ook kunnen afwijkingen in de μ worden veroorzaakt indien het rooster minder breed is dan de anode en de kathode. Doordat de electronen aan de uiteinden om het rooster heenbuigen, is de negatieve roosterspanning dan niet bij machte een rechtstreekse gang van electronen naar de anode te verhinderen, zodat de anodestroom niet geheel verdwijnt bij de roosterspanning $V_g = -\frac{V_a}{\mu}$.

Een andere belangrijke oorzaak van het niet constant zijn van μ is het z.g. *eilandeffect* („Inseldbildung”). De betrekking $\mu = \frac{C_{gk}}{C_{ak}}$ geldt alleen met de veronderstelling, dat de kathode gelijkmatig emitteert. In de practijk is dit niet zo; waar de roosterdraden tegenover de kathode

liggen, ontstaan bij negatieve roosterspanning plekken op de kathode, waar de emissie teruggedrongen is; dit zijn de z.g. „eilanden” (zie fig. 18). Hoe verder de roosterdraden van elkaar af liggen en hoe kleiner hun afstand tot de kathode, hoe sterker deze onregelmatigheid is. Zij kan zó sterk worden, dat een deel van de electronenstroom niet meer gestuurd wordt. In dit geval spreekt men van een eilandeffect. Het eilandeffect openbaart zich in de $I_a - V_g$ -karakteristiek vooral onder in de karakteristiek (grote negatieve V_g).

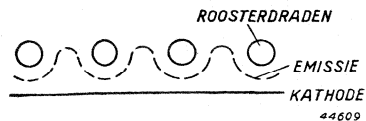


Fig. 18
Schematische voorstelling van het z.g. „eilandeffect”.

Bij de praktische toepassing van de versterkbuis bevindt zich in de plaatkring een impedantie die in het algemeen een complexe waarde heeft; eenvoudigheidshalve nemen wij eerst aan, dat zich in de plaatkring een reële impedantie R_a bevindt (zie fig. 19). Door de aanwezigheid van deze weerstand is de anodespanning nu niet meer constant:

$$V_a = V_b - I_a R_a.$$

Bij een bepaalde negatieve voorspanning V_{gw} van het rooster, vloeit door de buis een bepaalde anodestroom I_{aw} . Wij zullen in de volgende paragraaf uiteenzetten hoe men deze instelling uit de buiskarakteristieken kan bepalen.

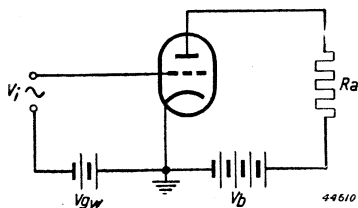


Fig. 19
Schakeling van een triode met een weerstand R_a in de anodekring.

Laat men in de roosterkring een roosterwisselspanning $V_{g\sim}$ in serie met de voorspanning V_{gw} werken, dan ontstaan in de anodestroom overeenkomstige wisselingen, die spanningswisselingen aan de weerstand R_a veroorzaken. In fig. 19 komt de ingangsspanning V_i overeen met de rooster-wisselspanning $V_{g\sim}$.

In de veronderstelling, dat de rooster-wisselspanning gering is, zodat ook de anodestroomveranderingen klein zijn, mag worden aangenomen, dat voor alle stroom- en spanningsveranderingen de factoren μ , R_i en S een constante waarde hebben. Is dit het geval, dan bestaan tussen de stroom- en spanningsveranderingen lineaire betrekkingen; is $V_{g\sim}$ sinusvormig, dan zijn ook de stroom- en spanningsveranderingen in de plaatkring sinusvormig.

De samenhang tussen de wisselstroomcomponent $I_{a\sim}$ en de rooster-wisselspanning $V_{g\sim}$ kan men als volgt afleiden: Bij constante anodespanning is, volgens II—1): $I_{a\sim} = S V_i$. Ten gevolge van de wisselspanning aan R_a verandert echter de anodespanning met de waarde $- I_{a\sim} R_a$, zodat,

volgens II—2): $I_{a\sim} = S V_i - \frac{I_{a\sim} R_a}{R_i}$. Hieruit volgt de betrekking:

$$\mu V_{g\sim} = I_{a\sim} (R_i + R_a) \dots \dots \dots (II-4)$$

In het algemeen schrijft men: $\mu V_g = I_a (R_i + R_a)$.

Men kan dus de triode beschouwen als een wisselspanningsgenerator met een EMK = μV_g en een inwendige weerstand R_i . Voor de schakeling volgens fig. 19 kan men dus het vervangingsschema volgens fig. 20 in de plaats stellen.

De eenvoudige maar zeer belangrijke betrekking (II—4) geldt ook indien R_i en R_a complexe waarden hebben, en evenzeer als V_g niet sinusvormig is. Zij vindt in de L.F. versterkingstechniek menigvuldig toepassing, overal

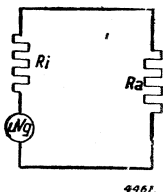


Fig. 20
Vervangingsschema van een triode in de schakeling volgens fig. II, 7.

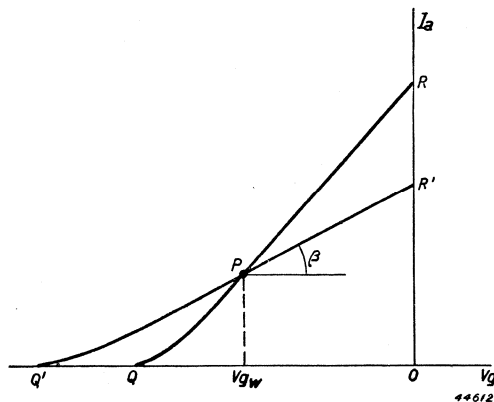


Fig. 21
Statische en dynamische $I_a - V_g$ —karakteristiek van een triode.

waar de veronderstelling dat μ en R_i constant zijn, bij voldoende benadering juist is.

Uit (II—4) volgt dat $\Delta I_a = \frac{\mu}{R_i + R_a} \Delta V_g$.

Bij constante plaatsspanning is $\Delta I_a = \frac{\mu}{R_i} \cdot \Delta V_g = S \Delta V_g$.

Bij aanwezigheid van een weerstand in de plaatkring krijgt de steilheid een lagere waarde. Men noemt

$$S' = \frac{\mu}{R_i + R_a}$$

wel de *dynamische steilheid*, terwijl $S = \frac{\mu}{R_i}$ dan de *statische steilheid* wordt genoemd.

Dit verschil kan ook in de $I_a - V_g$ -karakteristiek tot uiting worden gebracht (fig. 21).

QR is de $I_a - V_g$ -karakteristiek voor constante anodespanning, de z.g.

statische karakteristiek. Laat men, bij aanwezigheid van een bepaalde weerstand R_a in de anodekring, de roosterspanning ten opzichte van de waarde V_{gw} — waarbij het werkpunt P behoort — variëren, dan worden de daarmede overeenkomende waarden van I_a door de *dynamische karakteristiek* $Q R$ bepaald, waaruit volgt:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{\mu}{R_i + R_a}.$$

Men ziet uit fig. 21 dat de dynamische karakteristiek een vlakker verloop heeft als de statische (de karakteristiek wordt z.g. „rechtgetrokken”). De helling van deze dynamische karakteristiek in het punt P bepaalt de dynamische steilheid $S' = \operatorname{tg} \beta$.

Immers is:

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{S \Delta V_g - \operatorname{tg} \beta \Delta V_g R_a / R_i}{\Delta V_g} = S - \operatorname{tg} \beta \frac{R_a}{R_i}.$$

Na de beschrijving van enige belangrijke eigenschappen van de triode, willen wij dezelfde eigenschappen bij de *penthode* beschouwen. Bij de penthode bevinden zich tussen het vlak bij de kathode aangebrachte stuurrooster en de anode nog twee andere hulpelectroden, nl. het *schermrooster* en het *remrooster*.

Het schermrooster heeft een positieve spanning, die met die van de anode overeenkomt, althans een belangrijk deel daarvan uitmaakt. Door dit rooster wordt de invloed van de anodepotentiaal op de grootte van de electronenstroom die aan de ruimtelading wordt onttrokken, voor een groot deel teniet gedaan. Voor de werking van de buis betekent dit o.a., dat de inwendige weerstand een zeer hoge waarde verkrijgt.

Het remrooster bevindt zich tussen het schermrooster en de anode; het wordt veelal met de kathode verbonden, óf het verkrijgt een geringe positieve spanning. De werking van dit remrooster wordt als volgt verklaard:

De electronen, die met grote snelheid tegen de anode botsen, maken daaruit nieuwe electronen, de zogenaamde *secundaire electronen*, vrij. Bij grote schommelingen van de anodespanning, als bij eindbuizen voorkomen, daalt de anodespanning beneden de schermroosterspanning, zodat een deel van de secundaire electronen zich naar het schermrooster begeeft. Hierdoor daalt de anodestroom; deze kan zelfs onder bepaalde omstandigheden negatief worden. Dit zeer hinderlijke effect wordt opgeheven door het remrooster, dat door zijn lagere potentiaal de secundaire electronen naar de anode terugzendt. Ook secundaire electronen, die aan het schermrooster ontstaan, worden naar deze hulpelectrode teruggedreven.

Op de stroom van de primaire electronen heeft het remrooster een te verwaarlozen invloed; tussen het schermrooster en het remrooster worden deze electronen weliswaar vertraagd, maar tussen het remrooster en de anode worden zij weer versneld.

Wil men de werking van een penthode naar buiten beschouwen, dan mag men derhalve het remrooster wegdenken en behoeft men alleen het stuurrooster en het schermrooster in rekening te brengen. Evenals bij de triode, kan men ook bij de penthode de electronenstroom veroorzaakt zien door een stuurspanning in het vlak van het stuurrooster. Bij de penthode bedraagt deze:

$$V_{st} = V_{g_1} + \frac{V_{g_2}}{\mu_{g_2g_1}} + \frac{V_a}{\mu}, \text{ waarin } \mu = \mu_{g_2g_1} \times \mu_{ag_2} \dots \text{ (II-5)}$$

De totale electronenstroom bedraagt:

$$I_e = c \left(V_{g_1} + \frac{V_{g_2}}{\mu_{g_2g_1}} + \frac{V_a}{\mu} \right)^{3/2}$$

Deze stroom wordt verdeeld over de anode en het schermrooster. De betrekking (II-5) kan als volgt worden afgeleid:

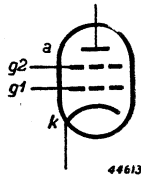
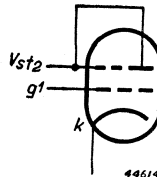


Fig. 22a en b

Voorstelling van een penthode met weglating van het vangrooster.



Gewijzigde voorstelling van de penthode volgens fig. 22a.

Wij stellen ons de buis voor als samengesteld uit een triode die bestaat uit k , g_1 en g_2 , en een tweede triode met g_1 als kathode, g_2 als rooster en a als anode. De stuurspanning in deze laatste triode in het vlak van g_2

bedraagt: $V_{st_2} = V_{g_2} + \frac{V_a}{\mu_{ag_2}}$, zodat de stuurspanning in het vlak van het stuurrooster g_1 wordt:

$$V_{st} = V_{g_1} + \frac{V_{st_2}}{\mu_{g_2g_1}} = V_{g_1} + \frac{V_{g_2}}{\mu_{g_2g_1}} + \frac{V_a}{\mu}$$

In een normale triode is men begrensd in het opvoeren van de versterkingsfactor. Voor de bedrijfswaarde van de roosterspanning bestaan twee grenzen; het rooster mag enerzijds niet zo weinig negatief worden, dat roosterstroom gaat optreden (zie § 3), anderzijds mag, bij het meer negatief worden, de waarde waarbij $I_a = 0$, niet worden bereikt, omdat

bij kleine I_a de karakteristiek sterk gekromd is, hetgeen aanleiding geeft tot vervorming. Daar nu $I_a = 0$ wordt bij $V_g = \text{ca.} - \frac{V_a}{\mu}$, de grenzen van de roosterspanning niet te dicht bij elkaar mogen komen en V_a slechts tot een bepaalde waarde kan worden opgevoerd, volgt hieruit dat μ begrensd is.

In de penthode wordt $\mu_{g_2g_1}$ door dezelfde oorzaken begrensd, maar voor μ_{ag_2} is dit niet het geval; μ_{ag_2} kan dus belangrijk groter worden dan $\mu_{g_2g_1}$ en $\mu = \mu_{g_2g_1} \mu_{ag_2}$ kan een hoge waarde verkrijgen. Blijft bij de triode de versterkingsfactor tot practisch 100 begrensd, bij de penthode kan hij gemakkelijk groter worden dan 1000.

Is de schermroosterspanning constant, dan wordt de electronenstroom door V_{g_1} en V_a bepaald, maar hierbij valt op te merken, dat de invloed van $\frac{V_a}{\mu}$ zeer gering en practisch te verwaarlozen is. De verdeling van de electronenstroom over de anode en het schermrooster hangt af van de constructie van de buis en van de spanningen op anode en schermrooster. In het gebied waarin de anodespanning lager is dan de schermroosterspanning, is de verhouding van de stromen practisch dezelfde voor verschillende waarden van de anodespanning. Daalt de anodespanning beneden de schermroosterspanning, dan daalt de anodestroom in toenemende mate tot 0, terwijl de schermroosterstroom stijgt. Een en ander is duidelijk te zien in fig. 32 (zie 54).

Uit het voorafgaande is duidelijk dat de $I_a - V_g$ karakteristiek bij de penthode in hoofdzaak hetzelfde verloop heeft als bij de triode; de plaatspanning heeft slechts geringe invloed, d.w.z. een bepaalde $I_a - V_g$ -karakteristiek geldt voor verschillende bij elkaar liggende plaatsspanningen; voor elke schermroosterspanning evenwel ontstaat een andere $I_a - V_g$ -karakteristiek. De dynamische en de statische karakteristiek vallen practisch met elkaar samen. De dynamische steilheid is aan de statische steilheid gelijk. Men kan dit ook verklaren uit het feit dat de R_i een zeer hoge waarde heeft.

Ook de penthode kan men voorstellen als een generator met een EMK $= \mu V_g$ en een inwendige weerstand R_i . Daar R_i zeer groot is, kan men echter in vele gevallen beter gebruik maken van de voorstelling volgens welke de penthode geldt als een bron van constante stroom $= SV_g$ met een parallel geschakelde weerstand R_i (zie fig. 23).

In de volgende paragrafen wordt nog verder ingegaan op verschillen tussen de penthode en de triode.

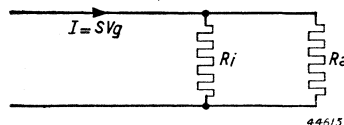


Fig. 23
Vervangingschema van een penthode.

§ 3. Over de roosterstroom

Over de capacatieve roosterwisselstroom vindt men in § 6 enkele opmerkingen. Hier zullen wij alleen behandelen de roosterstroom, veroorzaakt door electronen (positieve roosterstroom) of ionen (negatieve roosterstroom) en door slechte isolatie van het rooster.

Positieve roosterstroom

Men zou verwachten dat de electronen die zich tussen de kathode en het rooster bewegen, alleen dan naar het rooster vloeien, indien dit een positieve spanning heeft ten opzichte van de kathode. In feite is het zó, dat ook bij een geringe negatieve spanning van het rooster, electronen daarheen vloeien. Dit wordt verklaard uit twee oorzaken, en wel, ten eerste omdat, ten gevolge van het potentiaalverschil dat optreedt bij de overgang van verschillende op elkaar gelegen metalen (d.i. de zogenaamde contactpotentiaal) het rooster minder negatief is dan met de van buiten aangelegde spanning overeenkomt, en ten tweede, omdat sommige electronen met zó grote snelheid de kathode verlaten, dat zij in staat zijn het tegenwerkende potentiaalverschil te overwinnen. Van buiten gezien geeft dit verschijnsel aanleiding tot een stroom — een *positieve* roosterstroom — naar het rooster toe; bevindt zich in de roosterkring een weerstand, dan neemt de negatieve voorspanning van het rooster ten gevolge van deze stroom toe en de anodestroom daalt. Wil men vervorming vermijden (zie ook § 7), dan moet men er dus voor zorgen dat de roosterspanning ook bij maximale roosterwisselspanning voldoende negatief blijft, zodat de positieve roosterstroom practisch niet optreedt. Bij buizen met indirect verhitte kathode is de positieve roosterstroom $< 0,3 \mu\text{A}$, bij een roosterspanning van ca. — 1 volt.

De positieve roosterstroom neemt bij positieve roosterspanning sterk toe. In sommige schakelingen van eindbuizen wordt het rooster tot in het positieve spanningsgebied gestuurd; wil men bij deze schakelingen belangrijke vervorming vermijden, dan moet men er voor zorgen dat de inwendige weerstand van de voorgeschakelde spanningsbron laag is.

Negatieve roosterstroom

Indien het vacuum van de buis niet aan de hoogste eisen voldoet, worden de aanwezige gasmoleculen in zekere mate door botsing met de electronen geïoniseerd. Dit geschiedt in de ruimte waar de electronen een grote snelheid hebben, dus bijv. tussen het stuurrooster en de anode, resp. het schermrooster. De ionen gaan in de richting van de lage potentiaal, dus naar stuurrooster en kathode. Van buiten gezien vloeit een stroom van het stuurrooster naar de kathode; deze wordt daarom negatieve roosterstroom genoemd. Is er een weerstand in de roosterkring

aanwezig, dan vermindert de negatieve roosterstroom de negatieve spanning van het rooster, en de anodestroom neemt derhalve toe. Behalve dat hierdoor vervorming kan optreden, kan de buis aan dit verschijnsel te gronde gaan. Ten gevolge van de toeneming van de anodestroom wordt de ionisatie sterker, de ionenstroom naar het rooster neemt toe, de roosterspanning wordt nog minder negatief, de anodestroom neemt verder toe, enz. Het verschijnsel wordt nog verergerd, indien — zoals bij eindbuizen het geval kan zijn — de temperatuur van het rooster zo hoog wordt, dat dit primaire electronen gaat emitteren. (Het is nl. niet geheel te vermijden, dat de emitterende kathodebedekking in geringe mate op het rooster wordt overgebracht). Door deze emissie wordt het rooster minder negatief, zodat ook hierdoor de anodestroom wordt vergroot. Door het oplopen van de anodestroom worden ten slotte verscheiden de'len zó hoog verhit, dat gassen vrijkomen; de ionisatie neemt sterk toe, de kathode wordt door ionen gebombardeed en verliest haar emissie.

Wil men de beschreven schadelijke werking voorkomen, dan moet men er voor zorgen dat de weerstand in de roosterkring een bepaalde waarde niet overschrijdt.

Ook door gebruik van de z.g. *automatische negatieve roosterspanning* wordt het effect tegengewerkt. Brengt men in de roosterkring in plaats van een vaste spanningbron een weerstand, waardoor de anodestroom vloeit, dan wordt de gemiddelde negatieve roosterspanning bepaald door het product van deze weerstand en de gemiddelde waarde van de anodestroom. Neemt deze waarde bijv. door de beschreven oorzaken toe, dan stijgt dientengevolge de negatieve roosterspanning, waardoor het aangroeien van de anodestroom wordt tegengewerkt. Bij gebruik van deze z.g. *automatische roosterspanning* kan de maximaal toelaatbare waarde van de roosterweerstand dan ook belangrijk hoger zijn (zie 76).

Roosterstroom door slechte isolatie

Bij slechte isolatie van het rooster ten opzichte van de andere elektroden vloeit er een lekstroom in de roosterkring. Bij moderne buizen is de isolatie zo goed, dat men in normale L.F. schakelingen hiermede geen rekening behoeft te houden. Slechts bij bijzondere toepassingen, waarbij de ingangsimpedantie van de buis zeer hoog moet zijn, mag deze lekstroom niet verwaarloosd worden; dit is bijv. het geval bij de z.g. *electrometertriode*.

§ 4. Karakteristieken van versterkbuisen

Karakteristieken van versterkbuisen worden gebruikt om de eigenschappen van de buizen onder verschillende bedrijfsomstandigheden te

leren kennen. In § 2 is reeds aangetoond, dat uit de $I_a—V_g$ -karakteristieken de versterkingsfactor μ , de inwendige weerstand R_i en de statische en dynamische steilheid S kunnen worden afgeleid. Het zal blijken, dat ook de versterking A 1), het vervormingspercentage, de uitgangsenergie en de gunstigste instelling voor spannings- of energieversterking uit de karakteristieken zijn te bepalen.

De meest bekende en meest gebruikte bundels van karakteristieken zijn de $I_a—V_g$ -karakteristieken met V_a als parameter, en de $I_a—V_a$ -karakteristieken met V_g als parameter. Beide karakteristieken kunnen uit elkaar worden afgeleid.

Triodekarakteristieken

In § 2 is reeds het een en ander over de $I_a—V_g$ -karakteristieken medegedeeld. Uit fig. 24 blijkt hoe uit de $I_a—V_g$ -karakteristieken de $I_a—V_a$ -karakteristieken kunnen worden afgeleid.

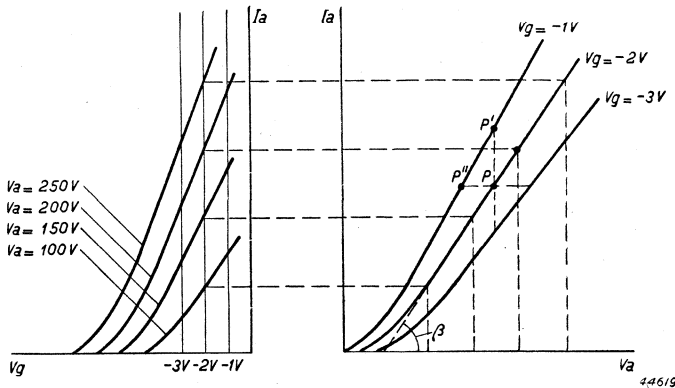


Fig. 24
Afleiding van de $I_a—V_a$ -karakteristieken van een triode uit de $I_a—V_g$ -karakteristieken.

Stel dat het werkpunt P is, dan kan men voor deze bepaalde instelling van de buis de volgende grootheden uit de bundel der $I_a—V_a$ -karakteristieken afleiden. Door de raaklijn in P aan de kromme te trekken, vindt men β ; $\cotg \beta = R_i = \left(\frac{\partial V_a}{\partial I_a} \right)_{V_g=c}$.

$$\cotg \beta = R_i = \left(\frac{\partial V_a}{\partial I_a} \right)_{V_g=c}$$

De steilheid vindt men door in P een verticale lijn te trekken:

$$S = \left(\frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \right)_{V_a=c} \left(\frac{PP^1}{V_g} \right)_{V_a=c}$$

1) Onder versterking A verstaat men de verhouding tussen de anode-wisselspanning en de rooster-wisselspanning die de eerstgenoemde veroorzaakt.

Evenzo vindt men de versterkingsfactor μ , door in P een horizontale lijn te trekken; $\mu = \left(\frac{\Delta V_a}{\Delta V_g} \right)_{I_a=c} = \left(\frac{PP''_1}{\Delta V_g} \right)_{I_a=c}$.

Deze bepaling van de versterkingsfactor uit de I_a — V_a -karakteristieken blijkt praktisch weinig nauwkeurig te zijn; beter is het μ te berekenen uit de betrekking $\mu = R_i \cdot S$.

Ook valt nog op te merken, dat de snijpunten van de I_a — V_a -karakteristieken met de abscis liggen bij de waarden $V_a = -\mu V_g$. Omgekeerd kan men ook uit de I_a — V_a -karakteristieken de I_a — V_g -karakteristieken afleiden, zoals in fig. 25 is weergegeven.

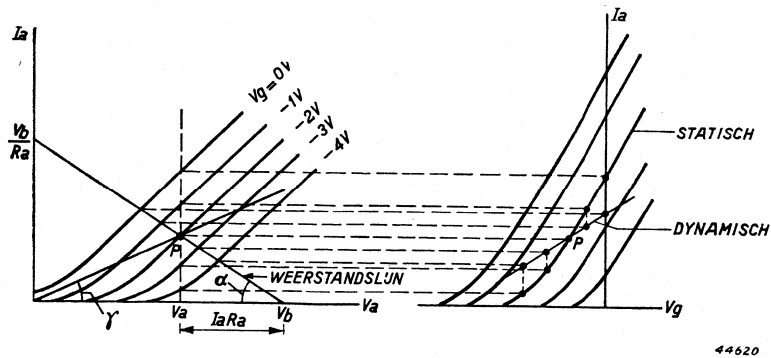


Fig. 25

Afleiding van de I_a — V_g -karakteristieken van een triode uit de I_a — V_a -karakteristieken.

Uit de I_a — V_a -karakteristiek bepaalt men gemakkelijk de instelling van de buis bij een gegeven spanning van de anodebatterij V_b , een gegeven belastingsweerstand R_a in de plaatkring en een gegeven negatieve roosterspanning V_g . Men trekt daartoe uit het punt V_b een lijn, de z.g. weerstandslijn, onder een hoek α met de V_a -as, en bepaalt het snijpunt met de karakteristiek van de gegeven V_g ; daarbij is $\cotg \alpha = R_a$. Daar de anodespanning V_a is gegeven door $V_b - I_a R_a$, bepaalt de weerstandslijn het verband tussen I_a en V_a bij gegeven V_b en R_a en variërende roosterspanning; de snijpunten van deze lijn met de I_a — V_a -karakteristieken voor constante roosterspanning zijn dus de werkpunten waarop de buis zich bij de verschillende roosterspanningen instelt. P is het werkpunt voor $V_g = -2 V$. Voor het geval dat $R_a = 0$, is de weerstandslijn verticaal.

Staat er op het rooster, behalve de vaste negatieve voorspanning van bijv. $-2 V$, nog een wisselspanning, dan gaat het punt dat de momentele waarden van I_a en V_a aangeeft, zich langs de weerstandslijn naar rechts en links verplaatsen, zodat men op eenvoudige wijze uit de bundel

I_a — V_a -karakteristieken de versterking A en de vervorming kan bepalen. Men leest nl. uit de I_a — V_a -karakteristieken zonder meer af hoe groot de ΔV_a is voor verschillende waarden van ΔV_g ; de versterking

$$A = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}.$$

Uit de betrekking (II—4) op blz. 42 volgt dat $A = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Men kan dus A ook berekenen, namelijk door de statische steilheid en de inwendige weerstand *in het werkpunt* te bepalen.

Is ΔV_a naar de beide zijden van het punt P niet gelijk, dan is er vervorming; de grootte van de vervorming volgt uit de verhouding van deze beide ΔV_a 's. Op dit verschijnsel wordt nader ingegaan in § 7.

Uit de snijpunten van de I_a — V_a -karakteristieken met de weerstandslijn van een bepaalde R_a , leidt men de dynamische I_a — V_g -karakteristiek af; de snijpunten met de verticale lijn door het punt P bepalen de statische karakteristiek.

Laat men R_a toenemen, dan krijgt de weerstandslijn een steeds flauwere helling ten opzichte van de V_a -as. De werkpunten komen dus steeds meer onderin de I_a — V_a -karakteristieken te liggen. Zoals men uit fig. 25 zonder meer afleidt, neemt hierdoor niet alleen de R_i toe en de S af, maar door de krommingen van de karakteristieken die bij geringe I_a optreden, wordt ook de vervorming in dit gebied groter. Het optreden van deze vervorming zou men kunnen vermijden door een hogere spanning, V_b , aan te leggen, maar V_b is door de praktijk aan een grens gebonden. Hoewel dus in beginsel met een hogere R_a een grotere versterking A gepaard gaat, kan men om genoemde redenen deze maatregel slechts in beperkte mate toepassen.

Trekt men door het werkpunt P een lijn naar de oorsprong van het I_a — V_a -diagram, dan is $\cotg \gamma =$ de gelijkstroomweerstand van de buis bij de instelling van het punt P .

In het voorafgaande hebben wij aangenomen, dat in de anodekring een gelijkstroomweerstand, R_a , aanwezig is. Er zijn echter nog verscheiden andere mogelijkheden.

Bij de z.g. gelijkstroomversterking (zie III § 2) bevindt zich geen belastingsweerstand in de anodekring. De weerstandslijn is derhalve verticaal; de statische en de dynamische karakteristiek komen met elkaar overeen. Andere gebruikelijke hoofdvormen van versterking zijn de smoorpoelkoppeling, de transformatorkoppeling en de koppeling met resonantiekring.

Wij beschouwen eerst de transformatorkoppeling in de eindtrap, waarbij de transformator zich bevindt tussen de eindbuis en een luidspreker (fig. 26). Bij eerste benadering mogen wij aannemen dat de luidspreker

een gelijkstroomweerstand heeft, en dat de zelfinductie van de transformator zo hoog is dat deze ten opzichte van de luidsprekerweerstand mag worden verwaarloosd. In de rusttoestand vloeit door de primaire wikkeling van de transformator alleen gelijkstroom; de anodespanning wordt alleen verlaagd door de gelijkstroomweerstand R_1 van de primaire wikkeling. In de I_a-V_a -karakteristiek van fig. 27 is de weerstandslijn voor deze R_1 getekend, uitgaande van een bepaalde V_b ; daarbij is

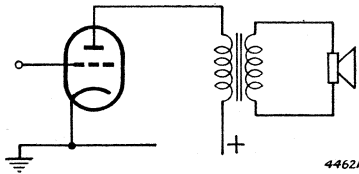


Fig. 26
Eindtrap van een met een luidspreker belaste versterker.

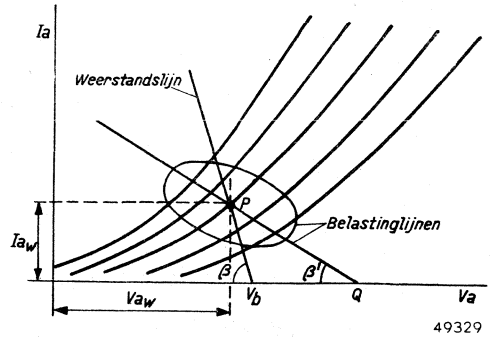


Fig. 27
 I_a-V_a -karakteristieken van een triode met verschillende belastinglijnen.

$\cotg \beta = R_1$. De eindbuis stelt zich in op het werkpunt P . Komt er wisselspanning op het rooster van de eindbuis te staan, dan vloeit wisselstroom in de anodekring en dus ook in de luidspreker; de impedantie die daarbij in de anodekring optreedt, wordt bij de vorengenoemde veronderstellingen gevormd door $R_a = R_1 + u^2 (R_2 + R_{lsp})$, waarin u = de transformatieverhouding, R_2 = weerstand secundaire wikkeling, R_{lsp} = weerstand luidspreker. Het punt dat de momentele waarden van I_a en V_a aangeeft, beweegt zich dus niet langs de weerstandslijn, maar langs de zogenaamde belastinglijn PQ ; deze lijn loopt door het werkpunt P , terwijl $\cotg \beta' = R_a$. Zij snijdt de abscis bij een anodespanning die belangrijk hoger ligt dan V_b . In dit opzicht komt de transformator-koppeling dus overeen met een weerstandskoppeling, waarbij de batterijspanning belangrijk verhoogd is. Dit is een voordeel van de transformator-koppeling, evenals het feit dat men het door juiste keuze van de transformatieverhouding in de hand heeft de luidsprekerimpedantie op de gunstigste wijze op de eindbuis aan te passen (zie IV § 2).

De versterking A en de vervorming bij de maximale waarde die de wisselspanning op het rooster verkrijgt, kunnen, op de wijze, beschreven op blz. 50, worden bepaald uit de I_a-V_a -karakteristieken.

Ook ziet men uit fig. 27 dat de anodespanning belangrijk hoger kan worden dan V_{aw} . Theoretisch kan men de buis met een zó hoge rooster-wisselspanning besturen, dat enerzijds de anodestroom = nul en anderzijds de anodespanning = nul wordt; daarbij is de anodespanning van $I_a = \text{nul}$ dubbel zo hoog als V_{aw} .

In de praktijk is de impedantie van de luidspreker geen zuivere gelijkstroomweerstand; boven de resonantie in de lage frequenties is de impedantie van de luidspreker inductief (zie XII § 2); ook mag men de zelfinductie van de transformator als regel niet verwaarlozen. Dit betekent dus, dat de anode-impedantie van de eindlamp geen gelijkstroomweerstand is, in tegenstelling met hetgeen wij eerst veronderstelden. De belastinglijn is dan ook geen rechte lijn, daar stroom en spanning niet met elkaar in fase zijn, maar een ellips (zie fig. 27) waarvan de beide assen door het werkpunt gaan.

Treedt vervorming op, dan is de belastinglijn geen zuivere ellips meer. Hetzelfde is het geval als de wisselspanning op het rooster of de impedantie in de anodekring niet lineair is.

Men kan de belastinglijnen met behulp van een electronenstraaloscillograaf opnemen; in fig. 28 is dit voor een penthode weergegeven.

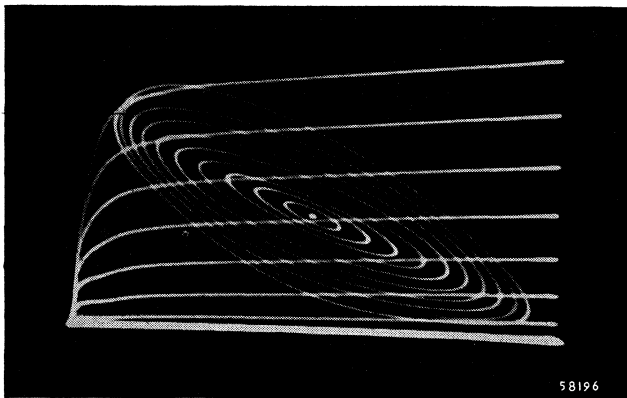


Fig. 28
Belastinglijnen van een penthode, zoals vastgesteld met een electronenstraaloscillograaf (volgens Heins van der Ven, Philips' Techn. T. 5 (1940) 65-73).

Als de belastingsellips bekend is, kan men door de snijpunten met de I_a-V_a -karakteristieken de verschillende waarden van bij elkaar passende I_a 's en V_a 's bepalen; ook volgt daaruit direct hoe groot de maximale anodestroomamplitude en anodespanningsamplitude zijn (omschreven rechthoek), en hieruit kan men weer het vervormingspercentage vaststellen (zie § 7, 63).

In het geval van transformator koppeling tussen twee buizen bevindt zich achter de secundaire wikkeling van de transformator een hoge gelijkstroomweerstand (R_g), overbrugd door de ingangscapaciteit (C_g) van de volgende buis. Ook hierbij wordt de instelling van de eerste buis mede bepaald door de gelijkstroomweerstand van de primaire wikkeling (weerstandslin $P-V_b$). De anode-impedantie voor wisselstroom wordt, behalve

door R_g en C_g , bepaald door de eigenschappen van de transformator. Daar R_g hoog is, moet de zelfinductie van de transformator wel degelijk in rekening worden gebracht. De impedantie wijkt dus belangrijk af van een gelijkstroomweerstand; de belastinglijn voor wisselstroom is geen rechte lijn, maar een ellips.

De koppeling met resonantiekkring is schematisch weergegeven in fig. 29. De gelijkstroominstelling wordt bepaald door de gelijkstroomweerstand r van de spoel; meestal mag deze wel worden verwaarloosd; de weerstandslijn voor de gelijkstroominstelling loopt dus practisch verticaal. Voor wisselstroom is de impedantie van de L.C.kring afhankelijk van de frequentie.

In resonantie is de impedantie van de kring $Z_{res} = \frac{L}{C\gamma}$, de impedantie is dan reëel. Buiten resonantie is de kring óf capacitief óf inductief; capacitief voor frequenties lager dan de resonantiefrequentie, inductief voor frequenties hoger dan de resonantiefrequentie. Bij de resonantie-

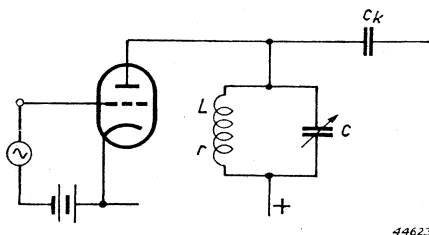


Fig. 29

Schema van een versterktrap met resonantiekoppeling.

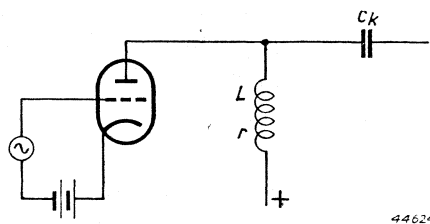


Fig. 30

Schema van een versterktrap met smoorspoelkoppeling.

frequentie is de belastinglijn dus weer een rechte lijn door P (zie fig. 27), waarbij $\cotg \beta' = \frac{L}{C\gamma}$; buiten resonantie wijkt de belastinglijn van de rechte lijn af.

De smoorspoelkoppeling is weergegeven in fig. 30. Bij een goed geconstrueerde smoorspoel is, ook bij de lage frequenties, $\omega L \gg r$.

De gelijkstroomweerstand in de anodekring is dus slechts gering; de weerstandslijn loopt bijna verticaal. De belastinglijn heeft, evenals bij de transformator koppeling, een ellipsvormige gedaante.

Op geheel overeenkomstige wijze als voor de triode, kan men ook voor de penthode bundels van $I_a-V_{g_2}$ - en I_a-V_a -karakteristieken vaststellen.

In fig. 31 zijn de $I_a-V_{g_2}$ -karakteristieken afgeleid uit de I_a-V_a -karakteristieken voor een penthode. Deze karakteristieken gelden voor een bepaalde schermroosterspanning V_{g_2} . Voor een andere V_{g_2} ontstaan andere bundels van karakteristieken.

Met behulp van de verticale lijn vindt men voor een zekere V_{a0} de statische $V_a - V_g$ karakteristiek, en met behulp van de hellende belastinglijn PV_b voor een zekere anodeweerstand R_a vindt men de dynamische $V_a - V_{g2}$ karakteristiek voor het werkpunt P .

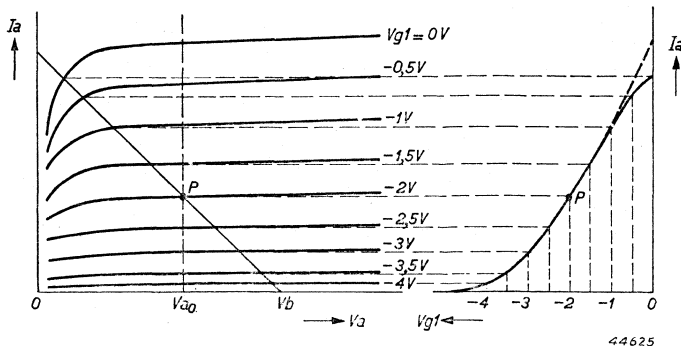


Fig. 31
Aflleiding van de $I_a - V_g$ -karakteristieken van een penthode uit de $I_a - V_a$ -karakteristieken.

Wij hebben hier gelegenheid te wijzen op enkele belangrijke verschillpunten tussen de penthode- en triodekarakteristieken.

In overeenstemming met de zeer hoge R_i lopen de $I_a - V_a$ -karakteristieken van de penthode over een belangrijk gebied van anodespanningen practisch horizontaal. Eerst bij lage anodespanningen wordt de invloed van de anodespanning op de anodestroom merkbaar en buigen de karakteristieken naar het 0-punt toe. Bij de triode daarentegen snijden de $I_a - V_a$ -karakteristieken de abs cis, bij de punten waarvan $V_a = -\mu V_g$. Bij de lage anodespanningen vloeit in de penthode de electronenstroom bijna geheel naar het schermrooster, zoals fig. 32 weergeeft. Men ziet uit deze figuur tevens, dat de verhouding tussen anodestroom en schermroosterstroom in het eigenlijke werkgebied practisch constant is (zie ook 45).

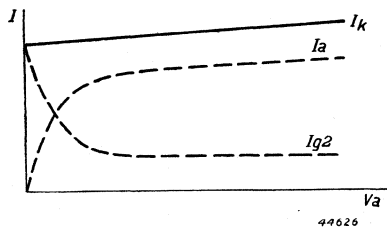


Fig. 32
Schermroosterstroom I_{g2} , anodestroom I_a en totale kathodestroom I_k , als functie van de anodespanning V_a , bij een penthode.

Zoals uit fig. 31 door het volgen van de belastinglijn te zien is, treedt in de penthode, bij het afnemen van de anodespanning, distorsie op, doordat de $I_a - V_a$ -karakteristieken naar de oorsprong afbuigen, en bij het toenemen van de anodespanning, doordat de karakteristieken dichter bij elkaar komen te liggen.

De statische $I_a - V_g$ -karakteristiek komt in gedaante vrijwel over-

een met die van de triode; de dynamische karakteristiek valt voor een groot deel met de statische samen, maar in het bovenste gedeelte buigt de dynamische karakteristiek naar de I_a -as af. Ook dit verschijnsel wordt verklaard door het afbuigen van de I_a — V_a -karakteristiek naar de oorsprong. Bij de penthode wordt men in het laten afnemen van de negatieve rooster spanning niet alleen begrensd, doordat hier, evenals bij de triode, roosterstromen optreden, maar ook door deze kromming van de dynamische I_a — V_g -karakteristiek.

Om de vervorming bij eindpenthoden gering te houden, is het gunstig dat het vlakke gedeelte van de I_a — V_a -karakteristieken zo ver mogelijk naar de I_a -as doorloopt, doordat de „knie” van deze karakteristieken naar lagere anodespanningen wordt verschoven. In de constructie van moderne buizen wordt met deze eis rekening gehouden; men bereikt het gewenste effect door juiste keuze van de potentialen en van de constructie van de electroden, waarbij bijzondere aandacht wordt geschonken aan de afbuigingen van de electronenbanen door de roosters. Het blijkt o.a. gunstig te zijn de steilheid op te voeren. Een ander middel is het plaatsen van de draden van het schermrooster, vanuit de kathode gezien, achter de draden van het stuurrooster, waarbij deze draden met gelijke spoed worden gewikkeld (1).

In fig. 33 zijn de I_a — V_a -karakteristieken van een vroegere en die van een moderne Philips eindpenthode weergegeven; hieruit kan men zien, dat het vlakke gedeelte van de karakteristieken tot aanzienlijk lagere anodespanningen kon worden uitgebreid. De plaats van de knie is over meer dan de helft naar lagere spanningen verschoven.

Op analoge wijze als bij de triode kan men verschillende eigenschappen van de penthode uit de karakteristieken afleiden. Er valt in dit verband nog op de volgende verschilpunten te wijzen:

Bij de penthode kan men de μ niet bepalen uit de afknijppunten (punten voor $I_a = 0$) van de I_a — V_a -karakteristieken; wel kan men uit de afknijppunten van de I_a — V_{g_1} -karakteristieken globaal de versterkingsfactor $\mu_{g_2g_1}$ (zie 44) afleiden. Ook het bepalen van R_i , door een raaklijn te trekken in de werkpunten van de I_a — V_a -karakteristieken, is bij de penthode, ten gevolge van de zeer hoge waarde die R_i heeft, niet zuiver.

Men kan uit de karakteristieken, zowel die van trioden als van penthoden, afleiden welke instelling voor de versterkbuis, bij een gegeven schakeling de meest gunstige is. In de Hfdst. III en IV komen wij nader hierop terug.

1) Bijzonderheden over deze kwesties vindt men in de dissertatie van Jonker over „Stroomverdeling in versterkingsbuizen” (Delft 1942), speciaal in hfdst. VII § 4 blz. 136 e.v., en hfdst. VIII.

§ 5. Uitgangsvermogen en electrodedissipatie

Indien de anode-impedantie een gelijkstroomweerstand is en de anode-wisselspanning en de anode-wisselstroom sinusvormig zijn (geen vervorming!), is het uitgangsvermogen

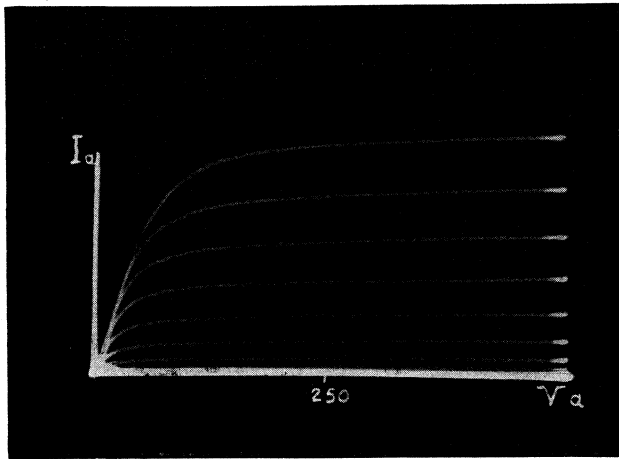
Indien de anode-impedantie een gelijkstroomweerstand is en de anode-wisselspanning en de anode-wisselstroom sinusvormig zijn (geen vervorming!), is het uitgangsvermogen

$$W_0 = I_{a\text{eff}} V_{a\text{eff}}$$

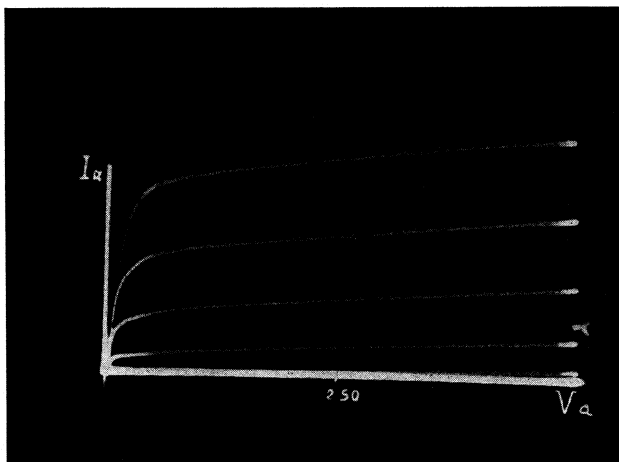
Nu kan de amplitude van de anode-wisselstroom nooit groter zijn dan I_{aw} , d.i. de anodestroom in het werkpunt; immers, de anodestroom kan niet negatief worden; evenzo kan de amplitude van de anode-wisselspanning nooit groter zijn dan V_{aw} , d.i. de anode-gelijkspanning in het werkpunt. Hieruit volgt dat het uitgangsvermogen maximaal gelijk is aan het halve product van I_{aw} en V_{aw} :

$$W_{0\text{max}} = \frac{I_{aw} V_{aw}}{2}$$

Practisch wordt $W_{0\text{max}}$ bovendien



35398



35399

Fig. 33
 $I_a - V_a$ -karakteristieken van een verouderde en van een moderne eindpenthode.

door andere factoren begrensd, zoals uit het navolgende blijkt. In de $I_a - V_a$ -karakteristiekenbundel kan men W_0 bepalen als het oppervlak van de driehoek PQS . (zie fig. 34). Daarbij is aangenomen, dat P het werkpunt is en dat de belastinglijn wordt voorgesteld door SPQ , terwijl QS en QP de amplituden van de anode-wisselspanning voorstellen. Het maximum uitgangsvermogen wordt nu verder begrensd, doordat ten eerste de anodespanning aan een grens is gebonden; deze grens

wordt voor elke buis opgegeven. Bij hogere spanning bestaat het gevaar van overslag tussen de elektroden in de buis, of van doorslag van isolerende delen. Het punt op de belastinglijn, dat met de hoogste momenteel optredende anodespanning overeenkomt, moet dus steeds links van de verticale lijn, bij V_{aw} , blijven.

Voorts is ook de anodestroom aan een grens gebonden. Het punt op de belastinglijn, dat met de hoogste momenteel optredende anodestroom overeenkomt, moet dus ook beneden de horizontale lijn voor I_{amax} blijven. Ten slotte wordt een beperking gesteld doordat de anodedissipatie een zeker maximum niet mag overschrijden. Onder *anodedissipatie* verstaat men het vermogen dat in de anode verloren gaat door het botsen van de electronen tegen de anode.

Dit vermogen bedraagt:

$$W_a = \frac{1}{T} \int_0^T v_a i_a dt.$$

In de rusttoestand is $W_a = V_{aw} I_{aw}$. Bij het bedrijf, dus als anodespanning en -stroom ten opzichte van de gelijkstroomwaarden slingeren, blijft de gemiddelde waarde van de anodestroom constant, het toegevoegde vermogen W_b blijft dus ook constant, maar de anodedissipatie daalt, omdat een deel van het toegevoegde vermogen als wisselstroomvermogen wordt verbruikt in de uitwendige weerstand R_a . W_a heeft dus de hoogste waarde in de rusttoestand. Door de electronenbotsing wordt de anode verwarmd, en daar de temperatuur slechts tot een zekere waarde mag oplopen, is ook W_a bij een bepaalde buis aan een bepaald maximum gebonden. In het werkpunt mag dus W_a hoogstens aan deze maximum waarde gelijk zijn, d.w.z.:

$$W_{a,max} = V_{aw} I_{aw}.$$

Daar $W_a = V_a I_a$ kan men de lijn voor constante W_a in het I_a — V_a -diagram voorstellen door een gelijkzijdige hyperbool; het werkpunt mag dus niet buiten deze hyperbool treden.

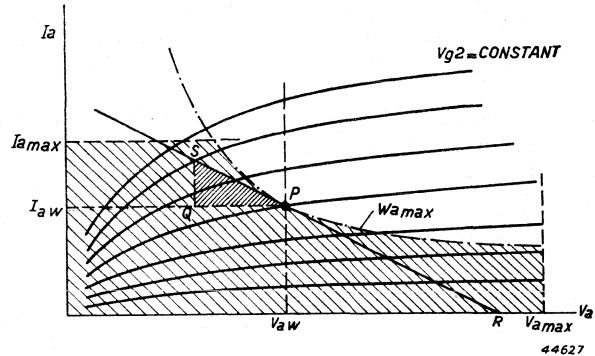


Fig. 34

Bepaling van het uitgangsvermogen uit de I_a — V_a -karakteristieken (volgens Deketh I, litter. II § 1, 3, fig. 130).

Men ziet uit fig. 34 hoe W_0 begrensd wordt. Men kan nu het werkpunt P en de belastinglijn zodanig trachten vast te stellen, dat de driehoek PQS een zo groot mogelijke waarde bereikt. Daarbij komt dan ook nog de overweging, dat de roosterspanning een zekere grens niet mag overschrijden (meestal neemt men als grenslijn de karakteristiek van $V_g = 0$ aan) en dat de vervorming beneden het gestelde maximum moet blijven. In de praktijk wordt de gunstigste instelling van de buizen bij verschillende schakelingen veelal door metingen vastgesteld; de fabrikanten geven op, welke instellingen men kan kiezen om een bepaald maximum uitgangsvermogen te verkrijgen. Door de juiste aanpassing van het verbruikstoestel, bijv. dat van de luidspreker te kiezen, kan men er voor zorgen dat de eindbuizen met de gewenste uitwendige weerstand worden belast.

Roosterdissipatie

Indien aan de roosters in versterkbuisen, hetzij in de rusttoestand, hetzij alleen bij het bedrijf, positieve spanningen worden gelegd, vloeit een electronenstroom naar deze roosters.

De verwarming die daardoor optreedt is, evenals bij de anode, aan een grens gebonden; de roosterdissipatie mag een zeker maximum niet overschrijden.

Belangrijk is dit, vooral bij penthoden, voor wat betreft de dissipatie van het schermrooster; soms wordt het maximum uitgangsvermogen eerder door de schermroosterdissipatie dan door de anodedissipatie begrensd.

De schermroosterdissipatie bedraagt:

$$W_{g_2} = V_{g_2} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T i_{g_2} dt.$$

Uit de karakteristieken $I_a - V_a$ en $I_{g_2} - V_a$ kan men, bij een bepaalde vaste schermroosterspanning, het verloop van i_{g_2} met de tijd grafisch

bepalen en daaruit $\int_0^T i_{g_2} dt$ berekenen.

Worden eindbuizen overeenkomstig de door de fabrikanten verstrekte gegevens in bedrijf genomen, dan kan men aannemen, dat daarbij de schermroosterdissipatie niet wordt overschreden. Wenst men afwijkende instellingen toe te passen, dan moet men er wel degelijk op letten, dat de opgegeven maximum toelaatbare schermroosterdissipatie niet wordt overschreden; dit kan men dan volgens de grafische methode, dan wel door metingen vaststellen.

§ 6. Buiscapaciteiten

De verschillende electroden van een buis hebben ten opzichte van elkaar bepaalde capaciteiten; in fig. 35 zijn deze getekend voor een triode. Men noemt de ingangscapaciteit C_g de som van de capaciteiten tussen het rooster en de kathode + andere electroden, die uit wisselstroomoogpunt met de kathode zijn verbonden; bij de triode is $C_g = C_{gk}$. Bij het praktische gebruik moet C_g nog worden verhoogd met de aanwezige bedradingscapaciteit.

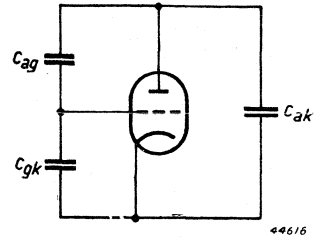


Fig. 35

Schematische voorstelling van de capaciteiten in een triode.

Analoog daaraan noemt men de uitgangscapaciteit C_a de som van de capaciteiten tussen de anode en de kathode + uit wisselstroomoogpunt daarmede verbonden electroden; ook C_a moet eventueel met de aanwezige bedradingscapaciteit worden vermeerderd.

C_a ligt parallel met de uitwendige anode-impedantie Z_a . Is deze impedantie reëel, zodat C_a parallel ligt met R_a , dan wordt, bij hoge frequenties, door C_a de versterking verminderd. Daar in L.F. versterkingsschakelingen

$\frac{1}{\omega C_a}$ als regel veel groter is dan R_a , mag men de invloed van C_a op de versterkingskarakteristiek verwaarlozen (zie ook hfdst. III § 3).

Dit is niet steeds het geval met C_g , daar de weerstand in de roosterkring veel hoger kan zijn dan in de anodekring. Hierbij moet nog worden opgemerkt dat, bij het functioneren van de buis, door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} de anodeketen op de roosterketen terugwerkt. Dit heeft tot gevolg een schijnbare vergroting van de ingangscapaciteit, die wij zullen afleiden van het geval waarin de uitwendige anode-impedantie reëel is.

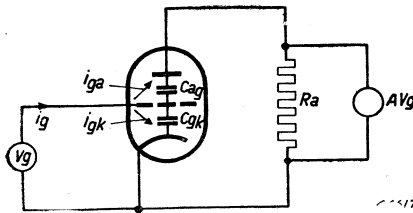


Fig. 36

Schematische voorstelling ter verklaring van de z.g. dynamische ingangscapaciteit van een triode.

Wij maken daarbij gebruik van fig. 36. De wisselspanning over R_a wordt bepaald door de versterking $\times v_g = Av_g$. De capacitive roosterstroom i_g bestaat uit twee delen, nl. de stroom i_{gk} die over het rooster via C_{gk} naar de kathode vloeit, en de stroom i_{ga} die over het rooster via C_{ag} naar de anode gaat. Daar R_a

ten opzichte van $\frac{1}{\omega C_{ag}}$ mag worden verwaarloosd en de wisselspanning

tussen anode en kathode in tegenfase is met die tussen rooster en kathode, kan men voor i_{ga} schrijven:

$$i_{ga} = (v_g + Av_g) \times j\omega C_{ag}.$$

Verder is: $i_{gk} = v_g \cdot j \omega C_{gk},$

zodat: $i_g = i_{gk} + i_{ga} = j\omega \{C_{gk} + (1 + A) C_{ag}\} v_g.$

Men noemt $C_{gk} + (1 + A) C_{ag}$ de *dynamische ingangscapaciteit* = C_{dyn} . Daar de versterking maximaal gelijk wordt aan μ , is de grootste waarde voor $C_{dyn} = C_{gk} + (1 + \mu) C_{ag}$. Daar als regel $A < \mu$, rekent men in de practijk eenvoudigheidshalve wel met:

$$C_{dyn} = C_{gk} + \mu C_{ag} \dots \dots \dots (II-6)$$

De dynamische ingangscapaciteit kan dus belangrijk groter zijn dan de statische, die $C_g = C_{gk}$ is.

Zoals in § 2 is opgemerkt, is bij de penthode, C_{ag} veel geringer dan bij de triode. Terwijl de dynamische ingangscapaciteit bij de triode belangrijk groter is dan de statische, mag, bij de penthode, de dynamische bij benadering gelijk worden gerekend aan de statische. Dit blijkt uit de beide hier volgende voorbeelden:

Gebruikt men het triodegedeelte van de duodiode-triode *EBC 3* voor L.F. versterking met weerstandskoppeling, dan bedraagt de versterking $A = 25$. Verder is $C_{ag} = 1,3 \text{ pF}$, $C_{gk} = 2,9 \text{ pF}$; derhalve:

$$C_{dyn} = 2,9 + 26 \cdot 1,3 = 36,7 \text{ pF};$$

$$C_{stat} = \qquad \qquad \qquad 2,9 \text{ pF}.$$

Bij de penthode *EF6* als L.F. versterkbuis met weerstandskoppeling, is A bijv. = 175, $C_{ag_1} < 0,003 \text{ pF}$, $0_{g_1} = 5,2 \text{ pF}$; derhalve:

$$C_{dyn} = 5,2 + 175 \cdot 0,003 = 5,7 \text{ pF};$$

$$C_{stat} \qquad \qquad \qquad = 5,2 \text{ pF}.$$

Over het algemeen heeft de uitwendige anode-impedantie geen zuiver reële waarde, zodat een faseverschuiving optreedt tussen de anodestroom en de anode-wisselspanning. Door de terugwerking van de anodekring op de roosterkring via C_{ag} , kan de versterking worden vergroot, en onder omstandigheden kan zelfs genereren van de buis optreden.

Uit het vervangingschema volgens fig. 37 ziet men, dat de anode-wisselspanning AV_g zich verdeelt over de potentiometer die wordt gevormd door C_{ag} en Z_g , d.i. de totale roosterimpedantie; de versterking A heeft nu een complexe waarde.

De anode-wisselspanning veroorzaakt derhalve op het rooster een wissel-

spanning $V_g' = \frac{Z_g}{Z_g + 1/\omega C_{ag}} \cdot AV_g$. Als deze wisselspanning in grootte en in fase gelijk is aan de oorspronkelijke roosterspanning, treedt genereren op. De grensvoorwaarde voor het genereren van de buis is derhalve:

$$V_g = \frac{Z_g}{Z_g + 1/j\omega C_{ag}} AV_g,$$

$$\text{of: } A \leq \frac{Z_g + 1/j\omega C_{ag}}{Z_g}.$$

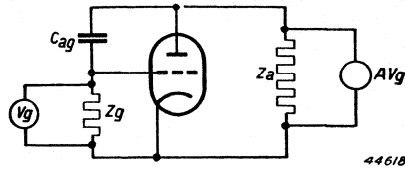


Fig. 37

Vervangingsschema van de schakeling van een triode, ter verklaring van de terugwerking van de anodekring op de roosterkring door i_{ag} .

Wil men een hoge versterking A gebruiken, dan is het nodig C_{ag} zo klein mogelijk te houden. Het schermrooster in penthoden vermindert C_{ag} in sterke mate; het is mogelijk, door gebruik van het schermrooster, de C_{ag} meer dan $100 \times$ te verkleinen! Ook door andere constructieve maatregelen tracht men de C_{ag} te verminderen; een van die maatregelen bestaat in het afzonderlijk naar boven uitvoeren van de toevoerleiding naar het stuurrooster. Ten gevolge van de lage C_{ag} kan men bij gebruik van penthoden met zeer hoge versterkingen werken, zonder dat genereren optreedt.

§ 7. Over de invloed van de kromming van de karakteristieken

Indien de I_a-V_g en I_a-V_a -karakteristieken rechtlijnig waren, zou dit betekenen, dat de steilheid en de inwendige weerstand, derhalve ook de versterkingsfactor, constante waarden hadden. Wij zouden dan bij het gebruik van versterkbuizen hebben te maken met lineaire systemen, en bij sinusvormige excitatie van het stuurrooster zouden sinusvormige stromen en spanningen in de anodekring worden veroorzaakt, verondersteld dat ook de uitwendige impedantie in de anodekring een van de amplitude onafhankelijke waarde heeft.

Zoals in de vorige paragrafen reeds bleek, vertonen echter de buiskarakteristieken krommingen; steilheid, inwendige weerstand en versterkingsfactor zijn afhankelijk van de instelling van de buis; dientengevolge treedt o.a. vervorming van stromen en spanningen op.

In § 1 werd reeds opgemerkt, dat vooral de steilheid en de inwendige weerstand afhangen van de instelling. De versterkingsfactor is volgens definitie constant; geringe afwijkingen van de versterkingsfactor kunnen wel optreden, en wel bij lage V_a en grote negatieve V_g (onder in de I_a-V_g -karakteristiek), maar voor een groot deel van het arbeidsgebied mag men toch aannemen dat de versterkingsfactor constant is (zie 40).

Wij zullen nu nagaan welke vervormingen optreden, indien de ver-

sterkingsfactor μ constant is en de roosterspanning gegeven en sinusvormig is. Volgens II-4 is:

$$\mu V_{g\sim} = I_{a\sim} (R_i + Z_a).$$

De inwendige weerstand R_i is niet constant, de waarde is afhankelijk van de momentele waarde van de stroom in de anodekring. De anodeimpedantie Z_a is in het algemeen complex; verondersteld wordt dat zij lineair is. Doordat R_i niet constant is, worden in de door μV_g , R_i en Z_a gevormde kring harmonische componenten van de stroom opgewekt; deze veroorzaken aan Z_a harmonische componenten van de spanning, die weer inwerken op de stroom van het totale *netwerk*. Dit gecompliceerde verschijnsel is langs analytische weg zeer moeilijk exact in rekening te brengen, en men neemt daarom zijn toevlucht tot benaderingsmethoden. Is de dynamische I_a — V_g -karakteristiek bekend, dan kan men daaruit voor een bepaald werkpunt een betrekking tussen de anode-wisselstroom en de rooster-wisselspanning afleiden, die de reeds meer toegepaste vorm van een machtreeks heeft:

$$i_a = i_a(v_g=0) + \alpha_1 v_g + \alpha_2 v_g^2 + \alpha_3 v_g^3 + \alpha_4 v_g^4 + \dots$$

Hoe kleiner men v_g kiest, hoe eerder kan de machtreeks worden afgebroken:

$$\alpha_1 = \frac{1}{1!} \frac{di_a}{dv_g} \text{ voor } v_g = 0;$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{2!} \frac{d^2 i_a}{dv_g^2} \text{ voor } v_g = 0;$$

$$\alpha_3 = \frac{1}{3!} \frac{d^3 i_a}{dv_g^3} \text{ voor } v_g = 0;$$

$$\alpha_4 = \frac{1}{4!} \frac{d^4 i_a}{dv_g^4} \text{ voor } v_g = 0.$$

Door $v_g = V_g \sin \omega t$ te stellen, kan men van hieruit op de reeds eerder aangegeven wijze (zie blz. 17) de hogere harmonische en de gelijkstroomcomponent, waarmede i_a wordt vermeerderd, vaststellen.

Ook uit de I_a — V_a -karakteristieken kan men bij ruwe benadering het vervormingspercentage grafisch vaststellen. Wij zullen dit voor de triode en voor de penthode in het kort beschrijven, en wij brengen daarbij nog even in herinnering de verschijnselen waardoor de vervorming in grote trekken wordt bepaald.

Bij de triode is de I_a — V_g -karakteristiek zodanig gekromd, dat in hoofdzaak de 2e harmonische optreedt (de kromme is ongeveer kwadratisch); zodra roosterstroom optreedt, buigt de karakteristiek belangrijk naar

de abscis af. Dit laatste veroorzaakt een grote vervorming; men moet dus vermijden dat de roosterspanning in dit gebied komt.

De 2e harmonische veroorzaakt, zoals uit fig. 38 blijkt, een asymmetrie van de beide helften van de anodestroomkromme; de verhouding tussen $I_{a_{max}}$ en $I_{a_{min}}$ bepaalt de grootte van de vervorming.

Zoals reeds werd uiteengezet in § 4, kan men deze vervorming met behulp van de belastinglijn aflezen uit de I_a-V_a -karakteristiek.

Bij de penthode is de dynamische I_a-V_g -karakteristiek bij benadering symmetrisch ten opzichte van het werkpunt (zie § 4); de 3e harmonische overweegt dan ook bij de penthode. Deze veroorzaakt een afplatting van de anodestroomkromme, zoals uit fig. 39 is te zien. Laat men de rooster-wisselspanning geleidelijk toenemen, dan worden de overeenkomstige amplituden van de anodestroom dus niet geheel evenredig met de roosterspanning groter. Uit de I_a-V_a -karakteristieken kan men de vervorming

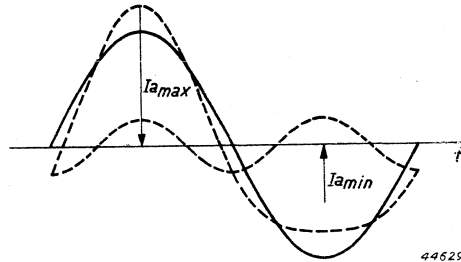


Fig. 38

Vervorming van een sinusvormige anodestroomkromme door een 2e harmonische (triode).

door de 3e harmonische meten, door de amplituden van de anodestroomveranderingen bij verschillende roosterspanningen te meten (zie § 4). Evenals voor de triode, kan men, ook voor de penthode, uit de verhouding van de amplituden van twee helften van de anodestroom bij een bepaalde roosterspanning, de 2e harmonische bepalen.

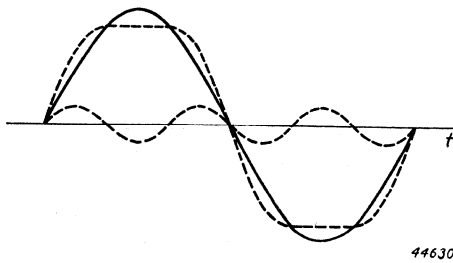


Fig. 39

Vervorming van een sinusvormige anodestroomkromme door een 3e harmonische (penthode).

Door op deze wijze de vervormingen uit de I_a-V_a -karakteristieken af te leiden, kan men de helling van de belastinglijn zodanig kiezen, dat een zo groot mogelijk uitgangsvermogen bij een bepaald vervormingspercentage wordt bereikt. In de praktijk kan men dit vlugger en nauwkeuriger door metingen vaststellen.

Voor het vaststellen van niet-lineaire vervormingen beschrijven wij thans een analytische benaderingsmethode, die meer inzicht geeft in de verschillende factoren die op het ontstaan van deze vervorming invloed uitoefenen

(wij volgen hierbij in hoofdzaak de methode van Bartels in „Grundlagen der Verstärkertechnik“, blz. 80 e.v., zie litter. I § 1. 1).

Men neemt eerst aan dat R_i linear is, en bepaalt de stroom i_{aw} bij de grondfrequentie ω , waarbij men aan alle overige impedanties in de kring de waarde geeft die zij bij de grondfrequentie hebben.

Men bepaalt vervolgens uit de vergelijking welke R_i als niet-lineaire weerstand karakteriseert, de spanningen aan R_i die door de sinusvormige stroom i_{aw} worden veroorzaakt.

Deze spanningen aan R_i beschouwt men als EMK's, die met R_i als lineaire weerstand in serie zijn geschakeld; deze EMK's veroorzaken harmonische stroomcomponenten; men kan ze berekenen door, voor alle impedanties in de kring, de waarde die zij bij de afwijkende frequenties hebben, in rekening te brengen.

Wij nemen nu aan dat R_i kan worden gekarakteriseerd door de vergelijking:

$$v_{Ri} = a_1 i_a + a_2 i_a^2 + a_3 i_a^3 + a_4 i_a^4.$$

De spanning aan R_i wordt dus voorgesteld door een machtreeks in i_a , die bij de 4e macht wordt afgebroken.

Wij veronderstellen voorts, dat $v_g = V_{gmax} \sin \omega t$, zodat de anodestroom bij de grondfrequentie

$$i_{aw} = I_{aw} \sin \omega t = \frac{\mu V_{gmax}}{R_i + Z_{aw}} \sin \omega t.$$

Volgens hfdst. I blz. , kan men nu uit de betrekking V_{Ri} afleiden dat:

$$\begin{aligned} V_{Ri} &= \left(\frac{a_2}{2} I_{aw}^2 + \frac{3}{8} a_4 I_{aw}^4 \right) + (a_1 I_{aw} + \frac{3}{4} a_3 I_{aw}^3) \sin \omega t - \\ &- \left(\frac{a_2}{2} I_{aw}^2 + \frac{a_4}{2} I_{aw}^4 \right) \cos 2 \omega t - \frac{a_3}{4} I_{aw}^3 \sin 3 \omega t + \frac{a_4}{8} I_{aw}^4 \cos 4 \omega t = \\ &= V_{=} + V_w \sin \omega t - V_{2w} \cos 2 \omega t - V_{3w} \sin 3 \omega t + V_{4w} \cos 4 \omega t. \end{aligned}$$

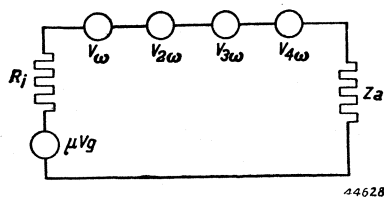


Fig. 40

Schematische voorstelling van het optreden van hogere harmonischen in een kring met niet-lineaire weerstand R_i .

Er treden een gelijkstroomcomponent $V_{=}$ en hogere harmonischen met de amplituden V_{2w} enz. op; deze bepalen de EMK's die in serie met R_i in de kring werkzaam zijn (zie fig. 40).

De amplituden van de stromen die door de EMK's worden veroorzaakt, zijn:

$$\begin{aligned} I_{=} &= \frac{V_{=}}{R_i + Z_{a=}}, & I_{2w} &= \frac{V_{2w}}{R_i + Z_{a2}}, \\ I_{3w} &= \frac{V_{3w}}{R_i + Z_{a3}}, \text{ enz.} \end{aligned}$$

De vervorming wordt bepaald door de verhouding van deze amplituden tot die van de grondgolf. Bij benadering vinden wij:

$$d_{=} = \frac{a_{2/2} \cdot \mu V_{gmax}}{(R_i + Z_{aw}) (R_i + Z_{a=})} \qquad d_{=k} = \frac{a_{2/2} \cdot \mu V_{gmax}}{R_i^2}$$

$$\begin{aligned}
 d_{2w} &= \frac{a_{2/2} \cdot \mu V_{g \max}}{(R_i + Z_{aw})(R_i + Z_{a2w})}, & d_{2wk} &= \frac{a_{2/2} \cdot \mu V_{g \max}}{R_i^2} \\
 d_{3w} &= \frac{a_{3/4} \mu^2 V_{g \max}^2}{(R_i + Z_{aw})^2 (R_i + Z_{a3w})}, & d_{3wk} &= \frac{a_{3/4} \mu^2 V_{g \max}^2}{R_i^3} \\
 d_{4w} &= \frac{a_{4/8} \mu^3 V_{g \max}^3}{(R_i + Z_{aw})^3 (R_i + Z_{a4w})}, & d_{4wk} &= \frac{a_{4/8} \mu^3 V_{g \max}^3}{R_i^4}.
 \end{aligned}$$

Indien de impedantie in de anodekring een gelijkstroomweerstand is, dan vindt men voor

$$\begin{aligned}
 d_{=} &= \frac{a_{2/2} \cdot \mu V_{g \max}}{(R_i + R_a)^2} = d_{2w}; & d_{3w} &= \frac{a_{3/4} \cdot \mu^2 V_{g \max}^2}{(R_i + R_a)^3}; \\
 d_{4w} &= \frac{a_{4/8} \mu^3 V_{g \max}^3}{(R_i + R_a)^4}.
 \end{aligned}$$

Bij kortgesloten anode, dus als $Z_a = 0$, vindt men de kortsluitwaarden $d_{=k}$, d_{2wk} enz., die in de tabel naast $d_{=}$, d_{2w} enz. zijn vermeld. Hieruit leidt men af:

$$\begin{aligned}
 d_{=} &= d_{=k} \cdot \frac{R_i^2}{(R_i + Z_{aw})(R_i + Z_{a=})} \\
 d_{2w} &= d_{2wk} \cdot \frac{R_i^2}{(R_i + Z_{aw})(R_i + Z_{a2w})} \\
 d_{3w} &= d_{3wk} \cdot \frac{R_i^3}{(R_i + Z_{aw})^2 (R_i + Z_{a3w})} \\
 d_{4w} &= d_{4wk} \cdot \frac{R_i^4}{(R_i + Z_{aw})^3 \cdot (R_i + Z_{a4w})}.
 \end{aligned}$$

Het probleem zou nu volledig zijn opgelost, indien de kortsluitwaarden $d_{=k}$, enz. waren af te leiden uit de betrekking voor V_{R_i} op blz. 64. Als regel echter is deze betrekking niet bekend, zodat de kortsluitwaarden langs een andere weg bepaald moeten worden. Men gaat daartoe uit van de overweging dat, bij kortgesloten anode, de verhoudingen tussen de harmonischen en de grondgolf van de spanning V_{R_i} gelijk zijn aan de overeenkomstige verhoudingen van de anodestroom, en deze verhoudingen kunnen worden afgeleid uit de I_a - V_{st} karakteristiek van de buis voor $Z_a = 0$. Voor deze karakteristiek kan men met goede benadering steeds schrijven:

$$I_a = c V_{st}^{\gamma}.$$

De stuurspanning $V_{st} = V_g + V_{a/\mu}$ (Zie 39).

Voor een bepaalde V_a komt dus de I_a - V_{st} karakteristiek overeen met de statische I_a - V_g karakteristiek welke bekend is. Door ontwikkeling volgens een reeks van Taylor kan men uit deze betrekking een machtsreeks van de anodestroom afleiden, waarbij men uitgaat van het werkpunt van de buis en de roosterwisselspanning V_g als veranderlijke beschouwt:

$$i_a = i_a(v_g=0) + b_1 v_g + b_2 v_g^2 + b_3 v_g^3 + b_4 v_g^4,$$

waarin $b_1 = \frac{di_a}{dv_{st}} = c V_{st}^{(\gamma-1)}$ $b_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^2 i_a}{dv_{st}^2}$
 $b_3 = \frac{1}{6} \frac{d^3 i_a}{dv_{st}^3}$ $b_4 = \frac{1}{24} \frac{d^4 i_a}{dv_{st}^4}$

Stelt men weer $v_g = V_{gmax} \sin \omega t$, dan volgt hieruit:

$$i_a = \left(\frac{b_2}{2} V_{gmax}^2 + \dots \right) + (b_1 V_{gmax} + \dots) \sin \omega t - \left(\frac{b_2}{2} V_{gmax} + \dots \right) \cos 2\omega t + \dots \text{ enz.}$$

En hieruit leiden wij ten slotte af dat, bij benadering:

$$d_{2wk} \approx d_{-k} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{b_2}{b_1} V_{gmax} = \frac{1}{4} (\gamma - 1) \cdot \frac{V_{gmax}}{V_{st}};$$

$$d_{3wk} \approx \frac{1}{4} \cdot \frac{b_3}{b_1} \cdot V_{gmax}^2 = \frac{1}{24} (\gamma - 1) (\gamma - 2) \left(\frac{V_{gmax}}{V_{st}} \right)^2;$$

$$d_{4wk} \approx \frac{1}{8} \cdot \frac{b_4}{b_1} \cdot V_{gmax}^3 = \frac{1}{192} (\gamma - 1) (\gamma - 2) (\gamma - 3) \left(\frac{V_{gmax}}{V_{st}} \right)^3.$$

Het blijkt dat de vervorming wordt beheerst door drie factoren, nl. door de vorm van de $I_a - V_{st}$ -karakteristiek, die wordt bepaald door de exponent γ , door de verhouding tussen de roosterspanning en de stuurspanning, en door de verhouding van Z_a tot R_i . Neemt men aan dat Z_a onafhankelijk is van de frequentie en steeds gelijk is aan R_a , dan blijkt dat de 2e harmonische afneemt met de 2e macht van het getal $1 + \frac{R_a}{R_i}$, de 3e harmonische met de 3e macht, de 4e harmonische met de 4e macht van dat getal. De 2e harmonische neemt evenredig toe met V_{gmax} , de 3e harmonische neemt met de 2e macht van V_{gmax} toe, enz.

Wat de grootte van R_a betreft, blijkt de grootste vervorming op te treden bij kortgesloten anode $R_a = 0$, zoals ook wel te zien is uit het z.g. „recht-trekken” van de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek (zie 42, 43). Indien $R_a = \infty$, zou de vervorming = 0 worden, als μ inderdaad constant was; door de afwijkingen in de μ zijn ook in dit geval nog vervormingen mogelijk.

Bij de penthode is $R_i \gg Z_a$; Z_a heeft hier dus practisch geen invloed op de vervorming. Het z.g. „recht-trekken” van de karakteristiek, als bij de triode optreedt, blijft bij de penthode afwezig. Vermindering van vervorming is echter door het gebruik van tegenkoppeling mogelijk (zie V § 4).

Belangrijk is vooral ook de afhankelijkheid van de exponent γ . Is de kromme $i_a = f(V_{st})$ kwadratisch, dan blijkt alleen de 2e harmonische op te treden, daar voor alle hogere harmonischen $\gamma - 2 = 0$ is.

Wij kunnen ook nog opmerken, dat in dit geval:

$$i_a = i_{a(v_g=0)} + b_1 v_g + b_2 v_g^2,$$

zodat de steilheid $S = \left(\frac{di_a}{dv_g} \right)_{v_a = c} = b_1 + 2b_2 v_g$.

S verandert dus lineair met v_g . Bij de triode is de kromme $i_a = f(V_{st})$ bij benadering kwadratisch, zodat hierbij voornamelijk 2e harmonischen ontstaan.

Zoals wij in I. § 4 reeds opmerkten, komt de frequentie van de hoogste harmonische overeen met de graad van de vergelijking voor i_a op blz. 65. Is $i_a = i_{a(v_g=0)} + b_1 v_g - b_3 v_g^3$, dan ontstaat een symmetrische kromme waarbij de 2e harmonische afwezig is en alleen de 3e harmonische voorkomt. Deze toestand wordt benaderd bij de dynamische karakteristiek van de penthode.

In de praktijk is de vervorming die bij spanningsversterking optreedt, als regel gering; het komt bij de spanningsversterking meer aan op een instelling waarbij de grootste versterking wordt bereikt, dan een waarbij het vooral aankomt op geringe vervorming.

Bij energieversterking door de eindbuizen wordt het maximaal afgegeven vermogen daarentegen door de toelaatbare vervorming bepaald. De fabrikanten geven voor verschillende bedrijfscondities van de eindbuizen het vervormingspercentage op.

Zoals in I § 4 is uiteengezet, ontstaan bij het gelijktijdig aanleggen van roosterspanningen van verschillende frequenties niet alleen de hogere harmonischen van deze frequenties, maar ook de combinatietonen, die op de zuiverheid van de weergave nog meer storend inwerken dan de hogere harmonischen.

§ 8. Over storingen door versterkbuisen

Storingen door versterkbuisen worden voornamelijk veroorzaakt door ruis en brom en door microfonisch effect.

De ruis wordt veroorzaakt door de onregelmatige overgang van electronen uit het ruimteladingsgebied, dat de kathode omgeeft, naar de anode; de hierdoor optredende geringe veranderingen in de grootte van de anodestroom zijn regelmatig verdeeld over het gehele gebied van de lage frequenties. De effectieve waarde van de totale ruisstroom is dus gelijk aan de wortel uit de som van de kwadraten van de effectieve ruisstromen bij alle voorkomende frequenties:

$$I_{R\text{ tot}} = \sqrt{\sum I_{R\omega_n}^2},$$

en hieruit volgt direct dat $I_{R\text{ tot}}$ evenredig is met de breedte van het

frequentiegebied dat versterkt wordt. Uit dezelfde overweging volgt, dat $I_{R\text{ tot}}^2$ evenredig is met de anodestroom, zodat $I_{R\text{ tot}} = \text{constante} \sqrt{I_a (f_2 - f_1)}$.

Zonder bijzondere maatregelen is de ruis bij penthoden sterker dan bij trioden. Bij de triode oefent de ruimtelading een nivellerende invloed uit op de onregelmatigheid van de electronenstroom; bij de penthode bevindt zich tussen het rooster en de anode het positieve schermrooster, waarheen een deel van de electronenstroom vloeit. Welk deel in een bepaald kort tijdsverloop het schermrooster bereikt, is aan het toeval onderhevig. Een compenserende werking is hier niet aanwezig, omdat de potentiaal van het schermrooster gelijk blijft, ongeacht of zo juist een grotere of een kleinere hoeveelheid electronen werd opgevangen. Deze schermroosterfluctuaties veroorzaken anodestroomfluctuaties, en de daardoor optredende ruis, de z.g. verdelingsruis, kan 8 tot 9 keer zo sterk zijn als de ruis die reeds in de door de ruimtelading begrensde stroom aanwezig is. Hieruit volgt tevens, dat de ruis van penthoden toeneemt met de grootte van de schermroosterstroom. Tot vermindering van de ruis brengt men tussen het stuurrooster en het schermrooster wel een hulprooster aan, dat op kathodepotentiaal staat en waardoor de schermroosterstroom belangrijk wordt verkleind. In de Philips penthode EF8 is deze kunstgreep toegepast; de schermroosterstroom bedraagt slechts 0,2 mA.

Men kan de storing door de ruis ook voorstellen als het optreden van een ruisspanning op het stuurrooster, de z.g. aequivalente ruisspanning.

Daar $v_g = \frac{i_a}{S}$, vindt men dan:

$$V_{R\text{ tot}} = \text{constante} \times \frac{\sqrt{I_a (f_2 - f_1)}}{S}.$$

De aequivalente ruisspanning is dus gering bij lage I_a en hoge S . Versterkbuisen met gering ruisniveau worden dan ook opzettelijk met kleine anodestroom en grote steilheid uitgevoerd; dit is bijv. het geval bij de ruisarme penthode CF 50 van Philips (zie § 12).

Men is gewoon de ruis van een versterkbuis uit te drukken in de waarde van een weerstand in de stuurroosterkring, die dezelfde ruisspanning veroorzaakt als de buis zelf (zie I § 6 en de tabel op blz. 21). Met behulp van deze aequivalente ruisweerstand kan men op eenvoudige wijze de invloed van de ruis van de buis vergelijken met die van weerstanden die zich in de stuurroosterkring van die buis bevinden.

De totale ruisspanning op het rooster $V_{RT} = \sqrt{V_{R_1}^2 + V_{R_2}^2}$, als V_{R_1} en V_{R_2} de ruisspanningen voorstellen, die worden opgewekt door de buis zelf en door de weerstand in de stuurroosterkring. In de weerstanden

uitgedrukt is $V_{RT} = C \sqrt{R_1 + R_2}$, waarin $C = \sqrt{1,64 \cdot 10^{-8} \cdot (f_2 - f_1)}$ (Zie I § 6).

Het vervormingseffect

Een andere bron van storingen in versterkbuisen kan voorkomen door het optreden van „wilde” electronen. Deze wilde electronen verlaten de normale banen van de electronenstroom en treffen de glaswand of andere isolatiedelen, als bijv. micaplaatjes, die een zeer hoge isolatieweerstand van meer dan 100 m Ω vertonen. De secundaire emissie van deze delen kan tot gevolg hebben dat zij zich, onder invloed van de anodespanning, tot hoge potentialen opladen, en de electrostatische velden die daardoor ontstaan, kunnen een storende invloed op de electronenbeweging uitoefenen. In versterkers kan deze storing in de eindbuisen zo sterk worden, dat zij in de luidspreker wordt waargenomen als een krassend of knetterend geluid (het z.g. vervormingseffect).

In moderne versterkbuisen komt dit effect practisch niet meer voor; men heeft het door verschillende middelen, bijv. door het zoveel mogelijk vermijden van „wilde” electronen, weten te verwijderen.

De *brom* van versterkbuisen wordt o.a. veroorzaakt door verhitting van de kathode met wisselstroom. Bij een direct verhitte kathode is de spanning tussen het rooster en de kathode afhankelijk van de wisselspanning op de kathode; dit veroorzaakt fluctuaties met netfrequentie in de anodestroom. Ter compensatie brengt men over de kathode een z.g. brompotentiometer aan en verbindt men de anodevoedingsbron met het elektrische midden van deze potentiometer.

Bij een indirect verhitte kathode is weliswaar de potentiaal van de kathode over de gehele lengte dezelfde, maar toch kunnen bromspanningen ontstaan door de invloed van magnetische wisselvelden op de electronenbeweging, door capacatieve inductie op het stuurrooster en op de anode, door slechte isolatie tussen het gloeilichaam en de kathode. Bij moderne versterkbuisen is de gloeidraad bifilair gewikkeld, waardoor verscheiden der genoemde effecten voor een groot deel worden opgeheven. Het *microfonisch effect* treedt op indien, ten gevolge van mechanische trillingen die van buitenaf op de ingangsversterkbuis worden overgebracht, de electroden ten opzichte van elkaar bewegen. Er ontstaan dan anodestroomfluctuaties die in de luidspreker hoorbaar worden; het effect kan zo sterk worden, dat het gehele systeem gaat genereren en een continue huiltoon wordt opgewekt. Door de constructie van de buis, inzonderheid het zo goed mogelijk stabiel ten opzichte van elkaar bevestigen der electroden, tracht men het microfonisch effect te verminderen. Zo nodig wordt de buis met buishouder verend opgehangen. Het beste resultaat bereikt men door aan de buishouder een flink gewicht

te geven en deze houder veerkrachtig, bijv. met stalen veren, aan het chassis van de versterker op te hangen. Fig. 41 geeft hiervan een voorbeeld.

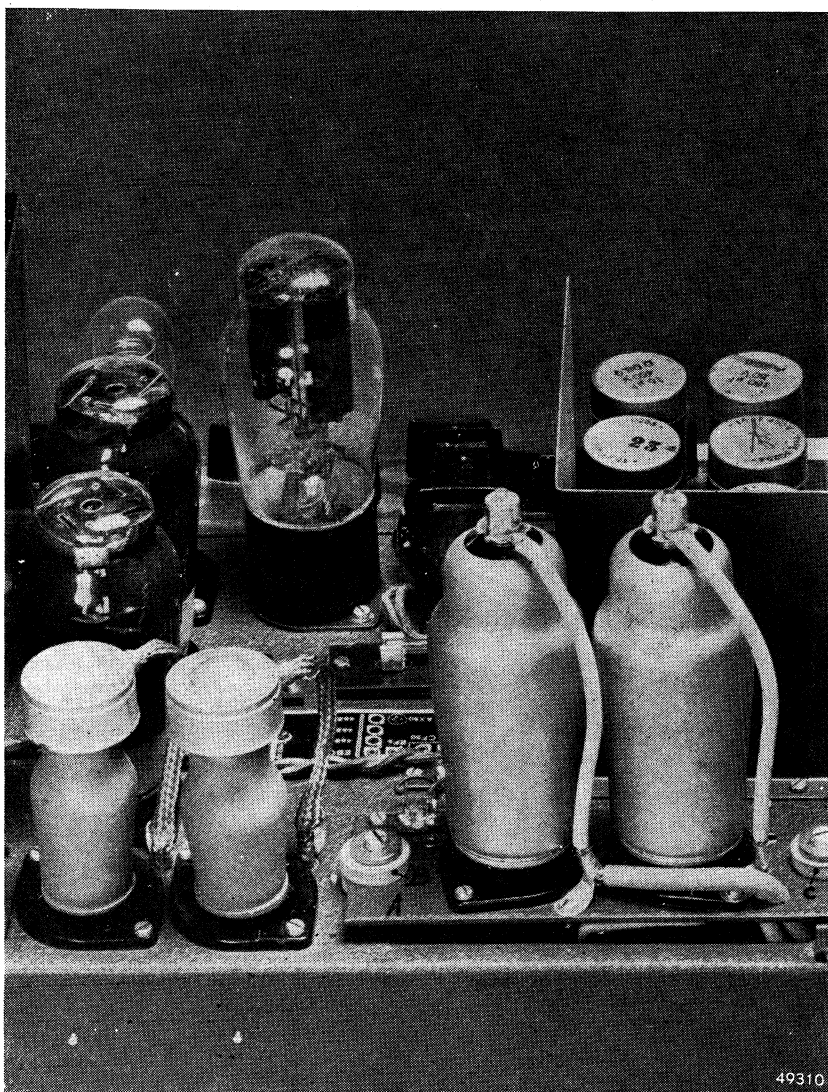


Fig. 41

Gedeelte van een versterker met anti-microfonisch opgestelde voorversterkbuizen. De buishouders bevinden zich op een metalen plaat A, die door rubbertulen B en C, verend met het gestel is verbonden.

§ 9. Enige algemene gegevens betreffende versterkbuizen van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken

In de volgende paragrafen wordt de ontwikkelingsgang van voorversterk- en eindversterkbuizen beschreven; tevens wordt ingegaan op de eigenschappen van enige typische moderne versterkbuizen. Wij beperken ons hierbij tot de ontwikkelingsgang en tot voorbeelden van versterkbuizen van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken. Deze beperking is geoorloofd, omdat de ontwikkeling op dit gebied bij de belangrijke fabrikanten in verscheiden landen in grote lijnen op analoge wijze heeft plaats gehad.

Ten einde de betekenis van de gegevens te verduidelijken, worden in deze paragraaf algemene voorschriften voor het juiste gebruik van de buizen en de typering ervan verstrekt ¹⁾.

Algemene voorschriften voor het juiste gebruik van de Philips versterkbuizen.

Ten aanzien van de voeding van de gloeidraad kunnen de versterkbuizen in drie groepen worden verdeeld, nl.:

- 1) buizen waarbij men voor de toepassing uitgaat van de gloeidraadspanning, typen dus waarvan de gloeidraden in parallelschakeling worden aangesloten op een voedingsbron, als een transformator of een accumulator (bijv. de 4 V wisselstroombuizen en de 2 V batterijbuizen);
- 2) buizen waarbij men voor de toepassing uitgaat van de gloeistroom, typen dus waarvan de gloeidraden in serieschakeling worden aangesloten op een voedingsbron (bijv. de 180 mA gelijkstroombuizen en de buizen uitsluitend voor G/W);
- 3) buizen waarbij men voor de toepassing kan uitgaan zowel van de gloeispanning als van de gloeistroom, en die dus voor parallel- en voor serieschakeling geschikt zijn (bijv. de 6,3 V buizen, die kunnen worden gebruikt zowel voor wisselstroom-parallelvoeding als voor G/W serievoeding en accuvoeding).

In de gevallen vermeld onder 1), waarbij men uitgaat van de gloeidraadspanning, gelden de gegevens en de karakteristieken bij toepassing van de opgegeven waarde van de gloeispanning. In de subgevallen 2), waarbij men uitgaat van de gloeistroom, gelden de vermelde gegevens bij de opgegeven waarde van de gloeistroom. Op te merken is dat, bij de gevallen onder 1), met een gemiddelde waarde van de gloeistroom rekening

¹⁾ Deze gegevens, alsmede de opgaven omtrent de eigenschappen van verscheidene buizen (§§ 10, 11, 12 en 13) zijn ontleend aan Deketh „Gegevens en schakelingen” delen II en III. Men vindt daarin ook gegevens voor een groot aantal andere buizen.

moet worden gehouden; voor de gevallen onder 2) geldt dit voor de gloeispanning.

Voor buizen die zowel voor serie- als voor parallelschakeling van de gloeidraad geschikt zijn, gelden de gegevens in de tabellen zowel bij toepassing van de opgegeven gloeispanning als bij gebruik van de vermelde gloeistroom.

Gegevens van de buizen

Gegevens als steilheid, inwendige weerstand enz., staan in verband met een zekere waarde van de anodestroom. Deze waarde is steeds zó gekozen, dat onder normale omstandigheden de gunstigste werking van de buis verzekerd is. Daar men dient uit te gaan van de anodestroom, moet de opgegeven roosterspanning als een gemiddelde waarde worden beschouwd.

Alle opgesomde gegevens zijn het resultaat van metingen met de vermelde bedrijfsspanningen en -stromen; zij behoren te worden beschouwd als het gemiddelde dat werd verkregen na meting van een zeer groot aantal buizen. Indien niet uitdrukkelijk anders vermeld, moeten de gegevens van penthoden met afzonderlijk naar buiten gevoerd remrooster worden opgevat als te zijn verkregen na verbinding van het remrooster met de kathode.

Alle spanningen zijn vermeld ten opzichte van de kathode. Bij batterijbuizen gelden alle spanningen ten opzichte van het negatieve gloeidraad-einde, en de overige gegevens gelden bij de vermelde negatieve rooster-spanning.

Grenswaarden

De opgegeven maximum waarden van spanningen, stromen, belastingen, enz. mogen bij de netspanning waarvoor het toestel geschikt is, onder geen enkele omstandigheid worden overschreden. Bij het construeren van toestellen is het noodzakelijk maatregelen te treffen tegen spanningsveranderingen, die door signaalvariëaties of wijziging in de toleranties der gebruikte onderdelen zouden kunnen optreden. Er is bij de eindbuizen voor gezorgd, dat de anodespanning ten gevolge van signaalvariëaties in het toestel, waarbij rekening is gehouden met de nominale netspanning, nog ten hoogste 5% boven de opgegeven maximum waarde mag stijgen. Bij de vermelde stromen, spanningen en vermogens is reeds rekening gehouden met netspanningsvariëaties van +10 tot -10%. Kan een grotere variatie van de netspanning worden verwacht, dan is het aanbevelenswaardig de bedrijfsspanningen bij de normale netspanning overeenkomstig lager te kiezen. Voor de gloeidraadspanning wordt één bepaalde waarde voorgeschreven. Daar het practisch niet mogelijk

is de transformatieverhouding van de voedingstransformator steeds zó te kiezen dat deze waarde nauwkeurig wordt verkregen, is een afwijking van $\pm 5\%$ ten opzichte van deze voorgeschreven waarde toelaatbaar gesteld. Bij deze toleranties dient men rekening te houden met de werkelijke gemiddelde spanning van het lichtnet.

Buizen voor autoradio of autoversterkers zijn geconstrueerd voor gloei-draadvoeding uit loodaccumulatoren, batterijbuizen voor voeding uit loodaccumulatoren en droge batterijen. (De buizen van de D-serie mogen, in serie geschakeld, ook door middel van een plaatsspannings-apparaat uit het lichtnet worden gevoed). De toleranties van de voorschakelweerstand in gelijkstroom- of gelijkstroom/wisselstroomtoestellen dienen te voldoen aan de eis dat, bij de werkelijke gemiddelde spanning van het net, de gloeistroom ten hoogste $3\% +$ of $-$ kan variëren. Als men, in plaats van een vaste voorschakelweerstand, een regulatorbuis gebruikt, kunnen, als gevolg van de compenserende werking hiervan, gloeistroomvariaties van $5\% +$ of $-$ bij de werkelijke gemiddelde netspanning worden toegestaan.

Bij sommige buizen die voor L.F. versterking in aanmerking komen, wordt, met het oog op microfonisch effect, de maximum toelaatbare gevoeligheid opgegeven bij 50 mW uitgangsvermogen van de eindbuis. Hierbij dient men te letten op de minimum toelaatbare waarde van de roosterwisselspanning die nodig is om met deze buis een uitgangsvermogen van 50 mW te bereiken. Uit deze waarde kan worden berekend de max. toelaatbare afgegeven versterking, waarbij geen gevaar bestaat voor het optreden van microfonisch effect. Bovenstaande cijfers duiden slechts een orde van grootte aan; zij gelden voor normale toestellen en bij toepassing van luidsprekers met gemiddelde gevoeligheid. Bij penthoden met afzonderlijk naar buiten gevoerd remrooster moet erop worden gelet dat, bij regeling van de inwendige weerstand met behulp van dit rooster, de toelaatbare schermroosterbelasting niet wordt overschreden.

Voor elke buis wordt een grenswaarde van de weerstand tussen *rooster* en *kathode* opgegeven, en wel dikwijls verschillende waarden, nl. bij automatische en bij vaste negatieve roosterspanning. Deze weerstand wordt gevormd door de verschillende weerstanden die in de kring tussen rooster en kathode zijn geschakeld, als roosterlekweerstand, afvlakweerstand (bijv. van de automatische geluidssterkteregeling) en kathodeweerstand. Men gebruike liefst een waarde die lager is dan de max. toelaatbare weerstand; alleen in uiterste gevallen mag men de max. toelaatbare waarde van de kathode-roosterweerstand toepassen. De weerstand van een diode zonder negatieve vertragingsspanning kan worden geschat op 100 000 ohm. Indien de kathoden niet rechtstreeks

kunnen worden geaard, dient het aarden steeds te geschieden via condensatoren van voldoende grote capaciteit, zulks in verband met de frequenties van de optredende wisselspanningen.

Om storingen te vermijden, mogen geen L.F. wisselspanningen optreden tussen kathode en gloeidraad of het chassis. In verband met de toepassing van L.F. tegenkoppeling, mag bij L.F. versterkbuisen de overbrugging van een gedeelte van de kathodeweerstand worden wegge laten (hoogstens 50 Ω). Bij eindbuisen is het toelaatbaar de kathodeweerstand in zijn geheel niet te ontkoppelen.

De maximum toelaatbare spanning tussen kathode en gloeidraad is, indien niet anders aangegeven, in het algemeen gelijkspanning of de topwaarde van de wisselspanning met de frequentie van het net.

Toelichting op de voorschriften en op de grenswaarden

1. Maximum spanning aan een electrode in koude toestand

Onder spanning in koude toestand wordt verstaan, de spanning die op een electrode staat als de buis koud is. Over het algemeen worden, bij het in werking stellen van een toestel, de anodevoeding en de gloeidraadvoeding tegelijk ingeschakeld. Indien, bij gebruik van indirect verhitte versterkbuisen, de gelijkrichtbuis voor de anodevoeding direct wordt verhit, wordt aan de electroden van de versterkbuisen bijna onmiddellijk na het inschakelen van het toestel de gelijkspanning toegevoerd. Daar de kathoden der indirect verhitte buizen dan nog koud zijn, emitteren zij nog niet, zodat het gelijkrichtergedeelte niet wordt belast indien geen belasting door potentiometers aanwezig is. De spanningen aan de electroden worden dan aanzienlijk hoger dan in normale bedrijfstoestand het geval is; ter vermindering van beschadiging ten gevolge van overslag, mag de maximum spanning in koude toestand, die voor elke electrode is opgegeven, bij het inschakelen van het toestel niet worden overschreden.

Bij regelpentoden (selectoden) zijn in geregelde toestand de anodestroom en de schermroosterstroom bijna nul. Dientengevolge zijn spanningsverliezen in afvlakrichtingen of in de inwendige weerstand van potentiometers eveneens klein; de spanningen op de electroden zullen dan hoger zijn dan in niet geregelde toestand. In zulke gevallen mogen de electroden spanningen de max. toelaatbare spanningen in koude toestand benaderen.

2. Maximum constante belasting van een electrode

Onder maximum constante belasting van een electrode verstaat men het gemiddelde vermogen in watts, dat door die electrode mag worden op-

genomen. Deze belasting bepaalt de verhitting van die electrode; zij kan worden berekend uit de stroom die in de rusttoestand (zonder roostersignaal) naar de electrode vloeit, vermenigvuldigd met de daarbij behorende gelijkspanning. De stromen die naar de elektroden vloeien, en de spanningen aan de elektroden, moeten steeds zó worden gekozen, dat de maximum constante belasting der elektroden nooit wordt overschreden, ook niet gedurende zeer korte tijd. Bij eindbuizen neemt de gemiddelde schermroosterstroom bij volle belasting toe. Voor het juiste instellen van de eindbuizen wordt een maximum constante belasting (dissipatie) van het schermrooster in de rusttoestand opgegeven, terwijl de opgegeven maximum constante belasting bij maximumexcitatie een aanwijzing is om vast te stellen of het schermrooster ook dan niet wordt overbelast.

3. Spreidingen van de schermroosterstroom bij penthoden

Daar de vermelde gegevens der buizen betrekking hebben op een bepaalde anodestroom, worden bij penthoden ook dikwijls de grenswaarden opgegeven waartussen de schermroosterstroom kan variëren, indien de anodestroom aan de hand van de publicatie wordt ingesteld. Met behulp van deze grenswaarden kan van te voren worden berekend in hoever het vermogen van een buis in een bepaalde schakeling afwijkt of wordt overschreden.

4. Maximum kathodestroom

De maximum kathodestroom wordt voor elke buis opgegeven. Deze mag in geen geval worden overschreden, daar anders de kathode zou worden beschadigd. De kathodestroom bestaat uit de stromen die naar de verschillende elektroden gaan; hij kan het best worden gecontroleerd door een milliampèremeter of een microampèremeter in de kathodeleiding op te nemen.

5. Grenswaarde voor het optreden van roosterstroom

Voor alle buizen wordt een negatieve roosterspanning opgegeven, waarbij in geen geval, onder inachtneming van de buistoleranties, roosterstroom zal ontstaan. Om het beginpunt van deze roosterstroom door meting ondubbelzinnig te kunnen vaststellen, is voor het beginpunt de rooster spanning aangenomen, waarbij de roosterstroom $+ 0,3 \mu\text{A}$ bedraagt.

6. Maximum weerstand tussen rooster en kathode

Voor al in buizen met een aanzienlijke warmteontwikkeling bestaat het gevaar van primaire roosterremissie. Zoals in II, § 3, blz. 46 en 47 reeds is beschreven, kan roosterremissie een te hoge verhitting van verschillende

onderdelen ten gevolge hebben. Hierdoor komen gassen vrij, en door ionisatie van deze gassen wordt de gloeidraad of de kathode met positieve ionen gebombardeerd, zodat hun emitterend vermogen vermindert.

Om deze schadelijke werkingen te voorkomen, is voor elke buis de maximumwaarde van de totale weerstand tussen rooster en kathode opgegeven; deze mag in geen geval worden overschreden. Bij H.F. buizen is deze waarde hoger dan bij de eindbuizen, aangezien bij deze laatste de stromen groter zijn en bovendien hogere temperaturen in deze buizen optreden.

De gevolgen van roosteremissie worden tot op zekere hoogte gecompenseerd door toepassing van automatische negatieve roosterspanning, die wordt verkregen door een weerstand in de kathode- of de negatieve gloeidraadleiding op te nemen. (Zie II, § 3, 46). Met het oog hierop worden dikwijls twee waarden voor de maximum rooster-kathodeweerstand opgegeven, één voor automatische negatieve roosterspanning en één voor vaste negatieve roosterspanning. Bij vaste negatieve rooster-spanning is de maximum rooster-kathodeweerstand het kleinst.

Bij steile eindbuizen wordt de maximumwaarde van de rooster-kathodeweerstand alleen gegeven voor de werking met automatische negatieve roosterspanning.

Een z.g. semi-automatische negatieve roosterspanning, die wordt verkregen bijv. door de spanningsval over een weerstand in de minleiding van het voedingsgedeelte van de versterker, mag nog worden gebruikt indien de kathodestroom van de eindbuis meer dan 50% bedraagt van de totale stroom door de weerstand die de spanningsval veroorzaakt. De maximum waarde van de rooster-kathodeweerstand $R_{g,k}$ voor automatische negatieve roosterspanning moet dan dienovereenkomstig worden verlaagd, en wel als volgt:

$$\frac{\text{kathodestroom van de eindbuis}}{\text{totale stroom door de weerstand, ter verkrijging van de spanningsval}} \times R_{g,k}.$$

Het verdient aanbeveling de rooster-kathodeweerstand steeds zo laag mogelijk te kiezen en niet vast te houden aan de opgegeven maximum waarde.

7. Maximumspanning tussen gloeidraad en kathode

De isolatie tussen gloeidraad en kathode bestaat uit een zeer dunne laag aluminiumoxyde; deze isolatie kan uit de aard der zaak slechts beperkte spanningsverschillen verdragen. Bij elke buis wordt een maximumwaarde voor deze spanning opgegeven. Daar bij gelijkspannings-

verschillen electrolyse aan de isolatie zou kunnen optreden, wordt voor de maximumwaarde steeds met gelijkspanning of met de effectieve waarde van de wisselspanning gerekend.

Bij indirect verhitte buizen wordt dikwijls de secundaire wikkeling van de gloeistroomtransformator aan aarde gelegd, terwijl, afhankelijk van het schema, de kathode wordt gebracht op een bepaalde potentiaal ten opzichte van aarde. In gelijkstroomtoestellen ontstaan, bij bepaalde buizen, hoge spanningen tussen gloeidraad en kathode, daar de gloeidraden tussen de beide polen van het net in serie zijn geschakeld en de kathoden meestal een spanning krijgen die niet zoo heel veel van de chassispotentiaal afwijkt. In zulke gevallen moet dus rekening worden gehouden met de maximum toelaatbare spanning tussen gloeidraad en kathode.

8. Maximum weerstand tussen gloeidraad en kathode

Bevindt zich bij indirect verhitte buizen een weerstand tussen gloeidraad en kathode, bijv. ter verkrijging van een automatische negatieve rooster-spanning, dan moet deze weerstand worden beperkt tot een voor elke buis vastgestelde waarde. Ten gevolge van het spanningsverschil tussen gloeidraad en kathode, ontstaan, door de isolatie tussen deze beide, lekstromen. Bij een te grote uitwendige weerstand tussen gloeidraad en kathode, stelt het werkpunt van de buis zich anders in. Het werkpunt schommelt dan op de karakteristiek, overeenkomstig de onregelmatige lekstromen, en de buis functioneert niet regelmatig. Bovendien wordt de gloeidraad-kathode-isolatie dan zwaarder belast, zodat zij hiervan een nadelige invloed zal ondervinden.

Als schakel-elementen in de kathode-chassisleiding niet of onvoldoende met een condensator zijn overbrugd, ontstaan over die elementen wisselspanningen van de frequentie der signalen op het stuurrooster. Deze wisselspanningen komen dan ook voor tussen kathode en gloeidraad; als gevolg van de optredende wijzigingen in de kathode-gloeidraad-isolatie worden storende frequenties bijgemengd, en deze zijn als gekraak in de luidspreker hoorbaar. Derhalve moet de kathode steeds met een voldoende grote capaciteit worden ontkoppeld.

Dikwijls wordt, in schema's met tegenkoppeling, over een gedeelte van de kathodeweerstand, of, bij eindbuizen, over de gehele kathodeweerstand, de ontkoppelcondensator weggelaten. Daar het in zulke gevallen L.F.-wisselspanningen tussen kathode en aarde betreft, en deze spanningen verhoudingsgewijs vrij klein zijn, zullen, wat brommen en kraken betreft, dergelijke schakelingen nog geen aanleiding tot moeilijkheden behoeven te geven.

Typering van de Philips buizen

Typering van ontvang-, versterk- en gelijkricht-
buizen

Oorspronkelijk werd het typenummer van de buizen gevormd door een hoofdletter en een getal van drie of vier cijfers. De hoofdletter gaf daarbij de gloeistroom aan en deze letter beduidde:

A	=	gloeistroom van	0,06	tot	0,10	A.
B	=	„	„	0,10	„	0,20 A.
C	=	„	„	0,20	„	0,40 A.
D	=	„	„	0,40	„	0,70 A.
E	=	„	„	0,70	„	1,25 A.
F	=	„	„	1,25	A en hoger.	

Door het eerste cijfer — of, bij een getal bestaande uit vier cijfers, de eerste twee cijfers — werd de gloeispanning aangeduid. Bij trioden stelden de laatste cijfers de versterkingsfactor in het werkpunt voor. Bij buizen met meer dan één rooster hadden de laatste twee cijfers de volgende betekenis:

- 41, 51, enz. waren tetroden met ruimteladingsrooster (dubbelrooster-
buizen),
- 42, 52, enz. waren H.F. schermroosterbuizen,
- 43, 53, enz. waren penthode-eindbuizen,
- 44, 54, enz. waren binoden,
- 45, 55, enz. waren H.F. tetroden-selectoden,
- 46, 56, enz. waren H.F. penthoden,
- 47, 57, enz. waren H.F. penthoden-selectoden,
- 48, 58, enz. waren menghexoden,
- 49, 59, enz. waren hexoden-selectoden.

De E 499 bijv. is een triode, waarvan de gloeistroom tussen 0,70 en 1,25 A ligt (in feite bedraagt de gloeistroom 1,0 A). De gloeispanning bedraagt 4 V, de versterkingsfactor is 99.

Het bleek op den duur echter niet mogelijk met dit systeem alle typen afdoende aan te duiden. Dientengevolge werd in 1934 een nieuw systeem ontworpen, volgens hetwelk alle nieuwe buizen worden getypeerd.

Het typenummer van een moderne Philips versterkbuis bestaat uit enige hoofdletters en een cijfer; de letters staan vooraan en worden gevolgd door het cijfer. De eerste letter geeft aan tot welke serie de buis behoort; de tweede letter duidt op het buistype. Bij samengestelde buizen komen verscheidene letters — één voor elk der systemen waaruit de buis bestaat — in de plaats van de tweede letter. Hierop volgt een cijfer, dat een volgnummer is. Dit cijfer wordt zoveel mogelijk

zodanig gekozen, dat een en dezelfde buisuitvoering in de verschillende series hetzelfde typenummer draagt; alleen de eerste letter is verschillend. Regulatorbuizen (ijzerwaterstof-weerstandsbuizen) krijgen als type-
ring slechts één letter, die de serie kenmerkt, en een cijfer.

De volgende tabel verduidelijkt de betekenis van de verschillende letters.

Eerste letter: buisenserie	Tweede en volgende letters: buistypen	Getal: volgnummer
<i>A</i> = 4 V wisselstroom-serie	<i>A</i> = diode	Bij het verschijnen van een nieuw type van een bepaalde buis, wordt hiervoor het eerstvolgende vrije cijfer gebruikt.
<i>B</i> = 180 mA gelijkstroom-serie	<i>B</i> = duodiode	
<i>C</i> = 200 mA G/W serie (gelijkstroom-wisselstroom)	<i>C</i> = triode, uitgezonderd eindbuizen	
<i>D</i> = 1,2—1,4 V batterij-serie	<i>D</i> = triode-eindbuis	
<i>E</i> = 6,3 V wisselstroom- en autoradioserie	<i>E</i> = tetrode	
<i>F</i> = 13 V autoradioserie	<i>F</i> = penthode voor versterkbuis	
<i>H</i> = 4 V batterijserie	<i>H</i> = hexode of heptode	
<i>K</i> = 2 V batterijserie	<i>K</i> = octode	
<i>U</i> = 100 mG G/W serie (gelijkstroom-wisselstroom)	<i>L</i> = penthode-eindbuis	
<i>V</i> = 50 mA G/W serie (gelijkstroom-wisselstroom)	<i>M</i> = electronenindicator	
	<i>X</i> = tweefazige gelijkrichtbuis met gasvulling	
	<i>Y</i> = eenfazige hoogvacuum gelijkrichtbuis	
	<i>Z</i> = tweefazige hoogvacuum gelijkrichtbuis	

V o o r b e e l d e n

Een der moderne buizen heet EF 9. De letter E duidt op een gloeispanning van 6,3 V; de letter F duidt aan, dat deze buis een H.F. penthode (voorversterkbuis) is; het cijfer 9 is een rangnummer.

Een ander voorbeeld is de duodiode-triode ABC 1. De letter A betreft 4 V wisselstroom; de letters B en C wijzen op de combinatie van een duodiode met een triode. Dezelfde buis met een gloeistroom van 200 mA voor serievoeding van de gloeidraad in G/W toestellen heet CBC 1.

De EAB 1 is een drievoudige diode van de 6,3 V serie, d.i. de combinatie van een diode (letter A) met een duodiode (letter B). De buis KDD 1 is een 2 V buis voor batterijvoeding (letter K), die bestaat uit de combinatie van twee eindtrioden (letter D). De regulatorbuizen van de 200 mA G/W serie worden aangeduid met bijv. C1, C2, C3, enz.

O p m e r k i n g

Vele speciale typen die niet in normale series zijn opgenomen, zijn gekenmerkt door een afwijkend typenummer. Dit is o.a. het geval met de versterkbuisen 4641, 4654 enz., de gelijkrichtbuisen en vele andere. Voortaan worden alle nieuwe speciale buizen evenwel getypeerd volgens de letter- en cijfercode, waarbij de cijfers achter de letters beginnen bij 50.

Normalisatie van buisvoeten

Ten einde de onderlinge verwisselbaarheid van radiobuisen van verschillend fabrikaat mogelijk te maken, is een internationale normalisatie van de buisvoeten aanvaard.

Het onderwerp is bestudeerd door de „International Electrotechnical Commission” (IEC). Haar besluiten op uitvoeringsvormen en afmetingen van buisvoeten en op de te gebruiken kalibers voor contrôle van deze buisvoeten, zijn vastgelegd in haar publicatie van 1938, nr. 58: „Recommendations for dimensions, definitions and rules applicable to radio engineering”.

In deze publicatie wordt onderscheid gemaakt tussen buisvoeten en bijbehorende buishouders, volgens Amerikaanse practijk, waartoe ook de zogenaamde „Octal” buisvoet wordt gerekend, en die volgens Europese practijk. Het verschil tussen de buisvoeten volgens Amerikaanse en Europese practijk bestaat in de onderlinge plaatsing der pennen en in de aansluiting van de buiselectroden op deze pennen. Bij de Amerikaanse uitvoering zijn de 4, 5, 6 of 7 pennen op een cirkelomtrek geplaatst, hetgeen bij de Europese uitvoering niet het geval is. De laatstgenoemde uitvoering kan voorkomen met 3, 4 of 5 pennen, waarbij de vijfde pen zich in het hart van de buisvoet bevindt.

De „Octal” buisvoet heeft 8 pennen, die op gelijke afstanden over een cirkelomtrek zijn verdeeld, terwijl in het hart van de buisvoet een zoeknok is aangebracht, die één bepaalde stand van de buis in de houder mogelijk maakt. Van het achttal pennen worden slechts zóveel pennen gebruikt als voor het electrodensysteem nodig zijn. Ook bij deze buisvoet wordt voor de aansluiting der electroden een systeem aangegeven. De Europeese buisvoeten worden in de practijk niet meer gebruikt. Deze zijn vervangen door nieuwere uitvoeringsvormen, waaronder de buisvoeten met zijcontacten en de glasbodem met 8 of 9 ingesmolten pennen van de zogenaamde sleutelbuis, een belangrijke plaats innemen.

§ 10. **Ontwikkelingsgang en voorbeelden van voorversterkbuisen**

Als regel maakt de L.F.versterkingstechniek gebruik van de buizen die zijn ontwikkeld en gefabriceerd voor de radio-industrie. Slechts in de

laatste tijd zijn enkele speciale buizen voor de L.F. versterkingstechniek ontwikkeld. De in § 12 beschreven penthode CF 50 is daarvan een voorbeeld.

Het gebruik van voorversterkbuizen in de L.F. versterkingstechniek heeft dus in hoofdzaak de ontwikkeling van de L.F. versterkbuizen voor de radio-industrie gevolgd. Eerst werden trioden voor transformatorkoppeling gebruikt; de triode E 424 N met een $\mu = 24$ en een $R_i = 10\ 000$ is hiervan een typisch voorbeeld. Toen men overging tot het gebruik van de weerstandskoppeling, werden trioden die zich daarvoor bijzonder leenden, geconstrueerd. Zo ontstond de triode E 499 (later 4657) met een $\mu = 99$ en een $R_i = 45\ 000\ \Omega$. Hiermede was op het gebied van de trioden de hoogst mogelijke versterking bereikt. Nadat korte tijd tetroden op de markt waren gebracht, zoals bijv. de E 452 T met een steilheid van $2\ \text{mA/V}$ en een $R_i = 0,45\ \text{M}\ \Omega$, ging men al spoedig over tot de constructie van penthoden. De eerste typen daarvan waren meer speciaal voor H.F. versterking geschikt, zo bijv. de E 446 met een steilheid van $2,5\ \text{mA/V}$ en een $R_i = 1,5\ \text{M}\ \Omega$. De later ontwikkelde penthode EF 5, die ook voor L.F. versterking geschikt is en door haar „staartkarakteristiek” voor sterkteregeling in aanmerking komt (zie § 12), werkt met vaste schermroosterspanning, terwijl de spoedig daarop volgende EF 9 met „meelopende” schermroosterspanning is ontwikkeld. Deze penthode wordt uitvoerig beschreven in § 12.

Men rekent tot de voorversterkbuizen ook wel de zogenaamde stuurbuizen („drivers”), dat zijn de buizen die dienen voor het voeden van eindtrappen die in roosterstroom lopen (zie III § 7). Er zijn voor dit gebruik echter geen speciale buizen ontwikkeld; men doet een keuze uit de beschikbare eindbuizen. Zo kan men bijv. de triode 4641 of de triode E 408 N als „stuurbuis” gebruiken.

Tabel E op blz. 82 geeft een overzicht van de belangrijkste voorversterkbuizen.

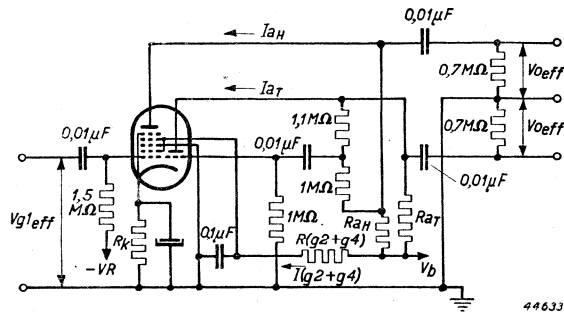


Fig. 42

Schakeling van de triode-heptode ECH 21 (of ECH₄) als fase-omkeerbuis met tegenkoppeling.

Type	afne- tingen zonder con- tact- pen- nen	elec- trode- aan- slui- ting	indirecte verwarming		gebruik	anodesp., resp. voedingspann. V_a	schermpooster- spanning V_{g2}	spanning aan rooster (3 en 5) V_{g3}
			gloeispanning V_j (V)	gloeistroom I_j (A)				
EF 6	92 × 32		6,3	0,200	L.F.versterker	250	$Rg_2 = 0,4 \times 10^6$	0
EF 9	92 × 32		6,3	0,200	L.F.versterker	250	$Rg_2 = 0,8 \times 10^6$	0
4657 E 499	101 × 46		4,0	1,0	L.F.versterker	200	—	—
CF 50	46 × 131		30	0,200	statische gegevens	250	100	
					microfoon- versterkers	250 450	$R_2 = 0,9 \times 10^6$ $R_2 = 1 \times 10^6$	— —
ECH21	29 × 65		6,3	0,33	L.F.versterker (triode-deel)	250	—	—
					statische gegevens (triode-deel)	100	—	—
					faze-omkering (zie fig. 42)		$R(g_2 + g_4) = 0,25 \times 10^6$	0
EF 22	29 × 65		6,3	0,2	L.F.versterker	250	$Rg_2 = 0,8 \times 10^6$	0
EBC 3	32 × 92		6,3	0,2	statische gegevens	275	—	—
					L.F.versterker	250	—	—
EEP 1	124 × 48		6,3	0,600	L.F.versterker met faze- omkering	400	zie fig. 123	—
					statische gegevens	250	150	$Vk_2 = 150$

§ 11. Ontwikkelingsgang en voorbeelden van eindversterkbuisen

Oorspronkelijk werden de eindtrioden gebruikt, die waren ontwikkeld voor radio-ontvangers en zenders. Zo werden de trioden E 406 N, E 408 N en F 410 van de radio-ontvangers, en de trioden MC 1/50 en TB2/200 van de zenders overgenomen. Ook de eindpentoden die later voor de radio-ontvangers in gebruik kwamen, werden in L.F. versterkers gebruikt. Voorbeelden daarvan zijn de E 443 N en de F 443 N (thans 4650).

Bij de verdere ontwikkelingsgang van eindbuisen voor de radio-ontvangers werd gestreefd naar een verhoging van de steilheid en vooral ook naar een verhoging van het rendement en verlaging van het vervormingspercentage. Aan deze wensen werd tegemoetgekomen door de ontwikkeling van de serie-eindpentoden EL3, EL5 en EL6.

De 9 W eindpenthode EL3 heeft een steilheid van 9 mA/V. Door een zorgvuldige constructie is de buis in staat bij 10% vervorming een uitgangsvermogen van 4,5 W (rendement 50%) af te geven. Ook de 18 W eindpenthode EL5 heeft een grote steilheid, nl. 8,5 mA/V. De zorgvuldig gekozen vorm en de afmetingen van het 3e rooster hebben tot gevolg, dat de bovenste kromming van de dynamische I_a — V_g -karakteristiek zeer gunstig is; bij maximaal signaal kan de anodespanning tot zeer lage waarden dalen. Het gevolg is, dat de buis, bij gebruik van automatische negatieve roosterspanning, 9 W bij 10% vervorming kan afgeven, terwijl bij een geringer afgegeven vermogen de vervorming zeer weinig derde harmonischen bevat.

De 18 W eindpenthode EL6 heeft de bijzonder grote steilheid van 14,5 mA/V.

Al deze eindpentoden zijn voor een anodespanning van 250 V — de voor ontvangtoestellen maximum toelaatbare spanning — geconstrueerd. In versterkers kan men hogere spanningen toelaten, en, daar hierbij grotere rendementen bereikbaar zijn (zie II § 4), is men er toe overgegaan voor de L.F. versterkingsindustrie speciale eindpentoden voor hogere spanningen te ontwikkelen.

Zo is de eindpenthode 4694 een gewijzigde uitvoering van de EL3 voor een anodespanning van 375 V. In balans AB-schakeling met automatisch negatieve roosterspanning geven 2 buizen 4694, bij 2,3% vervorming, 12 W af, terwijl 2 buizen EL3, bij 3,1% vervorming, 8,2 W afgeven. De 18 W eindpenthode EL50 voor 800 V anodespanning is een wijziging van de penthode 4654 voor 600 V anodespanning.

Ook trioden heeft men ontwikkeld in speciale uitvoering voor de L.F. versterkingstechniek, voor hogere anodespanningen dan voor de radio-ontvangers toelaatbaar zijn. Zo komt de triode 4641 met een anodespanning van 1500 V overeen met de triode F410 met een anodespanning van

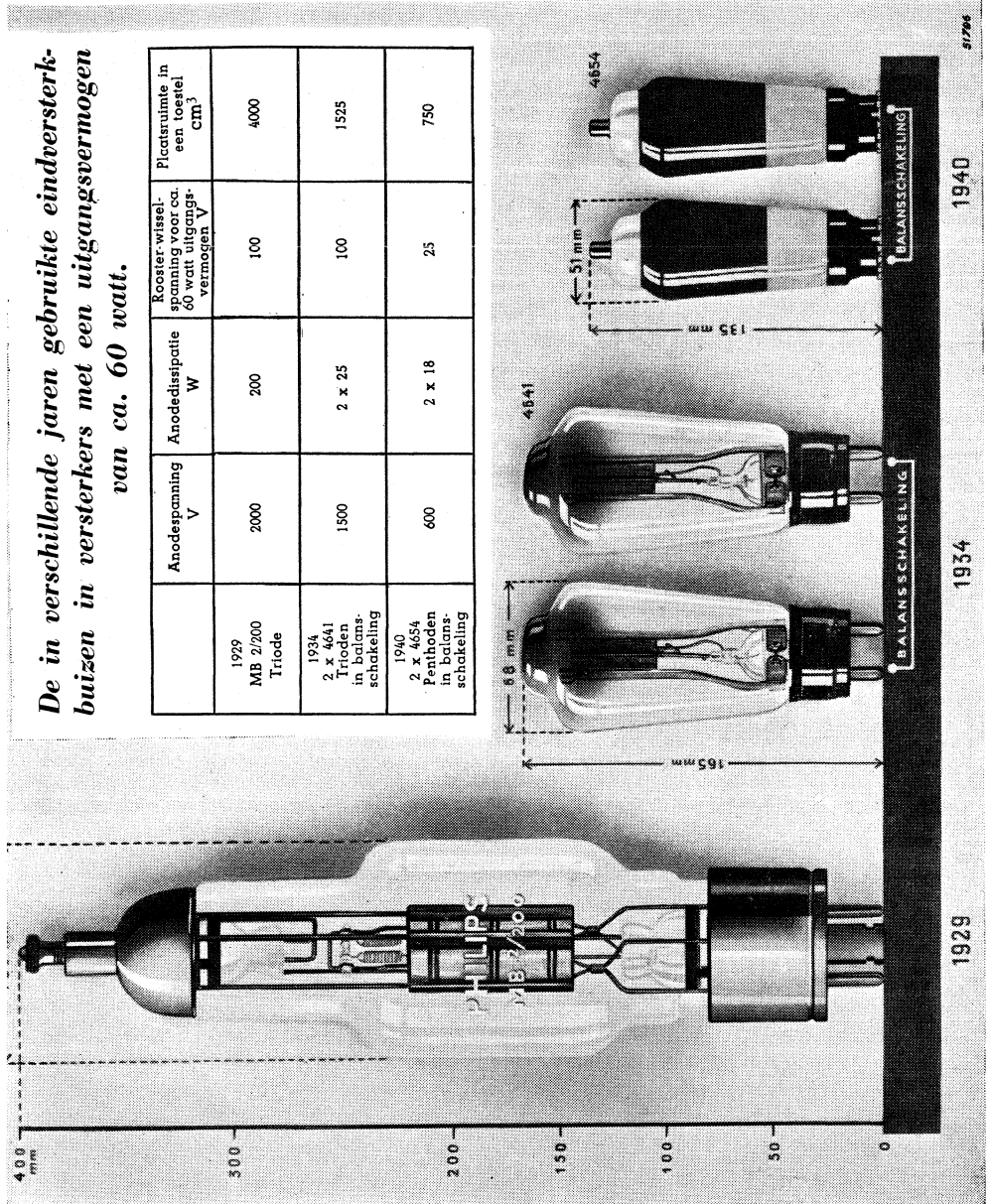


Fig. 43

Eindversterkbuizen.

Tabel F

EINDVERSTEEL

type	afmetingen zonder contact- pennen	elec- trode- aan- slui- ting	indirecte verwarming		gebruik	anodesp., resp. voedingsspan- ning V_a	schermrooster- spanning $V_{\phi 2}$	negatieve roos- terspanning $V_{\phi 1}$	kathodeweer- R_k
			gloeispanning V_f (V)	gloeistroom I_f (A)					
EL 3	46 × 115		6,3	0,9	A-versterker	250	250	—6	15
					A/B-balans- versterker	250	250	—	14
EL 5	51 × 122		6,3	1,35	A-versterker	250	275	—14	17
					A/B-balans- versterker	250	275	—	12
EL 6	52 × 122		6,3	1,2	A-versterker	250	250	—7	9
					A/B-balans- versterker	250	250	—	9
4641	68 × 165		4,0	2,1	statische gegevens	1500	—	—140	—
					A/B-balans- versterker	1500	—	—144	—
						1000	—	—9	—
A/B-balans- versterker	1000	—	—	170					
4654	51 × 135		6,3	1,35	statische gegevens	400	425	—33	—
					A/B-balans- versterker	600	400	—37	—
						400	425	—37	—
						400	425	—	31
4670	43 × 96		2,0	0,465	B-balans- versterker	135	135	—12	—
						90	90	—8,5	—
4682	47 × 117		4,0	1,0	A/B-balans- versterker	375	250	—32	—
						375	250	—	54
4683	58 × 135		4,0	0,95	A/B-balans- versterker	350	—	—75	—
						350	—	—	85

A/B de I_{ao} en de I_a voor $W_{o,max}$	schermroosterstroom I_{g2}	S steilheid	μ verst. factor, resp. g verst. per trap	R_i inwendige weerstand	R_a belastingsweerstand	W_0 uitgangsvermogen	d_{tot} % vervorming (totaal)	$V_{g1,eff}$ vereiste rooster-wisselspanning	W_a max. anode-dissipatie	C_{opt} anode-rooster capaciteit	type			
36	4	9000	$\mu g_{2S1} = 23$	50 000	7000	4,5	10	4,2	9	<0,8	EL 3			
$\times 24$ $\times 28,5$	$2 \times 2,8$ $2 \times 4,6$	—	—	—	10 000	0 8,2	3,1	0 6,7						
72	7	8500	$\mu g_{2S1} = 11$	22 000	3500	8,8	10	9,1	18	<0,8	EL 5			
$\times 58$ $\times 65$	$2 \times 6,25$ $2 \times 10,5$	—	—	—	4500	0 19,5	5,1	10 12,5						
72	8	14500	$\mu g_{2S1} = 20$	20 000	3500	8	10	4,8	18	<0,7	EL 6			
$\times 45$ $\times 53$	$2 \times 5,1$ $2 \times 8,5$	—	—	—	5000	0 14,5	2,2	0 7,3						
15	—	2000	9,2	4600	—	—	—	—	25	< 7	4641			
$\times 10$ $\times 41$	—	—	—	—	40 000	0 68	1,9	0 105						
$\times 10$ $\times 45$	—	—	—	—	20 000	0 41	2,35	0 65						
$\times 25$ $\times 28$	—	—	—	—	35 000	0 29	4,5	0 58						
45	5	6000	$\mu g_{2S1} = 11$	30 000	—	—	—	—						
$\times 22$ $\times 82$ $\times 25$ $\times 97$ $\times 45$ $\times 47$	2×2 2×20 $2 \times 2,5$ 2×23 2×5 2×13	—	—	—	10 000 5000 10 000	0 69 0 52,5 0 25	5,2 3,7 4	0 25 0 25 0 18,5	18	<0,4	4654			
$\times 2,5$ $\times 8$ $\times 1$ $\times 4,3$	$2 \times 0,3$ $2 \times 3,4$ $2 \times 0,12$ $2 \times 1,7$	—	—	—	20 000 20 000	0 1,3 0 0,4	0 6,5 0 4,6	0 8,5 0 6						
$\times 20$ $\times 45$ $\times 24$ $\times 29$	2×3 $2 \times 5,5$ $2 \times 3,5$ 2×4	—	—	—	9000 15 000	0 19 0 14	1,5 5,2	0 21,5 0 16,5				9	<1,5	4682
$\times 35$ $\times 70$ $\times 43$ $\times 46$	—	—	—	—	5000 8000	0 20 0 15,6	2,1 2,3	0 49 0 51						
												15	< 23	4683

type	afmetingen zonder contact- pennen	elec- trode- aan- slui- ting	indirecte verwarming		gebruik	anodesp., resp. voedingsspan- ning V_a	schermtrooster- spanning V_{g2}	negatieve roos- terspanning V_{g1}	kathodeweer- R_k
			gloeispanning V_j (V)	gloeistroom I_j (A)					
4689	51 × 123		6,3	1,35	A/B-balans- versterker	375	275	—	16
4694	46 × 115		6,3	0,9	statische gegevens	375	250	—7,7	—
					A/B-balans- versterker	375	250	—	14
4699	52 × 122				statische gegevens	300	325	—12,2	—
					A/B-balans- versterker	300	325	—	10
EL 50	51 × 135		6,3	1,35	statische gegevens	800	400	—37	—
					A/B-balans- versterker	400	425	—	31
						400	425	—37	—
						800	400	—38	—
EL 51	59 × 171		6,3	1,9	statische gegevens	750	750	—44	—
					A/B-balans- versterker	500	500	—	10
						750	750	—44	—
4650	67 × 160		4,0	2,0	A- versterker	300	300	—40	45
					A/B-balans- versterker	550	200	—30	65
						300	300	—63	—
						300	300	—	33
550	250	—	44						
4624	52 × 188		7,2	1,1	als eind- triode	800		—90	
					balansversterk. met vaste V_g	800		—92	
						met autom. V_g	800		

IZEN

$\frac{A/B \text{ de } I_{ao} \text{ en de } I_a \text{ voor } W_{o,max}}{I_a}$	schermroosterstroom	S	μ verst. factor, resp. g verst. per trap	R_i inwendige weerstand	R_b belastingsweerstand	W_0 uitgangsvermogen	d_{tot} % vervorming (totaal)	$V_{g1,eff}$ vereiste roosterwisselspanning	W_a max. anodesipatie	C_{cap1} anode-rooster capaciteit	type
< 48	2 x 5	—	—	—	6500	0	2,25	0	18	< 2,5	4689
< 62	2 x 9	—	—	—	—	28,5	—	16	—	—	—
24	2,5	8000	—	70 000	—	—	—	—	9	< 0,8	4694
< 24	2 x 2,5	—	—	—	13 000	0	2,3	0	18	< 0,7	4699
< 30	2 x 5	—	—	—	—	12	—	6,9			
55	6,25	13 000	—	28 000	—	—	—	—	—	—	—
< 55	2 x 6,25	—	—	—	5000	0	2,5	0	18	< 0,7	4699
< 67	2 x 14	—	—	—	—	25,5	—	11			
2,5	2,5	4000	—	50 000	—	—	—	—	—	—	—
< 45	2 x 5	—	—	—	10 000	0	4	0	18	0,4	EL 50
< 47,0	2 x 13	—	—	—	—	25	—	18,5			
< 25	2 x 2,5	—	—	—	5 000	0	3,7	0			
< 97	2 x 23	—	—	—	—	52,5	—	25			
< 15	2 x 1,25	—	—	—	16 000	0	7,3	0			
< 71	2 x 20,5	—	—	—	—	85	—	23			
40	—	7000	$\mu_{g2g1} = 16,5$	55 000	—	—	—	—	—	—	—
< 90	2 x 12	—	—	—	4800	0	0	0	45	< 1,5	EL 51
< 111	2 x 25	—	—	—	—	67,5	4	19			
< 40	2 x 6,5	—	—	—	6000	0	0	0			
< 147	2 x 33	—	—	—	—	133	4	30			
83	4,6	3900	4,5	20 000	3 600	10,3	10	20	25	< 3	4650
45	1,4	3200	4,5	30 000	12 000	12	10	15,5			
< 15	2 x 0,4	—	—	—	4500	0	0	0	25	< 3	4650
< 72,5	2 x 14,3	—	—	—	—	26,5	4,5	46			
< 64	2 x 2	—	—	—	4000	0	0	0			
< 72,5	2 x 11,9	—	—	—	—	24	2,9	39			
< 45	2 x 0,8	—	—	—	12 000	0	0	0			
< 53	2 x 7,4	—	—	—	—	41	4,3	37			
33	—	2300	7	3000	11 000	9	5	60	32	—	4624
< 30	—	—	—	—	—	0	0	0			
< 59	—	—	—	—	10 000	0,05	—	2,6			
—	—	—	—	—	—	30	1,1	60			
< 40	—	—	—	—	15 000	0	0	0	32	—	4624
< 44	—	—	—	—	—	0,05	—	2,4			
—	—	—	—	—	—	25	1,1	63	—	—	—

550 V. Terwijl de F410 in enkelvoudige A-schakeling slechts 5,9 W bij 10% vervorming kan afgeven, leveren 2 buizen 4641 in A/B-balansschakeling met automatisch negatieve roosterspanning, bij 1000 V anodespanning, 29 W, bij 4,5% vervorming, en in B-schakeling met vaste negatieve roosterspanning, bij 1500 V anodespanning, zelfs 68 W, bij 1,9% vervorming.

Een ander voorbeeld is de triode 4683 voor 350 V anodespanning, die overeenkomt met de triode AD1 voor 250 V.

Een interessant beeld van de vooruitgang die men door verbetering van buizen en schakelingen heeft kunnen bereiken, geeft de foto fig. 43. In de laatste tijd heeft men penthoden voor groot vermogen speciaal ontwikkeld voor de L.F. versterkingstechniek. Een voorbeeld hiervan is de eindpenthode EL51 met 45 W anodedissipatie, voor een anodespanning van 750 V. Twee van deze buizen in A/B-balansschakeling leveren met automatisch negatieve roosterspanning 67,5 W en in B-schakeling met vaste negatieve roosterspanning zelfs 133 W, bij 4% vervorming, terwijl de vereiste maximale rooster-wisselspanning slechts 19, resp. 30 V bedraagt.

In de tabel F op blz. 86 vindt men de belangrijkste gegevens van enige eindversterkbuizen. Wij zullen thans overgaan tot het volledig beschrijven der moderne, veel gebruikte eindpenthoden 4699, EL50, en EL51¹⁾.

4699 Eindpenthode

De penthode 4699 is een zeer steile, indirect verhitte 18 W eindbuis voor voeding van de gloeidraad met wisselstroom. Deze buis werd voor versterkers van klein vermogen ontworpen en wel speciaal voor klasse A/B-balansschakeling. In verband met de zeer grote steilheid — uit de statische gegevens blijkt dat deze maximum 13, resp. 10 mA/V bedraagt — is deze buis bij uitstek geschikt voor gebruik in zeer gevoelige versterkers. Om de maximum waarde van het af te geven vermogen te bereiken, is een rooster-wisselspanning van 11—12,5 V per buis voldoende, indien de automatische negatieve roosterspanning wordt verkregen door gebruik te maken van een gemeenschappelijke weerstand in de kathodeleiding. Wordt de buis gemoduleerd tot het punt waarbij roosterstroom begint te vloeien, dan kan, bij een vervorming van 2,5—5%, een vermogen van ca. 26 W

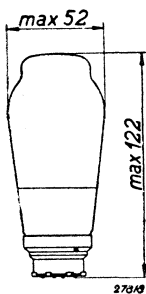


Fig. 44
Afmetingen in mm van de eindpenthode 4699.

worden geleverd. Bij een anodespanning van 300 V ($V_{g2} = 325$ V), is de maximum vervorming 3%, bij een geleverd vermogen van ca. 15 W. Bij $V_a = 400$ V en $V_{g2} = 425$ V, is, bij een geleverd vermogen van 15 W,

1) Men zie voor de termen A/B-balansschakeling, automatische, half automatische en vaste negatieve roosterspanning, enz. hoofdstuk IV.

de vervorming kleiner (1,25%); daar staat echter tegenover, dat bij deze spanningen en maximum modulatie, de vervorming groter is (5%) dan bij $V_a = 300$ V en $V_{g2} = 325$ V; de vervorming neemt dan geleidelijk toe, naarmate de buis dieper wordt gemoduleerd. De maximum schermroosterspanning van deze buis bedraagt 425 V, de maximum anodespanning 400 V. Oudere versterkbuisen (bijv. type 4689) zijn gemaakt voor gebruik met een schermroosterspanning van 275 V en een anodespanning van 375 V. De buis kan bij deze spanningen weliswaar een iets groter vermogen leveren (28,5 W), maar in verband met de noodzaak het schermrooster via een potentiometer te voeden, daalt het vermogen bij maximum modulatie aanzienlijk, indien de stroom door de potentiometer niet zeer groot is. Neemt het roostersignaal toe, dan stijgt de schermroosterstroom, zodat bij een potentiometer met hoge weerstand, de schermroosterspanning en daarmee de beschikbare roosterruimte afneemt. In de praktijk zal

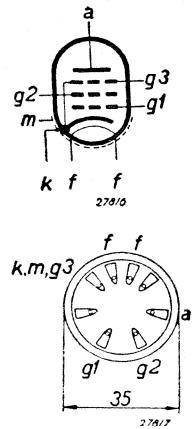


Fig. 45

Rangschikking van de elektroden en aansluitingen van de voet van de buis 4699.

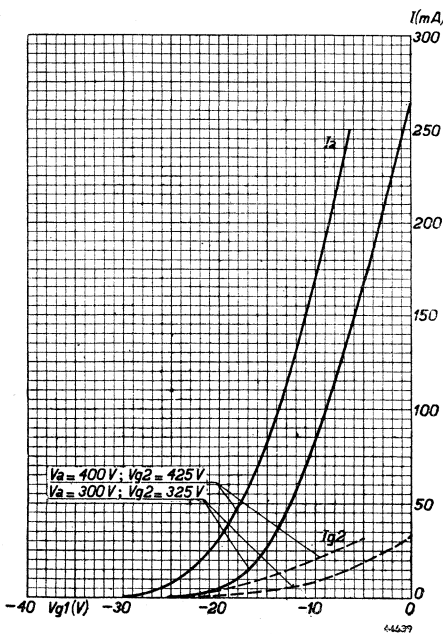


Fig. 46

Anodestroom I_0 en schermroosterstroom I_{g2} als functie van de negatieve roosterspanning, bij de buis 4699.

bij een dergelijke potentiometerschakeling het geleverde vermogen met 10 à 20% teruglopen.

De maximum anode- en schermroosterspanningen hebben een zodanige waarde, dat het schermrooster rechtstreeks kan worden gevoed, zonder dat een potentiometerschakeling behoeft te worden gebruikt. De voordelen van een gelijke anode- en schermroosterspanning zijn:

- a) goedkopere schakeling, doordat twee weerstanden van betrekkelijk groot vermogen en een afvlakcondensator overbodig zijn;
- b) kleiner stroomverbruik, aangezien de potentiometerstroom komt te vervallen;
- c) geen vermindering van het vermogen bij maximum modulatie, zoals bij voeding van het schermrooster via een potentiometer steeds het geval is. De buis 4699 geeft

rooster via een potentiometer steeds het geval is. De buis 4699 geeft

zowel bij lage spanningen ($V_a = 300 \text{ V}$, $V_{g2} = 325 \text{ V}$), als bij hogere spanningen ($V_a = 400 \text{ V}$, $V_{g2} = 425 \text{ V}$) goede resultaten. In het eerste geval kan het voedingsgedeelte goedkoper worden gehouden, in het tweede geval is het mogelijk de voorversterktrappen

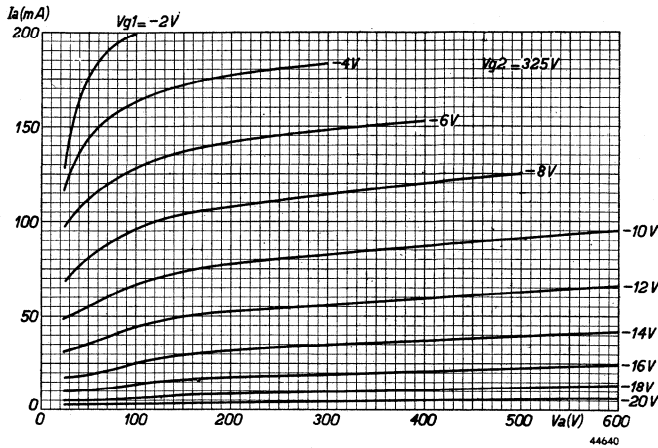


Fig. 47
 $I_a - V_a$ -karakteristieken voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij $V_{g2} = 325 \text{ V}$, bij de buis 4699.

gevoeliger te maken. De schermroosterspanning werd iets hoger gekozen dan de anodespanning, ten einde rekening te kunnen houden met de spanningsval in de uitgangstransformator. Zodoende kan steeds de als maximum toelaatbare anodespanning worden aangelegd. De 4699 heeft voor een buis met een zo grote steilheid een opmerkelijk laag gloeistroomverbruik (ca. 8,2 W), hetgeen voornamelijk door de bijzondere vorm van de kathode wordt veroorzaakt.

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding indirect, met wisselstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning $V_f = 6,3 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 1,3 \text{ A}$

Capaciteiten

Grenswaarde van de anode/stuurrooster capaciteit $C_{ag1} = \text{max. } 0,7 \text{ pF}$

Statische gegevens

Anodespanning	$V_a =$	300 V	400 V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	325 V	425 V
Neg. roosterspanning	$V_{g1} =$	-12,2 V	-18,2 V
Anodestroom	$I_a =$	55 mA	45 mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	6,25 mA	6 mA
Steilheid	$S =$	13 mA/V	10 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	28 000 Ω	35 000 Ω

*Dynamische gegevens bij gebruik als balansversterker klasse A/B (2 buizen)
(autom. neg. roostersp.)*

Anodespanning	$V_a =$	300 V	400 V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	325 V	425 V
Gemeenschappelijke kathodeweerstand	$R_k =$	100 Ω	180 Ω
Anode-ruststroom	$I_{ao} =$	2×55 mA	2×45 mA
Anodestroom bij max. modulatie	$I_{amax} =$	2×67 mA	2×54 mA
Schermrooster-ruststroom	$I_{g2o} =$	$2 \times 6,25$ mA	2×6 mA
Schermroosterstroom bij max. modulatie	$I_{g2max} =$	2×14 mA	2×11 mA
Gunstigste aanpassingsimpedantie (tussen beide anoden)	$R_a =$	5000 Ω	8000 Ω
Max. geleverd vermogen	$W_o =$	25,5 W	26 W
Vereiste rooster-wisselspann. (per rooster)	$V_{i(\text{eff})} =$	11 V	12,5 V
Totale vervorming	$d_{tot} =$	2,5%	5%

Grenswaarden per buis

Max. anodespanning in koude toestand	$V_{ao} =$	max. 650 V
Max. anodespanning	$V_a =$	max. 400 V
Max. anodedissipatie	$W_a =$	max. 18 W
Max. schermroosterspanning in koude toestand	$V_{g2o} =$	max. 650 V
Max. schermroosterspanning	$V_{g2} =$	max. 425 V
Max. schermroosterdissipatie zonder signaal	$W_{g2} =$	max. 2,6 W
Max. schermroosterdissipatie bij max. modulatie	$W_{g2} =$	max. 5 W
Max. kathodestroom	$I_k =$	max. 90 mA
Grenswaarde van de roosterspanning, waarbij stuurroosterstroom gaat vloeien	$V_{g1} (I_{g1} + 0,3 \mu\text{A}) =$	max. $-1,3$ V
Max. uitwendige weerstand tussen stuurrooster en kathode	$R_{g1k} =$	max. 0,7 M Ω
Max. uitwendige weerstand tussen gloeidraad en kathode	$R_{fk} =$	max. 5000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode (gelijkspanning of effectieve waarde van de wisselspanning)	$V_{fk} =$	max. 50 V

De 4699 moet met automatische negatieve roosterspanning worden gebruikt. Half-automatische negatieve roosterspanning is alleen toelaatbaar als de kathodestroom van de eindtrap de helft van de totale stroom die de spanningsval voor de negatieve roosterspanning veroorzaakt, overschrijdt. De waarde van R_{g1k} moet dan dienovereenkomstig worden verlaagd, en wel volgens de formule:

$$\frac{\text{kathodestroom van de eindbuis}}{\text{totale stroom door de weerstand voor het opwekken van de spanningsval}} \times R_{g1k}$$

In verband met de zeer grote steilheid van de buis moet men in de leiding naar het stuurrooster een beveiligingsweerstand opnemen (ca. 1000 Ω), ten einde genereren te voorkomen.

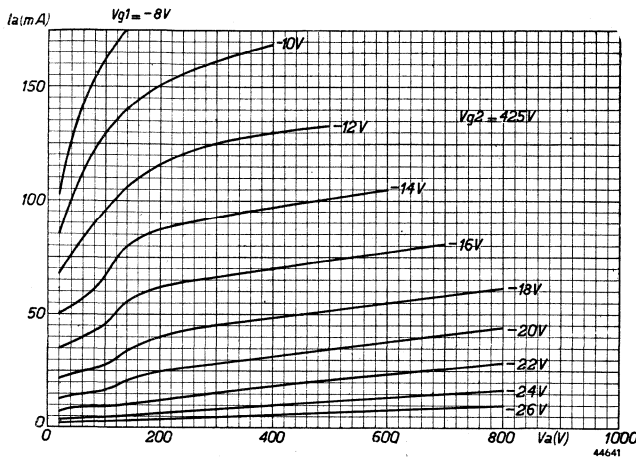


Fig. 48
 $I_a - V_a$ -karakteristieken voor verschillende negatieve rooster-
 spanningen, bij $V_{g2} = 425$ V, bij de buis 4699.

Fig. 49

Totale anodestroom I_a , totale schermroosterstroom I_{g2} , totale vervorming d_{tot} en vereiste rooster-wisselspanning per rooster V_i als functie van het geleverde vermogen W_o , bij toepassing van twee buizen 4699 in balansschakeling en bij $V_a = 3000$ V, en $V_{g2} = 325$ V. De door de derde harmonische d_3 veroorzaakte vervorming is door een stippelijntje aangegeven.

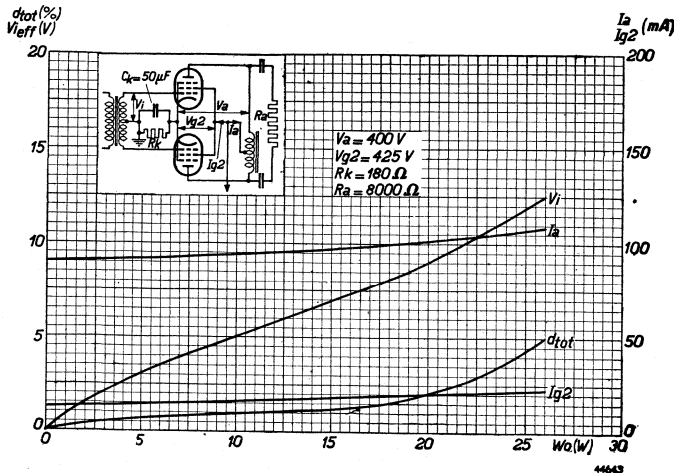
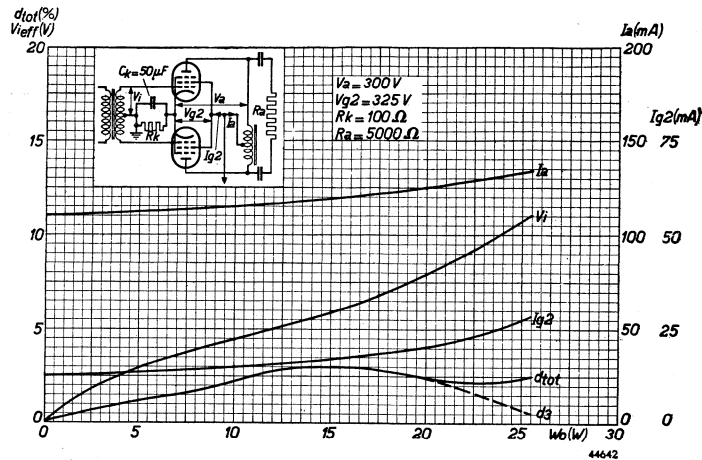


Fig. 50
 Totale anodestroom I_a , totale schermroosterstroom I_{g2} , totale vervorming d_{tot} en vereiste rooster-wisselspanning per rooster V_i , als functie van het geleverde vermogen W_o , bij toepassing van twee buizen 4699 in balansschakeling en bij $V_a = 400$ V, en $V_{g2} = 425$ V.

EL 50 Eindpenthode voor balans-eindtrappen

De EL 50 is een penthode met een maximum anodedissipatie van 18 W. Deze buis werd speciaal ontwikkeld voor toepassing in balans-eindtrappen. Twee van deze buizen in balansschakeling klasse A/B kunnen bij de maximum anodespanning van 800 V een vermogen van 84 W leveren. Doordat de anode-aansluiting op de ballon is uitgevoerd, kan een zo hoge anodespanning worden gebruikt, zonder dat men speciale maatregelen behoeft te treffen. Bovendien is de EL 50, dank zij de vorm van de I_a/V_g -karakteristiek, betrekkelijk ongevoelig voor elektrische afwijkingen tussen de beide voor de balanstrap vereiste buizen. De EL 50 kan, evenals de 4654, ook bij een voedingsspanning van 425 V ($V_a = 400$ V, $V_{g2} = 425$ V) worden gebruikt.

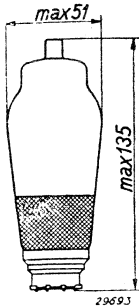


Fig. 51
Afmetingen in mm van de eindpenthode EL 50.

Het maximum vermogen dat in dit geval bij automatische negatieve roosterspanning kan worden geleverd, bedraagt 50 W.

Allereerst volgen de statische en dynamische gegevens van deze buis.

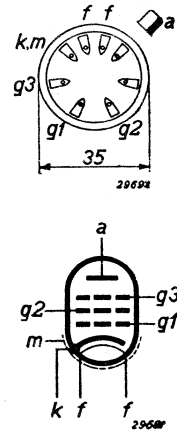


Fig. 52 a en b
Rangschikking van de elektroden en buisaansluitingen van de buis EL 50.

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding: indirect, met wisselstroom; parallelvoeding.

Gloeispanning . . $V_f = 6,3$ V

Gloeistroom . . . $I_f = 1,35$ A

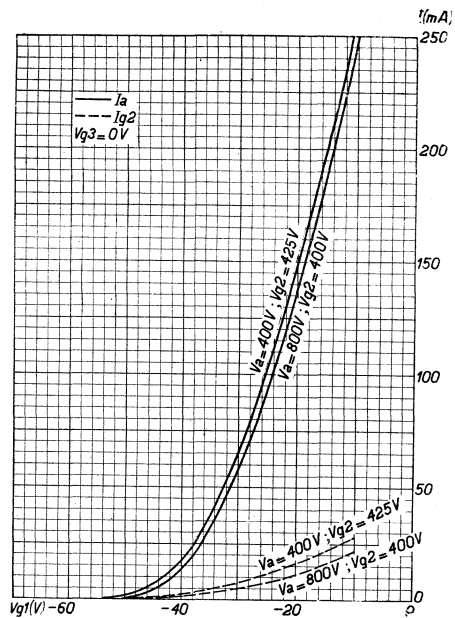
Capaciteiten

Anode-stuurrooster capaciteit:

$$C_{ag1} < 0,8 \text{ pF.}$$

Fig. 53

Anode- en schermroosterstroom van de buis EL 50 als functie van de negatieve roosterspanning bij $V_a = 400$ V, $V_{g2} = 425$ V en bij $V_a = 800$ V, $V_{g1} = 400$ V.



44644

Statische gegevens

Anodespanning	$V_a =$	400 V	800 V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	425 V	400 V
Vangroosterspanning	$V_{g3} =$	0 V	0 V
Anodestroom	$I_a =$	45 mA	22,5 mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} =$	5,5 mA	2,5 mA
Neg. roosterspanning	$V_{g1} =$	-33 V	-37 V
Steilheid	$S =$	6 mA/V	4 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i =$	30 000 Ω	50 000 Ω

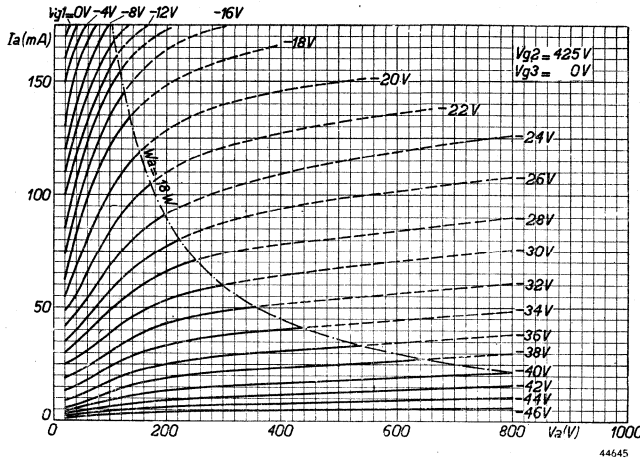


Fig. 54

Anodestroom van de buis EL 50 als functie van de anodespanning, bij $V_{g2} = 425$ V en met V_{g1} als parameter (400 V instelling).

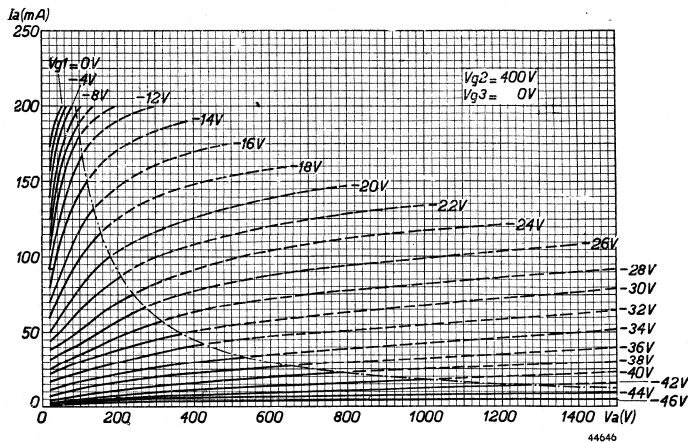


Fig. 55

Anodestroom van de buis EL 50 als functie van de anodespanning, bij $V_{g2} = 400$ V en met V_{g1} als parameter (800 V instelling).

Dynamische gegevens voor gebruik van twee buizen EL 50 in klasse A/B-instelling met automatische negatieve roosterspanning

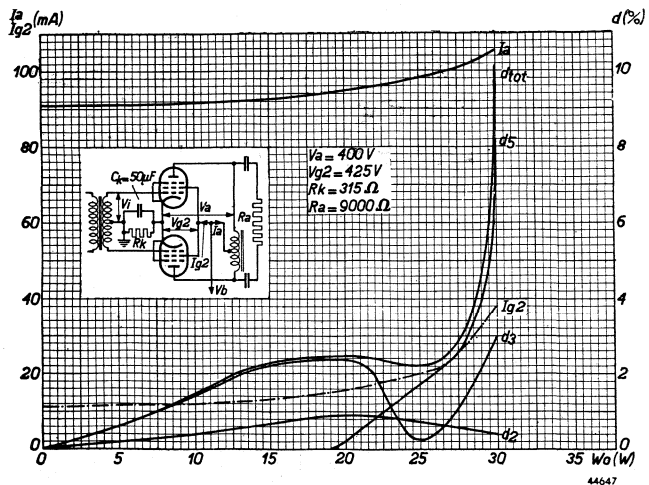
Anodespanning	V_a	= 400 V
Schermroosterspanning	V_{g2}	= 425 V
Vangroosterspanning	V_{g3}	= 0 V
Kathodeweerstand	R_k	= 315 Ω
Anode-ruststroom	$I_{a0} (V_{g1eff} = 0)$	= 2×45 mA
Anodestroom bij max. modulatie	$I_a (W_o = \text{max.})$	= 2×47 mA
Schermrooster-ruststroom	$I_{g20} (V_{g1eff} = 0)$	= 2×5 mA
Schermroosterstroom bij max. modulatie	$I_{g2} (W_o = \text{max.})$	= 2×13 mA
Gunstigste aanpassingsimpedantie tussen de beide anoden	$R_{aa'}$	= 10 000 Ω
Max. geleverd vermogen	$W_o \text{ max}$	= 25 W
Totale vervorming	d_{tot}	= 4%
Vereiste rooster-wisselspanning	V_{g1eff}	= 18,5 V

Dynamische gegevens voor gebruik van twee buizen EL 50 in klasse A/B-instelling met vaste negatieve roosterspanning

Anodespanning	V_a	= 400 V	800 V
Schermroosterspanning	V_{g2}	= 425 V	400 V
Vangroosterspanning	V_{g3}	= 0 V	0 V
Neg. roosterspanning	V_{g1}	= -37 V	-38 V
Anode-ruststroom	$I_{a0} (V_{g1eff}=0)$	= 2×25 mA	2×15 mA
Anodestroom bij max. modulatie	$I_a (W_o = \text{max.})$	= 2×95 mA	2×70 mA
Schermrooster-ruststroom	$I_{g20} (V_{g1eff}=0)$	= $2 \times 2,5$ mA	$2 \times 1,25$ mA
Schermroosterstroom bij max. modulatie	$I_{g2} (W_o = \text{max.})$	= 2×23 mA	2×20 mA
Gunstigste aanpassingsimpedantie tussen beide anoden	$R_{aa'}$	= 5000 Ω	16 000 Ω
Max. geleverd vermogen	$W_o \text{ max}$	= 52,5 W	85 W
Totale vervorming	d_{tot}	= 3,7%	7,3%
Vereiste rooster-wisselspanning	V_{g1eff}	= 25 V	23 V

Fig. 56

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{g2} en vervorming d als functie van het geleverde vermogen W_o van twee in balans geschakelde buizen EL 50 met automatische negatieve roosterspanning en bij $V_a = 400$ V, $V_{g2} = 425$ V en $R_{aa'} = 9000 \Omega$.



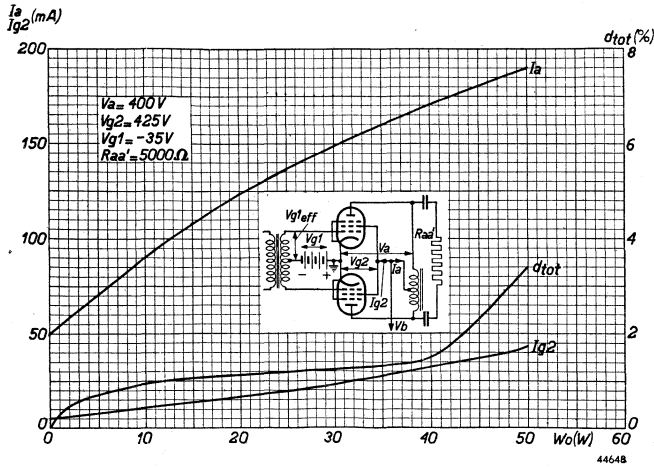


Fig. 57

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{g2} en totale vervorming d_{tot} als functie van het geleverde vermogen W_o van twee in balans geschakelde buizen EL 50 met vaste negatieve roosterspanning en bij $V_a=400$ V, $V_{g2}=425$ V, $V_{g1}=-35$ V en $R_{aa}'=5000 \Omega$.

Fig. 58

Maximum geleverd vermogen W_o als functie van de belastingsimpedantie R_{aa}' voor twee in balans geschakelde buizen EL 50 met vaste negatieve roosterspanning en bij $V_a=400$ V, $V_{g2}=425$ V en $V_{g1}=-35$ V. De gestippelde lijn $W_o^{max} (+I_{g1})$ stelt de grens voor waarbij de buis juist tot het optreden van roosterstroom wordt gemoduleerd. In dit geval zou de maximum anodedissipatie echter worden overschreden.

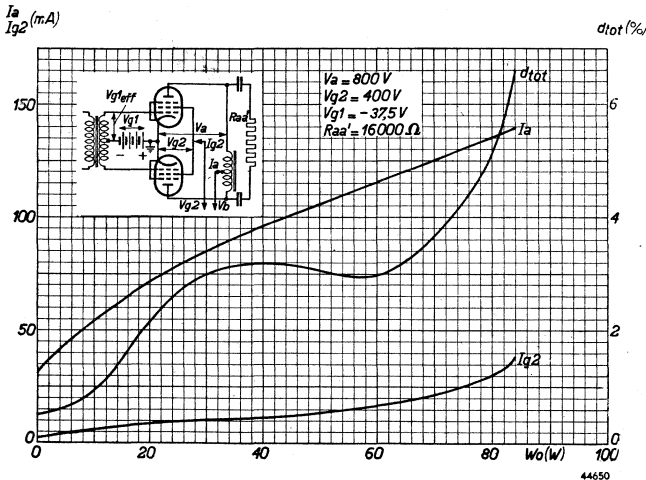
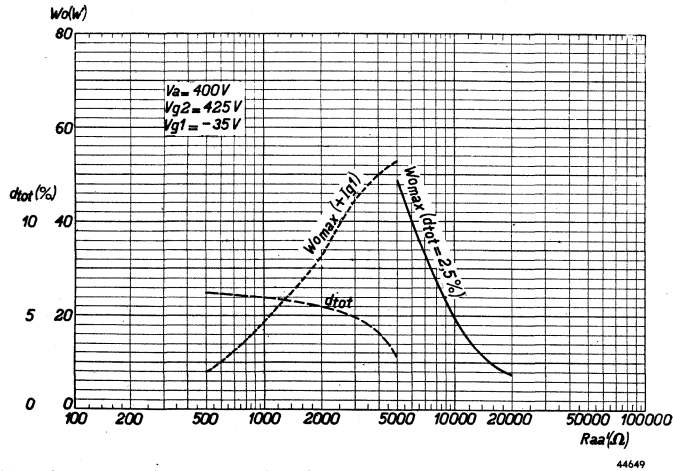


Fig. 59

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{g2} en totale vervorming d_{tot} als functie van het geleverde vermogen W_a van twee in balans geschakelde buizen EL 50 met vaste negatieve roosterspanning en bij $V_a=800$ V, $V_{g2}=400$ V, $V_{g1}=-37,5$ V, en $R_{aa}'=16000 \Omega$.

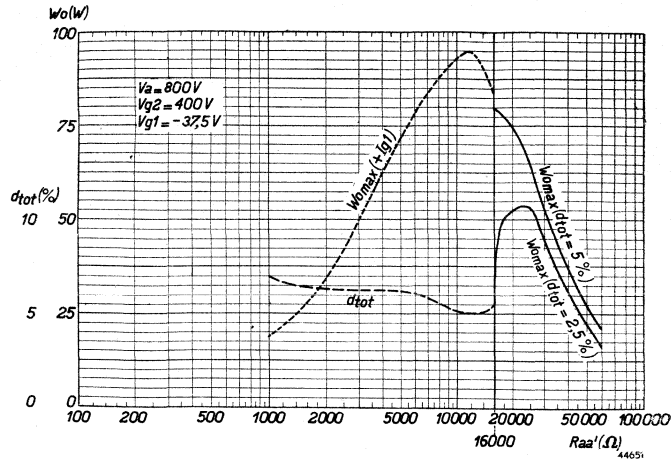


Fig. 60

Maximum geleverd vermogen W_o als functie van de belastingimpedantie R_{aa}' voor twee in balans geschakelde buizen EL 50 met vaste negatieve roosterspanning en bij $V_a = 800$ V, $V_{g2} = 400$ V, en $V_{g1} = -37,5$ V. De gestippelde lijn $W_{o\max} (+I_{g1})$ stelt de grens voor waarbij de buis juist tot het optreden van roosterstroom wordt gemoduleerd. In dit geval zou de maximum anodedissipatie echter worden overschreden.

Grenswaarden

Anodespanning in koude toestand	V_{a0}	=	max. 1600 V
Anodespanning	V_a	=	max. 800 V
Anodedissipatie	W_a	=	max. 18 W
Anodedissipatie tijdens keuring	W_{at}	=	max. 22 W
Schermroosterspanning in koude toestand	V_{g20}	=	max. 1000 V
Schermroosterspanning	V_{g2}	=	max. 425 V
Schermroosterdissipatie ($V_{g1\text{eff}}=0V$)	W_{g2}	=	max. 3 W
Schermroosterdissipatie($W_o=\text{max.}$)	W'_{g2}	=	max. 10 W
Kathodestroom	I_k	=	max. 120 mA
Beginpunt van roosterstroom	$V_{g1} (I_{g1} = +0,3 \mu A)$	=	max. $-1,3$ V
Max. uitwendige weerstand in de roosterketen	R_{g1k}	=	max. $0,7 \text{ M } \Omega^1)$
Max. uitwendige weerstand in de roosterketen	R_{g1k}	=	max. $0,5 \text{ M } \Omega^2)$
Max. uitwendige weerstand tussen gloeidraad en kathode	R_{fk}	=	max. 5000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode	V_{fk}	=	max. 100 V ³⁾

- 1) Bij automatische neg. roosterspanning.
- 2) Bij vaste neg. roosterspanning.
- 3) Gelijkspanning of effectieve waarde van de wisselspanning.

Gebruik

Daar deze buis vrijwel uitsluitend in balansschakelingen wordt gebruikt, zullen hier uitsluitend de met de EL 50 in dit soort schakelingen bereikbare resultaten worden behandeld.

Daarbij wordt verschil gemaakt tussen schakelingen met vaste negatieve roosterspanning die door een afzonderlijke gelijkrichter wordt geleverd, en schakelingen met automatische negatieve roosterspanning. In het laatste geval behoeft geen afzonderlijke gelijkrichter te worden gebruikt, waartegenover het nadeel staat, dat het maximum vermogen dat kan worden geleverd, doorgaans lager is dan bij vaste negatieve roosterspanning. Dit nadeel is des te groter naarmate de anodespanning hoger is. Daarom zal men, ter verkrijging van zeer grote vermogens, als van 50 of zelfs 80 W, ervan moeten afzien automatische negatieve roosterspanning te gebruiken. Dit kan als volgt worden verklaard:

Het hoogste rendement, dus het grootste geleverde vermogen, wordt bij de zogenaamde balansschakeling klasse A/B of, in nog sterkere mate, bij de klasse B instelling verkregen. Hierbij werken de buizen in de onderste bocht van de I_a/V_g karakteristiek, zodat de gemiddelde anodestroom varieert met de grootte van het signaal. Bij gebruik van automatische negatieve roosterspanning met behulp van een kathodeweerstand varieert deze negatieve roosterspanning dus eveneens. Om nu bij het maximum geleverde vermogen de bijbehorende negatieve roosterspanning niet te overschrijden, zou men, bij een signaal gelijk aan nul, moeten uitgaan van een instelling op een geringere negatieve roosterspanning. Dan blijkt echter dat de hierbij vloeiende ruststroom, die afhankelijk is van de grootte van de kathodeweerstand, in verband met de maximum anodedissipatie ontoelaatbaar hoog wordt. Gaat men daarentegen uit van de toelaatbare instelling bij een signaal gelijk aan nul, dan neemt de negatieve roosterspanning tegelijk met het signaal zo sterk toe, dat onderbrekingen in de anodestroom ontstaan, nog vóór de buis volledig gemoduleerd is.

Het maximum vermogen dat kan worden geleverd, wordt dan niet begrensd door het optreden van roosterstroom, maar door de vervorming van de anodestroom. Dit nadeel is des te storender naarmate men de begininstelling door gebruik van een hogere anodespanning lager kiest. Dientengevolge komt automatische negatieve roosterspanning bij anodespanningen van meer dan 400 V praktisch niet in aanmerking.

Als in de balans-eindtrap automatische negatieve roosterspanning wordt gebruikt, moet de begininstelling, bij een signaal gelijk aan nul, zodanig worden gekozen, dat de maximum anodedissipatie wordt bereikt. Bij een anodespanning van 400 V worden de beide buizen dus zodanig ingesteld, dat de totale anodestroom 90 mA bedraagt. De buizen kunnen

nu zo diep worden gemoduleerd, dat de negatieve roosterspanning de toelaatbare grenzen niet overschrijdt.

De anodestroomamplituden zijn veel kleiner dan bij een vaste negatieve roosterspanning, zodat in de anodeketen een grotere impedantie kan worden opgenomen, zonder dat de anodespanning te laag wordt. Op deze wijze wordt het geleverde vermogen niet zo sterk verminderd als anders het geval zou zijn. De dynamische steilheid wordt echter, als gevolg van de grote weerstand, in de anodeketen verminderd, zodat men bij automatische negatieve roosterspanning vrijwel de gehele rooster-ruimte nodig heeft voor maximum modulatie van de buizen. Bij een anodespanning van 400 V, vaste negatieve roosterspanning en een anode-impedantie van 500 Ω , wordt een vermogen van 50 W geleverd; bij automatische negatieve roosterspanning en een anode-impedantie van 9000 Ω is dit vermogen 30 W. In beide gevallen bedraagt de vereiste rooster-wisselspanning ca. 25 V.

Automatische negatieve roosterspanning

Indien de anodespanning niet hoger is dan 400 V, kan de schermroosterspanning rechtstreeks van het voedingsgedeelte worden afgenomen. De maximumwaarde van de schermroosterspanning bedraagt namelijk 425 V. Houdt men rekening met een spanningsval van 25 V in de luidsprekertransformator ¹⁾, dan moet dus een gelijkrichtschakeling worden gebruikt die een spanning van 425 V kan leveren.

In fig. 56 zijn de vervorming, de anodestroom en de schermroosterstroom uitgezet als functie van het geleverde vermogen bij deze waarde. Behalve de totale vervorming, is ook de vervorming door de verschillende harmonischen afzonderlijk gemeten. Voor het uitgangsvermogen is het door de buizen zelf geleverde vermogen aangenomen. In de praktijk moet deze waarde dus worden verminderd met de verliezen in de uitgangstransformator. Uit de krommen blijkt dat, tot een vermogen van 27 W, de vervorming gering blijft ($d_{tot} = 2,6\%$). Boven deze waarde neemt de

1) Deze benaderende waarde is op de volgende wijze berekend: De aanpassings-impedantie van de primaire van de luidsprekertransformator is doorgaans in de orde van grootte van 10 000 Ω . Stelt men de verliezen in de wikkeling van de transformator op 10% van het geleverde vermogen, dan kan de totale verliesweerstand 1000 Ω bedragen. Doorgaans verdeelt men deze weerstand gelijkelijk over de primaire en de secundaire wikkeling, zodat de verliesweerstand van de primaire 500 Ω bedraagt, hetgeen overeenkomt met ten minste één helft van de wikkeling, daar de stroom beurtelings door de beide helften van de transformator vloeit. Indien nu de stroom van één buis gemiddeld 50 mA bedraagt, dan zal in de wikkeling van de transformator een spanningsval van 25 V ontstaan.

vervorming sterk toe en bereikt een waarde van ca. 10%, bij een geleverd vermogen van 30 W.

Zoals reeds is vermeld, wordt door de negatieve roosterspanning een grens gesteld aan het geleverde vermogen. Uit fig. 56 blijkt dat, bij een geleverd vermogen van 30 W, de gemiddelde anodestroom in totaal 105 mA, en de schermroosterstroom 38 mA bedraagt.

Bij gebruik van een kathodeweerstand van 315 Ω wordt dus een negatieve roosterspanning van 45 V opgewekt. Deze spanning is voldoende om de anodestroom te onderdrukken. Bij een nog diepere modulatie van de buizen zouden beide op bepaalde ogenblikken geen stroom opnemen; de luidsprekerstroom wordt dan afwisselend onderbroken. De sterke toename van de 5e harmonische in fig. 56 wijst hier reeds op. Dit soort vervorming is zeer storend en beperkt het maximum uitgangsvermogen even sterk als het optreden van roosterstroom.

Vaste negatieve roosterspanning

De toepassing van vaste negatieve roosterspanning biedt pas voordeel als de anodespanning ten minste 400 V bedraagt. Terwijl volgens fig. 56, bij automatische negatieve roosterspanning een vermogen van 30 W kan worden geleverd, bedraagt dit thans 50 W bij deze anodespanning.

De gegevens voor gebruik van de buis EL 50 in balansschakeling klasse A/B met vaste negatieve roosterspanning zijn vermeld op blz. 97.

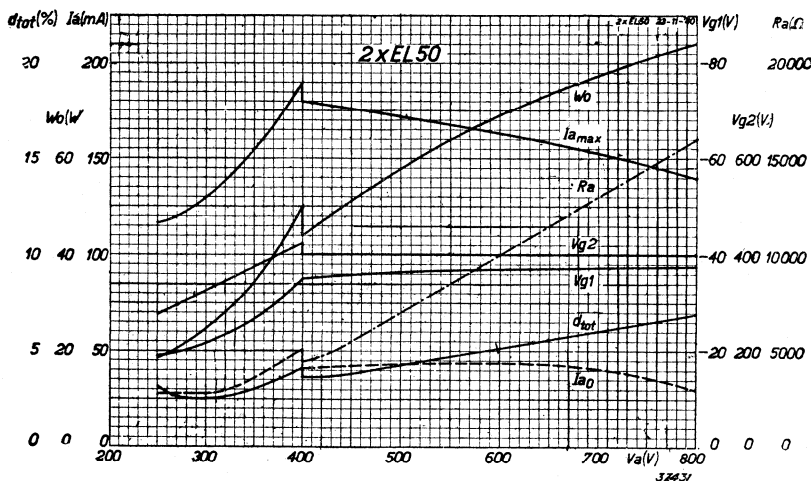


Fig. 61

Maximum anodestroom $I_{a\max}$, anoderuststroom I_{a0} , schermroosterspanning V_{g2} , negatieve roosterspanning V_{g1} , geleverd vermogen W_0 , totale vervorming d_{tot} en gunstigste belastingsimpedantie R_a , als functie van de beschikbare anodespanning V_a , voor twee in balans geschakelde buizen EL 50 met vaste negatieve roosterspanning.

In fig. 57 zijn de anode- en de schermroosterstroom en de vervorming voor $V_a = 400$ V als functie van het geleverde vermogen uitgezet. De gunstigste negatieve roosterspanning bedraagt -35 V; de gunstigste aanpassingsimpedantie tussen beide anoden is dan 5000Ω . Bij maximum modulatie wordt een vermogen van 50 W bij een totale vervorming van $3,4\%$ geleverd. Daarbij loopt de schermroosterstroom op tot een waarde die, met het oog op de maximum toelaatbare schermroosterdissipatie, nog juist toelaatbaar is. Het verband tussen het maximum te leveren vermogen en de bij een bepaalde instelling gunstigste aanpassingsimpedantie is weergegeven in fig. 58.

Voor andere anodespanningen dan 400 V geeft fig. 61 de voornaamste gegevens. Bij spanningen boven 400 V moet de schermroosterspanning tot de maximum toelaatbare waarde van 400 V worden verminderd, door gebruik te maken van een potentiometer. Ten gevolge van de vergroting van de schermroosterstroom bij modulatie van de buizen, zal wegens de eigen weerstand van een dergelijke potentiometer de voedingsspanning afnemen. Hierdoor wordt het maximumvermogen begrensd. Deze begrenzing is des te sterker naarmate de anodespanning hoger is. Bij een hogere anodespanning is het daarom gewenst, de schermroosterspanningen zo constant mogelijk te houden door het toepassen van bijzondere maatregelen. Dit blijkt duidelijk uit de getallen die gelden voor een anodespanning van 800 V. Bij modulatie van de eindbuizen tot aan het optreden van roosterstroom toe, kan bij deze anodespanning een ver-

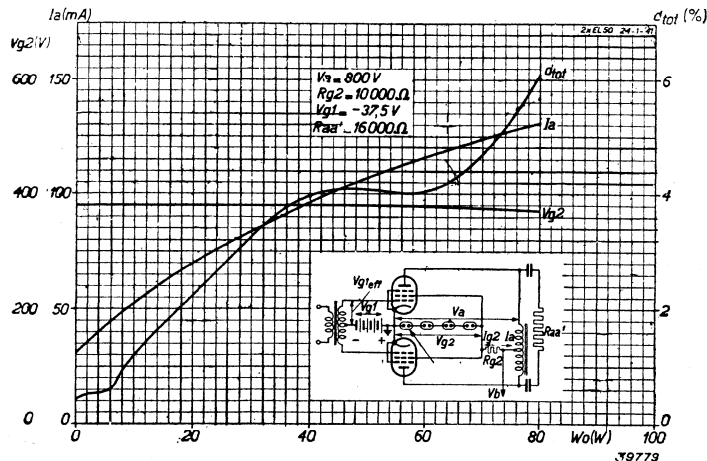


Fig. 62

Dezelfde krommen als in fig. 61, echter voor het geval, dat de schermroosterspanning via een serieweerstand van 8000Ω wordt afgenomen van de voedingsspanning van 800 V en met behulp van vier stabiliseerbuisen 13201 constant wordt gehouden.

mogen van 84 W worden geleverd, indien de schermroosterspanning op 400 V constant wordt gehouden en de negatieve roosterspanning $-37,5$ V en R_a 16 000 Ω bedragen. Deze gegevens kunnen worden ontleend aan de krommen van fig. 59; de totale vervorming die hierbij optreedt, bedraagt 6,6%.

Voedt men de schermroosters daarentegen via een potentiometer die zelf 40 mA opneemt, dan daalt de schermroosterspanning bij modulatie zodanig, dat het maximum geleverde vermogen, ten gevolge van de daarbij optredende verschuiving van de I_a/V_a -karakteristiek, slechts 50 W bedraagt. Dit vermogen zou ook bij een anodespanning van 400 V kunnen worden bereikt.

Het is daarom noodzakelijk de schermroosterspanning te stabiliseren. Dit kan bijvoorbeeld geschieden door de schermroosterspanning via een serieweerstand van 8000 Ω af te takken van de voedingsspanning van 800 V en door parallel aan de schermroosters 4 in serie geschakelde stabiliseerbuisen 13201 te schakelen. De schermroosterspanning blijft dan voldoende constant op de waarde van 380 V; bij maximum modulatie kan nu een vermogen van 80 W worden geleverd. De bij deze instelling behorende krommen zijn weergegeven in fig. 62; deze wijken slechts weinig af van die van fig. 59. In fig. 60 wordt ook voor deze instelling het verband tussen het maximum geleverde vermogen en de belastingsimpedantie gegeven.

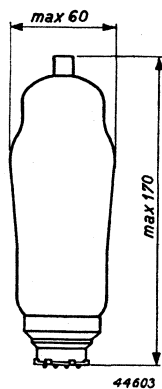


Fig. 63
Afmetingen in mm van de eindpenthode EL 51.

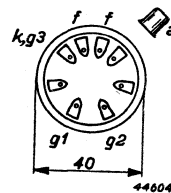
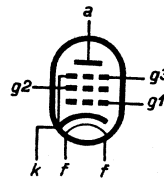
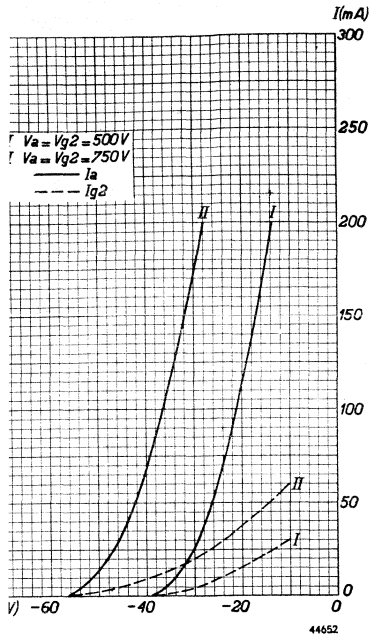


Fig. 64
Rangschikking van de electroden en buisvoetaansluitingen van de buis EL 51.



35
 I_a en I_{g2} — V_{g2} -karakteristieken
 buis EL 51.

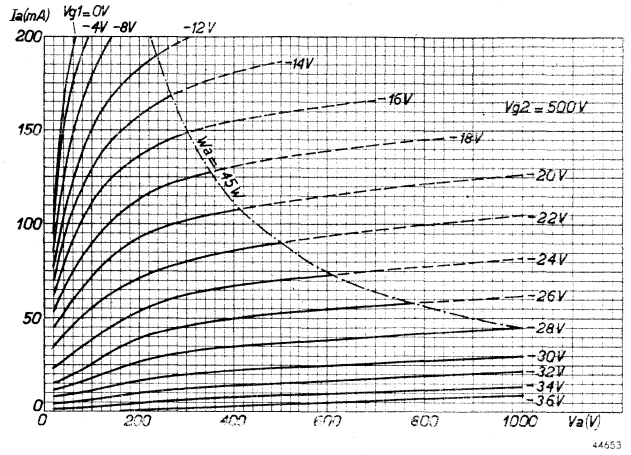


Fig. 66
 I_a — V_a -karakteristieken bij de buis EL 51, voor $V_{g2} = 500$ V, met belastinglijn voor 45 W.

EL 51 Versterkpenhode voor balans-eindtrappen

De EL 51 is een penthode met een maximum anodedissipatie van 45 W. Met twee van deze buizen in balansschakeling is het praktisch mogelijk een geleverd vermogen van bijna 70 W te bereiken, bij een anode- en schermroosterspanning van slechts 500 V.

De keuze van gelijke anode- en schermroosterspanning biedt grote voordelen voor de schakeling van de buis, daar het schermrooster rechtstreeks door het hoogspanningsgedeelte kan worden gevoed, en hiertoe een potentiometer met hoog eigen verbruik niet nodig is. Het rooster-sig-naal dat moet worden toegepast is om de buis ten volle te moduleren, is zeer klein, hetgeen aan de grote steilheid van deze buis is te danken. Niettemin is het verbruik van de gloeidraad gering (12 W).

Allereerst volgen hier de statische en dynamische gegevens van deze buis:

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding: indirect met wisselstroom; parallelvoeding
 Gloeispanning $V_f = 6,3$ V
 Gloeistroom $I_f = 1,9$ A

Capaciteit

Grenswaarde van de anode-stuurroostercapaciteit $i a_{g1} = \text{max. } 1,5$ pF.

Statische gegevens

Anodespanning	$V_a = 500$	750 V
Schermroosterspanning	$V_{g2} = 500$	750 V
Negatieve roosterspanning	$V_{g1} = -22$	-40 V
Anodestroom	$I_a = 90$	40 mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} = 12$	6,5 mA
Steilheid	$S = 11$	7 mA/V
Inwendige weerstand	$R_i = 33\ 000$	55 000 Ω
Versterkingsfactor t.o.v. het schermrooster	$\mu_{g1g2} = 16,5$	16,5 —

Dynamische gegevens (balansschakeling klasse AB):

	(zie fig. 67)		(zie fig. 68)	
Anodespanning	$V_a =$	500	750 ¹⁾	V
Schermroosterspanning	$V_{g2} =$	500	570	V
Neg. roosterspanning	$V_{g1} =$	—	-40	V
Gunstige aanpassingsimpedantie	$R_{aa}' =$	4800	6000	Ω
Gemeenschappelijke kathode-weerstand	$R_k =$	100	—	Ω
Rooster-wisselspanning (per rooster)	$V_{g:eff} =$	0 19	0 30	V
Anodestroom	$I_a = 2 \times 90$	2×111	2×40 2×147	mA
Schermroosterstroom	$I_{g2} = 2 \times 12$	2×25	$2 \times 6,5$ 2×33	mA
Max. afgegeven vermogen	$W_o = 0$	67,5	0 133	W
Vervorming bij max. geleverd vermogen	$d_{tot} = 0$	4	0 4	%

Grenswaarden per buis

Max. anodespanning in koude toestand	V_{ao}	= max. 1500 V
Max. anodespanning	V_a	= max. 750 V
Max. anodedissipatie	W_a	= max. 45 W
Max. schermroosterspanning in koude toestand	V_{g20}	= max. 1500 V
Max. schermroosterspanning	V_{g2}	= max. 750 V
Max. schermroosterdissipatie zonder signaal	W_{g2}	= max. 7 W
Max. schermroosterdissipatie bij max. modulatie	W_{g2}	= max. 25 W
Max. kathodestroom	I_k	= max. 200 mA
Beginpunt van roosterstroom	$V_{g1} (I_{g1} = 0,3 \mu A)$	= max. -1,3 V
Max. uitwendige weerstand tussen stuurrooster en kathode	R_{g1k}	= max. 0,7 M Ω
Max. uitwendige weerstand tussen gloeidraad en kathode	R_{fk}	= max. 5000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode (geëlijkspanning of effectieve waarde van de wisselspanning)	V_{fk}	= max. 50 V

1) Bij gebruik op 750 V moet in elke schermroosterleiding een gloeilamp van 550 V, 68 W worden opgenomen.

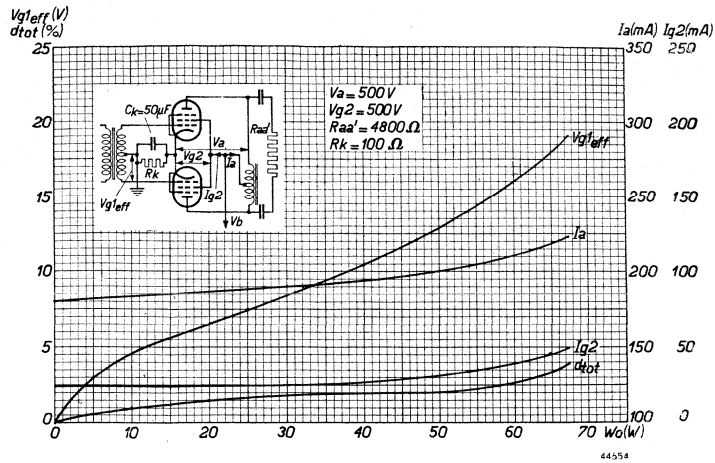


Fig. 67

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{g2} , effectieve roosterwisselspanning V_{g1eff} en totale vervorming d_{tot} als functie van het geleverde vermogen W_o bij twee in balans geschakelde pentoden EL 51 met automatische negatieve roosterspanning en bij $V_a = V_{g2} = 500V$, $R_{aa'} = 4800\Omega$ en $R_k = 100\Omega$.

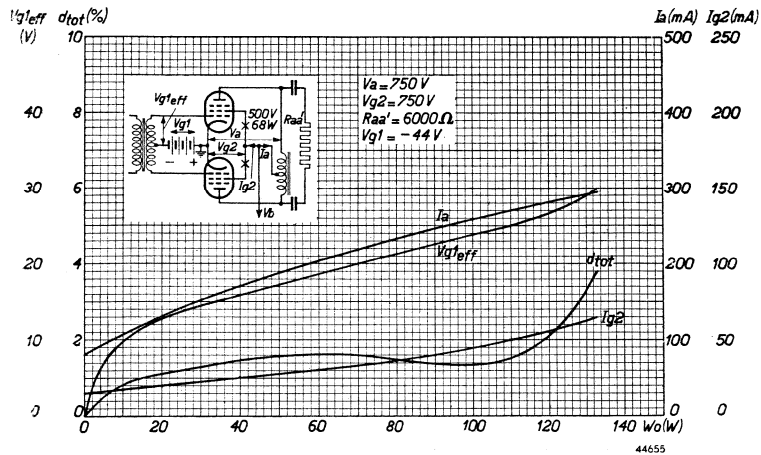


Fig. 68

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{g2} , effectieve roosterwisselspanning V_{g1eff} en totale vervorming als functie van het geleverde vermogen W_o , bij twee in balans geschakelde pentoden EL 51 met vaste negatieve roosterspanning en bij $V_a = V_{g2} = 750V$, $R_{aa'} = 6000\Omega$ en $V_{g1} = -44V$.

Gebruik

De opmerkingen die bij de buis EL 50 met het oog op de schakelingen met automatische negatieve roosterspanning, dan wel met vaste negatieve roosterspanning zijn gemaakt, gelden in principe ook voor de buis EL 51. In de figuren 67 en 68 vindt men de karakteristieken die voor deze beide gevallen gelden.

§ 12. Regelbuizen

Zoals in I § 5 reeds is opgemerkt, is sterkteregeling in L.F. versterkingsinstallaties onontbeerlijk. In VI § 3 worden de middelen waarmee deze regeling wordt bereikt, beschreven. Voor automatische sterkteregeling maakt men gebruik van regelbuizen; in moderne L.F. versterkers past men deze ook toe voor regeling met de hand, waaraan verschillende belangrijke voordelen zijn verbonden, zoals in VI § 3 is beschreven.

Regelbuizen zijn het eerst toegepast voor automatische sterkteregeling in ontvangtoestellen; vervolgens ook in L.F. versterkingsinstallaties, terwijl men in verband met de bijzondere eisen die voor L.F. versterking gesteld moeten worden, ten slotte ook regelbuizen heeft ontworpen die speciaal voor L.F. versterking geschikt zijn.

Voor de regeling met buizen maakt men gebruik van de kromming van de I_a-V_g -karakteristiek; immers, hierdoor is de steilheid veranderlijk, en wel is ze groot bij geringe negatieve roostervoorspanning en klein bij hoge negatieve roostervoorspanning. Dit betekent echter ook dat de anode-wisselstroom ten opzichte van het ingangssignaal in zekere mate vervormd is. De eerste eis die men aan de regelbuis moet stellen is dus deze, dat de kromming van de I_a-V_g -karakteristiek zodanig verloopt, dat de vervorming zo gering mogelijk is. Dit geldt ook voor het onderste deel van de karakteristiek, waar de signaalspanning het grootst is.

Daarenboven gelden nog de volgende eisen:

- 1) De steilheid bij de kleinste rooster-voorspanning moet zo groot mogelijk zijn, om een zo hoog mogelijke maximale versterking en een minimale ruis te bereiken. Daarbij mag de anodestroom niet te hoog zijn.
- 2) Met een zo klein mogelijke regelspanning moet een zo groot mogelijke verandering van de steilheid gepaard gaan.

Men kan opmerken, dat de eis van geringe vervorming voor L.F. versterkbuizen zwaarder weegt dan voor H.F. buizen; bij de H.F. versterking worden, afgezien van de z.g. kruismodulatie, hogere harmonischen en combinatietonen door de op de regelbuis volgende selectiemiddelen onderdrukt, bij de L.F. versterking is dit niet het geval.

Een eerste middel dat men heeft toegepast om een zo gunstig mogelijke I_a-V_g -karakteristiek te verkrijgen, is het aanbrengen van een

stuurrooster met veranderlijke spoed van de windingen. Aan de hand van fig. 69 kan de werking van een zodanige buis worden verklaard.

In fig. 69 stelt *A* de karakteristiek van een penthode met normale steilheid voor. In ongeregelde toestand, bij het werkpunt *P*, is de steilheid groot; de karakteristiek is echter geheel ongeschikt voor regeling, omdat de kromming in het onderste gedeelte veel te groot is. Dit gedeelte met de grootste steilheidsverandering kan, vanwege de hoge daar optredende vervorming, voor de regeling niet worden gebruikt. Brengt men nu in deze penthode de roosterdraden verder uit elkaar, dan ontstaat door de kleinere μ de karakteristiek *B* met een veel langere „staart” dan de buis *A* vertoont. De kromme *B* is in het onderste gedeelte veel minder gekromd, zodat de vervorming bij regeling veel kleiner is dan bij *A*. Echter ziet men dat in het punt *P* de steilheid belangrijk lager is dan bij de kromme *A*; de bereikbare maximale versterking is derhalve te klein. Een beter verloop zou de gestippelde karakteristiek *i* hebben, maar deze heeft weer het bezwaar dat de anodestroom in ongeregelde toestand te groot is.

Het doel wordt, zoals uit fig. 69*b* blijkt, beter bereikt door parallelschakeling van twee systemen, één met geringe roosterspoed (*A*) en één met grote roosterspoed (*B*), die tezamen de karakteristiek *C* geven; deze beantwoordt beter aan het gestelde doel. Nog beter kan men zich aan de eisen van de praktijk aanpassen door parallelschakeling van een groot aantal systemen, elk met een andere karakteristiek; dit nu wordt praktisch bereikt door het stuurrooster met veranderlijke spoed te wikkelen.

De Philips' H.F. penthode EF5 is aldus uitgevoerd. Ter verdere verbetering heeft men penthoden ontwikkeld die bijzonder geschikt zijn voor het toepassen van het principe van de z.g. *meelopende schermrooster-spanning*. Volgens § 2 kan men de electronenstroom van een penthode voorstellen door de betrekking

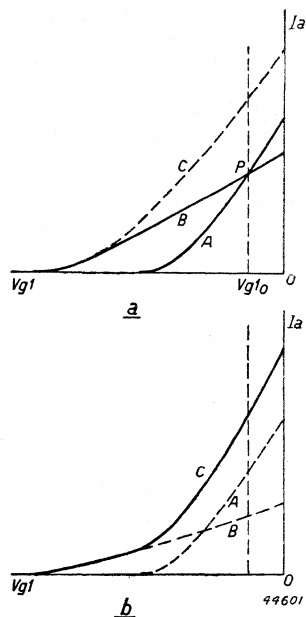


Fig. 69

$I_a - V_g$ -karakteristieken bij van een penthode:
a met een normaal stuurrooster
b met een stuurrooster waarvan de windingen met veranderlijke spoed zijn gewikkeld.

$$I_e = c \left(V_{g1} + \frac{V_{g2}}{\mu_{g2g1}} + \frac{V_a}{\mu} \right)^{3/2} = I_a + I_{g2}$$

Uit deze formule ziet men hoe, door verandering van de schermrooster-spanning V_{g2} , op de anodestroom invloed kan worden uitgeoefend; ver-groot men V_{g2} , dan neemt ook I_a toe. Van deze eigenschap maakt men nu voor regeling gebruik door het schermrooster over een serieweer-stand te voeden, op de wijze als is weergegeven in fig. 70.

R_{g2} moet een zodanige waarde hebben, dat het schermrooster bij de minimale negatieve rooster-voorspanning de voorgeschreven waarde heeft. Bij het toenemen van de rooster-voorspanning neemt de schermroosterstroom af, zodat

de schermroosterspanning geleidelijk toeneemt, totdat deze bij de maxi-male rooster-voorspanning ongeveer overeenkomt met de anodespanning. Heeft nu een regelbuis die met meelopende schermroosterspanning werkt, een stuurrooster waarvan de grootste openingen met betrekking tot een buis met vaste schermroosterspanning verkleind zijn, dan is van deze buis de I_a in ongeregelde toestand kleiner en de steilheid groter. De beginselen van „meelopende schermroosterspanning” en verander-lijke spoed van het stuurrooster zijn toegepast in de Philips’ H.F. penthode

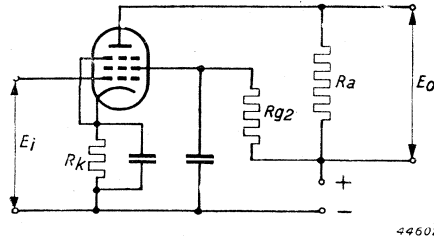


Fig. 70
Schakeling van een penthode met meelopende schermroosterspanning.

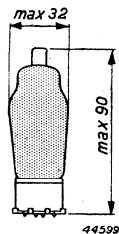


Fig. 71
Afmetingen in mm van de penthode EF 9.

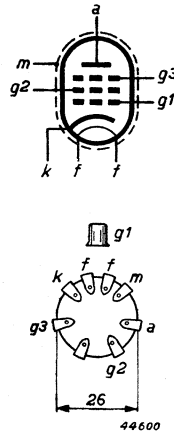


Fig. 72 a en b
Rangschikking van de electroden en buisvoet-aansluitingen van de buis EF 9.

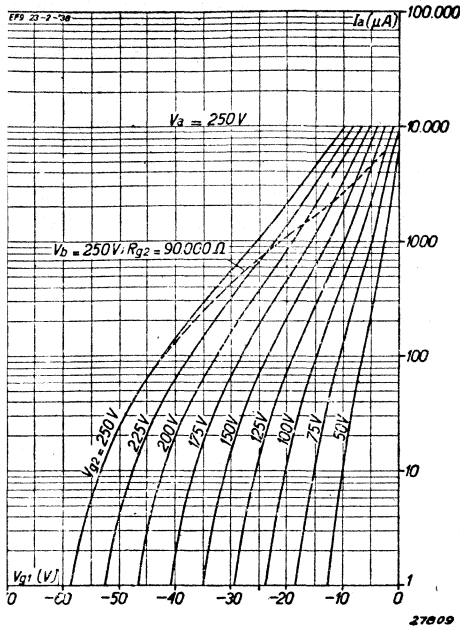


Fig. 73

$I_a - V_{g1}$ -karakteristieken van de buis EF9 met V_{g2} als parameter. De gestippelde kromme stelt het verloop voor van de anodestroom bij regeling van de buis, als het schermrooster wordt gevoed over $90\,000\ \Omega$, bij een voedingsspanning van $250\ V$.

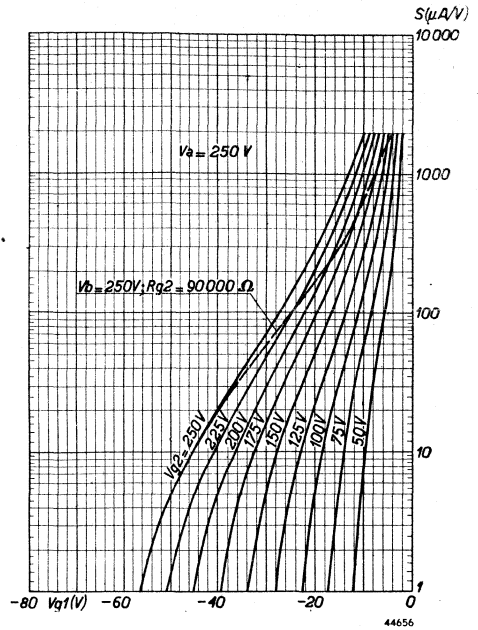


Fig. 74

Steilheid van de buis EF9 als functie van de negatieve roosterspanning, met V_{g2} als parameter. De gestippelde kromme stelt het verloop voor van de steilheid, bij regeling van de buis, indien het schermrooster wordt gevoed over $90\,000\ \Omega$, uitgaande van $250\ V$ als voedingsspanning.

EF9, die ook voor regeling in L.F. versterkingsinstallaties zeer geschikt is, indien het te regelen signaal niet te gering is.

De verbetering die bij de EF9 door het gebruik van de meelopende schermroosterspanning ten opzichte van de EF5 met vaste schermroosterspanning is bereikt, blijkt uit de volgende vergelijking; waarbij de vervorming in beide gevallen even groot is gesteld.

De EF9 heeft bij $-2,5\ V$ negatieve roosterspanning en $100\ V$ schermroosterspanning, in ongeregelde toestand een anodestroom van $6\ mA$ en een steilheid van $2,2\ mA/V$, de EF5 daarentegen bij $V_{g1} = -3\ V$ en $V_{g2} = 100\ V$ een anodestroom van $8\ mA$ en een steilheid van $1,7\ mA/V$. Bij oplopende schermroosterspanning verschuift de $I_a - V_{g1}$ -karakteristiek naar links; indien de karakteristiek in ongeregelde toestand een korte staart heeft, wordt deze bij toenemende schermroosterspanning steeds groter; de logarithmische $I_a - V_{g1}$ -karakteristieken voor verschillende schermroosterspanningen in fig. 73 bevestigen dit feit.

Bij een voedingspanning van $250\ V$ moet de schermrooster-serieweerstand $90\,000\ \Omega$ bedragen, om in ongeregelde toestand een schermrooster-

spanning van 100 V te verkrijgen. Daar bij elke negatieve roosterspanning een andere schermroosterspanning behoort, wordt het anodestroomverloop als functie van de roosterspanning voorgesteld door de gestipelde kromme. Een rooster-wisselspanning beïnvloedt de schermroosterspanning echter niet, daar het schermrooster door een condensator wordt ontkoppeld, zodat in dit geval de anodestroom verandert overeenkomstig de I_a-V_{g1} -karakteristiek, die bij de desbetreffende negatieve roosterspanning behoort.

Volgens fig. 73 bedraagt de schermroosterspanning, bij 12,5 V negatieve roosterspanning, 175 V, zodat voor deze negatieve spanning de I_a-V_{g1} -karakteristiek geldt bij $V_{g2} = 175$ V.

Bij andere waarden van de voedingsspanning moet de schermroosterweerstand overeenkomstig worden gewijzigd; het regelverloop wordt dan ook anders. Zo zal bij 200 V voedingsspanning (bijv. bij G/W toestellen) een waarde van 60 000 Ω nodig zijn, om in ongeregelde toestand een schermroosterspanning van 100 V te verkrijgen. De anodestroom zal daardoor sneller afnemen. Bij 100 V voedingsspanning komt het principe van de meelopende schermroosterspanning niet meer in aanmerking, en de buis wordt dan met vaste schermroosterspanning gebruikt.

De gegevens voor de EF9 zijn verder als volgt:

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding: indirect, met gelijk- of wisselstroom; parallel- of serievoeding.

Gloeispanning	$V_f = 6,3$	V
Gloeistroom	$I_f = 0,200$	A

Capaciteiten

$C_{ag1} = 0,002$	pF
$C_{g1} = 5,5$	pF
$C_a = 7,2$	pF

Grenswaarden

Max. anodespanning in koude toestand	V_{a0}	= max. 550 V
Max. anodespanning	V_a^{max}	= max. 300 V
Max. anodedissipatie	W_a	= max. 1,8 W
Max. schermroosterspanning in koude toestand	V_{g20}	= max. 550 V
Max. schermroosterspanning bij $I_a = 6$ mA	V_{g2}	= max. 125 V
Max. schermroosterspanning bij $I_a = 3$ mA	V_{g2}	= max. 300 V
Max. schermroosterdissipatie	W_{g2}	= max. 0,3 W
Max. toelaatbare waarde van de schermroosterstroom ($I_a = 6$ mA, $V_{g2} = 100$ V)	I_{g2}	= max. 2,0 mA
Min. waarde van de schermroosterstroom ($I_a = 6$ mA, $V_{g2} = 100$ V)	I_{g2}	= min. 1,2 mA
Max. kathodestroom	I_k	= max. 10 mA

Beginpunt van roosterstroom V_{g1} ($I_{g1} = + 0,3 \mu A$)	V_{g1}	= max. — 1,3 V
Max. waarde v. d. weerstand tussen rooster en kathode	R_{g1k}	= max. 3 M Ω
Max. waarde v. d. weerstand tussen gloeidraad en kathode	E_{fk}	= max 20 000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode (gelijkspanning of effectieve waarde v. d. wisselspanning)	V_{fk}	= max. 100 V

Voor de gegevens als L.F. versterkbuis met weerstandskoppeling, zie de tabel op blz. 114.

De versterking van de EF 9 kan zowel met de hand als automatisch worden geregeld. De verwarmingstijd van de buis is zeer kort. De kathode

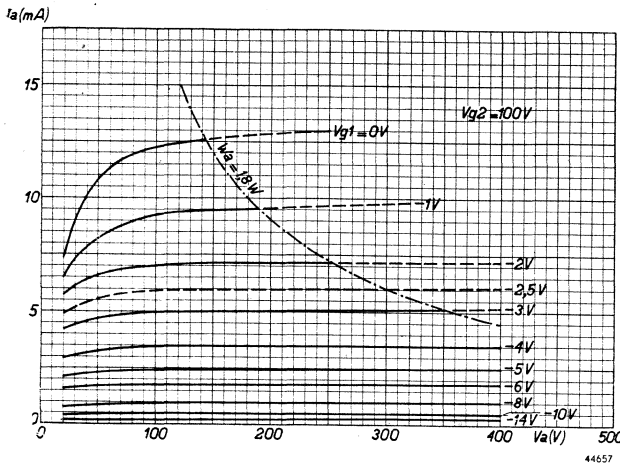
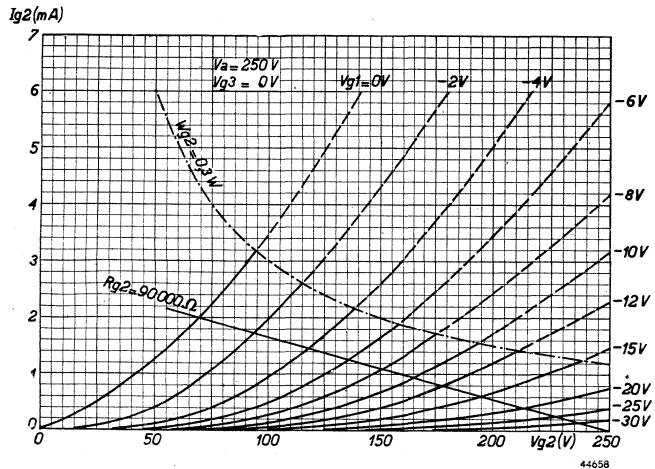


Fig. 75
Anodestroom van de buis EF 9 als functie van de anodespanning, voor verschillende negatieve roosterspanningen en een vaste schermroosterspanning van 100 V.

Fig. 76
Schermroosterstroom van de buis EF 9 als functie van de schermroosterspanning, bij verschillende stuurroosterspanningen.



DYNAMISCHE GEGEVENS voor gebruik van de penthode EF 9 als L.F. versterker met weerstandskoppeling en regelbare versterking.

(Voor gebruik in versterkers met wisselstroomvoeding).

Spanning v. d. voedingsbron	Koppelweerstand in de anodeleiding	Serieweerstand in de schermroosterleiding	Kathodeweerstand	Regelspanning op het stuurrooster	Anode-stroom	Schermroosterstroom	Afgegeven wisselspanning	Wissel-sp. op het stuurrooster bij de opgegeven waarde van V_{oeff}	Spanningsversterking	Totale versterking
V_b (V)	R_a (M Ω)	R_{g2} (M Ω)	R_k (Ω)	V_R (V)	I_a (mA)	I_{g2} (mA)	V_{oeff} (V)	V_{ieff} (V)	$\frac{V_o}{V_i}$	d_{tot} (%)
250	0,2	0,9	1750	0	0,87	0,26	3	0,028	106	0,8
250	0,2	0,8	1750	— 5	0,69	0,21	3	0,075	40	0,8
250	0,2	0,8	1750	—10	0,55	0,17	3	0,13	23	1,1
250	0,2	0,8	1750	—18	0,37	0,11	3	0,27	11,6	1,5
250	0,2	0,8	1750	—25	0,17	0,05	3	0,45	6,7	2,7
250	0,2	0,8	1750	0	0,87	0,26	5	0,047	106	2,4
250	0,2	0,8	1750	— 5	0,69	0,21	5	0,125	40	2,4
250	0,2	0,8	1750	—10	0,55	0,17	5	0,22	23	1,9
250	0,2	0,8	1750	—18	0,37	0,11	5	0,42	11,6	2,4
250	0,2	0,8	1750	—25	0,17	0,0	5	0,7	6,7	4,4
250	0,2	0,8	1750	0	0,87	0,26	10	0,094	106	2,7
250	0,2	0,8	1750	— 5	0,69	0,21	10	0,25	40	2,7
250	0,2	0,8	1750	—10	0,55	0,17	10	0,43	23	3,7
250	0,2	0,8	1750	—18	0,37	0,11	10	0,86	11,6	4,8
250	0,2	0,8	1750	—25	0,17	0,05	10	1,46	6,7	8,8
250	0,1	0,4	1000	0	1,6	0,45	3	0,035	85	0,8
250	0,1	0,4	1000	— 5	1,22	0,36	3	0,083	36	0,8
250	0,1	0,4	1000	—10	0,92	0,28	3	0,15	20	1,2
250	0,1	0,4	1000	—18	0,57	0,18	3	0,33	9,2	1,8
250	0,1	0,4	1000	—25	0,36	0,11	3	0,55	5,5	2,8
250	0,1	0,4	1000	0	1,6	0,45	5	0,059	85	1,3
250	0,1	0,4	1000	— 5	1,22	0,36	5	0,14	36	1,4
250	0,1	0,4	1000	—10	0,92	0,28	5	0,25	20	2,1
250	0,1	0,4	1000	—18	0,57	0,18	5	0,55	9,2	3,1
250	0,1	0,4	1000	—25	0,36	0,11	5	0,91	5,5	4,8
250	0,1	0,4	1000	0	1,6	0,45	10	0,118	85	2,5
250	0,1	0,4	1000	— 5	1,22	0,35	10	0,28	36	2,7
250	0,1	0,4	1000	—10	0,92	0,28	10	0,49	20	4,1
250	0,1	0,4	1000	—10	0,57	0,18	10	1,08	9,2	6,1
250	0,1	0,4	1000	—25	0,36	0,11	10	1,83	5,5	9,5

Verklaring

De opgegeven spanningsversterking geldt voor het geval, dat het roosteriek van de volgende buis een waarde heeft van 0,7 M Ω . De regelspanning op het stuurrooster mag niet met de negatieve roosterspanning worden verwisseld; deze bestaat uit de regelspanning, vermeerderd met de spanningsval in de kathodeweerstand.

isolatie is berekend op spanningen tot 100 V gelijkspanning of effectieve waarde van de wisselspanning. Deze spanning mag in geen geval worden overschreden.

Indien het ingangssignaal zeer laag is, zoals bijv. het geval is bij microfoonversterkers voor kristal- of bandmicrofoons (zie XI § 5 en § 6), kan men beter de EF 9 niet gebruiken, omdat het storingsniveau in dat geval aan de hoge kant is. Men heeft voor dit doel speciale voorversterkbuisen ontwikkeld, bij gebruik waarvan de brom, de ruis en het microfonisch effect tot een minimum zijn gereduceerd. Een typisch voorbeeld van zulk een buis is de Philips' microfoon-voorversterk-penthode CF 50.

De voorversterk-penthode CF 50

De buis kan zodanig worden ingesteld, dat een ca. 300-voudige spanningsversterking wordt verkregen, waarbij dan een wisselspanning met een effectieve waarde van 3 V bij een vervorming van minder dan 1% kan worden afgegeven. Het is eveneens mogelijk, de buis zó in te stellen, dat de versterking tussen 395-voudig en ca. 45-voudig kan worden geregeld; bij een afgegeven spanning van 0,1 V zal de vervorming dan minder dan 0,4% bedragen. Een dergelijke regelbaarheid is mogelijk door het feit, dat de ingangssignalen die bij zulke toepassingen optreden, uiterst klein zijn. In de tabellen op blz. 118 en 119 zijn de verschillende mogelijkheden om de buizen in te stellen, duidelijk aangegeven.

In verband met het feit, dat deze buis speciaal als eerste versterkbuis voor zeer kleine signalen is ontworpen, moet men ook bijzondere voorzorgen nemen om het

brommen tegen te gaan, aangezien het bromniveau anders al gauw van dezelfde orde van grootte dreigt te worden als het niveau van het ingangssignaal. Daarom is de gloeidraad van deze buis bifilair uitgevoerd, zodat het uitwendige magnetische veld zeer zwak is. Aangezien dit veld evenredig is met de stroomsterkte, heeft men de gloeistroom zeer laag gehouden, nl. 200 mA. Hierdoor kon worden bereikt, dat practisch geen uitwendig magnetisch veld aanwezig is.

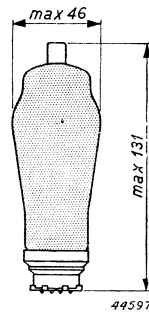


Fig. 77
Afmetingen in mm van de microfoon-voorversterk-penthode CF 50.

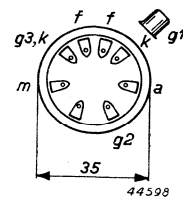
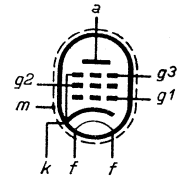


Fig. 78a en b
Rangschikking van de electroden en buisvoetaansluitingen van de buis CF 50.

Om bij deze gloeistroom voldoende emissie van de kathode te verkrijgen,

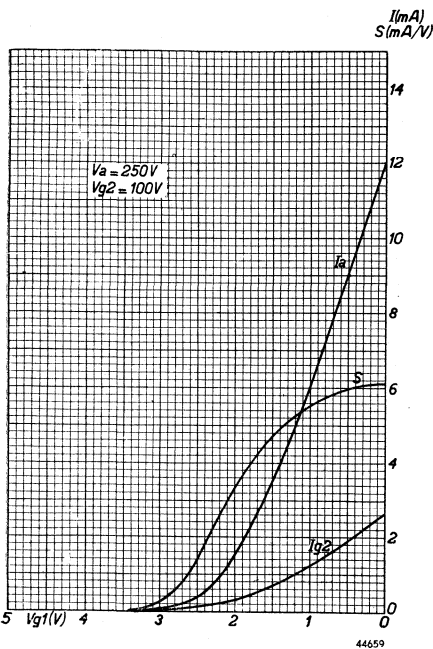


Fig. 79

Anodestroom I_a , schermroosterstroom I_{q2} en steilheid S als functie van de negatieve roosterspanning V_{g1} , bij $V_a = 250$ V en $V_{g2} = 100$ V.

was men gedwongen de gloeispanning op 30 V te brengen. Het resultaat van de genoemde maatregelen is dat, bij een roosterimpedantie van $0,5$ M Ω , de met de brom van rooster en anode overeenkomende spanning op het rooster kleiner is dan 1 μ V. Neemt men in aanmerking dat de spanning die door de microfoon wordt geleverd in de orde van grootte van 1 mV ligt, dan blijkt duidelijk dat het bromniveau wel zeer laag is. In een niet afgevlakte kathodeweerstand wordt een bromspanning van ca. 20 μ V geïnduceerd.

De aequivalente ruisweerstand van de buis CF 50 bedraagt 2500 Ω . Bij een bandbreedte van 10 000 Hz komt dit overeen met een ruisspanning aan het rooster met een effectieve waarde van $0,7$ μ V. Ook deze waarde kan als zeer laag worden beschouwd ten opzichte van de aan het rooster

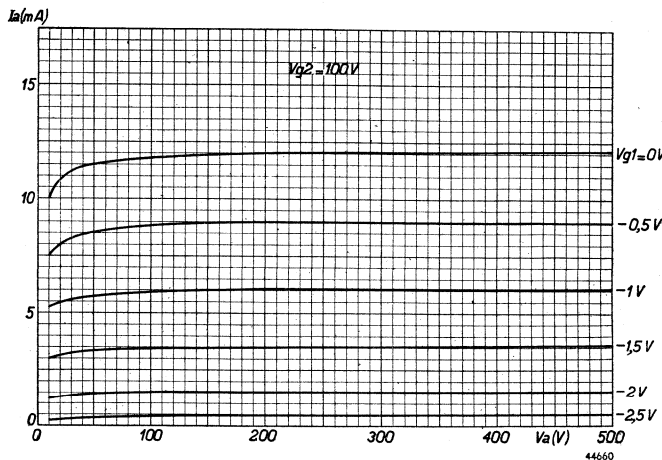


Fig. 80

Anodestroom als functie van de anodespanning voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij een schermroosterspanning van 100 V.

toegevoerde spanningen. De aequivalente ruisweerstand wekt zelfs de indruk nodeloos laag te zijn, in vergelijking met de meestal gebruikelijke waarde van het roosterlek. Men moet echter in aanmerking nemen, dat kristalmicrofoons een uitgesproken capaciteef karakter hebben, zodat de ruisweerstand van de microfoon over het grootste gedeelte van het frequentiegebied belangrijk lager ligt dan de afsluitweerstand die op

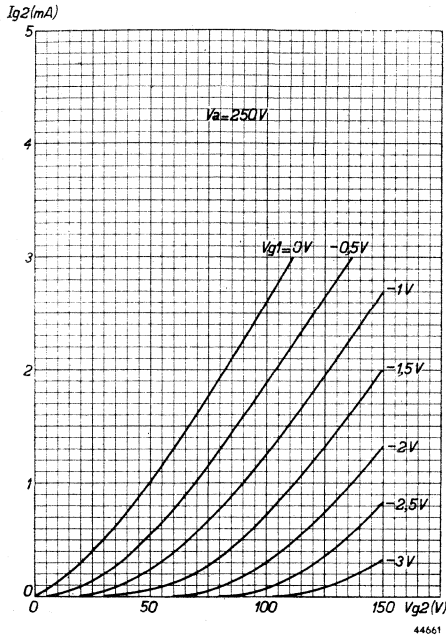


Fig. 81

Schermroosterstroom als functie van de schermroosterspanning voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij een anodespanning van 250 V.

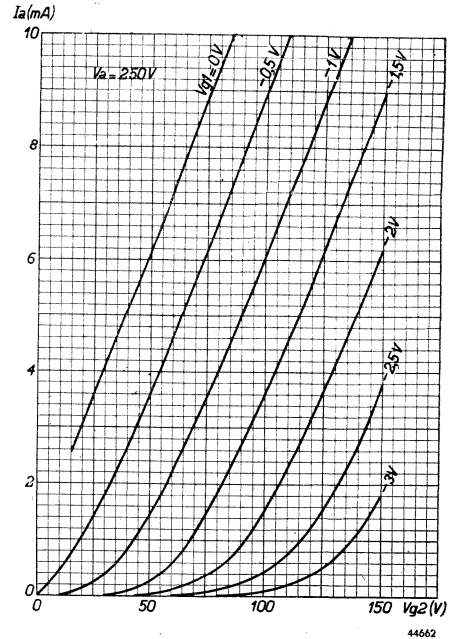


Fig. 82

Anodestroom als functie van de schermroosterspanning voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij een anodespanning van 250 V.

de weergave van een betrekkelijk smal gebied van lage frequenties is gebaseerd. De lage waarde van de aequivalente ruisweerstand van de buis CF 50 is door de grote steilheid bij een lage anodestroom verkregen ($S = 3,3$ mA/V, $I_a = 1,5$ mA). Ten slotte zij nog vermeld, dat het microfonisch effect door een speciale constructie sterk is verminderd. Zo wordt het electrodensysteem gesteund door dubbele micaplaatjes. De CF 50 is zodoende bij uitstek geschikt voor gebruik als eerste versterkbuis in een gevoelige versterker, en wel in het bijzonder door de lage ruisweerstand, indien de te versterken spanning afkomstig is van een voedingsbron met betrekkelijk lage ruisweerstand.

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding: indirect, met wissel- of gelijkstroom; parallel- of serievoeding

Gloeispanning $V_f = 30 \text{ V}$
 Gloeistroom $I_f = 0,200 \text{ A}$.

Capaciteiten

$C_{ag1} = 0,03 \text{ pF}$
 $C_{g1} = 3 \text{ pF}$
 $C_a = 4,5 \text{ pF}$

Statische gegevens

Anodespanning $V_a = 100 \text{ V} \quad 250 \text{ V}$
 Schermroosterspanning $V_{g2} = 100 \text{ V} \quad 100 \text{ V}$
 Neg. roosterspanning $V_{g1} = -2 \text{ V} \quad -2 \text{ V}$
 Anodestroom $I_a = 1,5 \text{ mA} \quad 1,5 \text{ mA}$
 Schermroosterstroom $I_{g2} = 0,3 \text{ mA} \quad 0,3 \text{ mA}$
 Steilheid $S = 3,3 \text{ mA/V} \quad 3,3 \text{ mA}$
 Inwendige weerstand $R_i = 2 \text{ M}\Omega \quad 2,5 \text{ M}\Omega$
 Versterkingsfactor van het schermrooster t.o.v.
 het stuurrooster $\mu_{g1g2} = 45 \Omega \quad 45 \Omega$
 Aequivalente ruisweerstand voor het frequen-
 tiegebied 50—10 000 Hz $R_{aeq} = - \quad 2500 \Omega$

Dynamische gegevens

voor gebruik als L.F. versterker met weerstandskoppeling zonder regeling van de versterking (zie fig. 83).

Voedings- spanning	Anode- weerstand	Weerstand in scherm- rooster- leiding	Ka- thode- weerstand	Anode- stroom	Scherm- rooster- stroom	Span- nings- ver- ster- king	Uit- gangs- wissel- span- ning	Totale ver- vor- ming
V_b (V)	R_a (M Ω)	R_{g2} (M Ω)	R_k (Ω)	I_a (mA)	I_{g2} (mA)	V_o/V_i	V_o (V_{eff})	d_{tot} (%)
250	0,3	0,9	2000	0,7	0,18	315	3	1
200	0,3	0,8	3000	0,5	0,15	260	3	1
100	0,3	0,4	7000	0,2	0,07	150	3	1
250	0,2	0,7	1800	0,9	0,22	295	3	1
200	0,2	0,64	2000	0,7	0,18	245	3	1
100	0,2	0,32	5000	0,3	0,09	145	3	1
250	0,1	0,64	800	0,9	0,22	280	3	1
200	0,1	0,56	2200	0,7	0,19	230	3	1
100	0,1	0,22	5000	0,3	0,09	140	3	1

Dynamische gegevens

voor gebruik als L.F. versterker met weerstandskoppeling met regeling van de versterking (zie fig. 83).

Voedings- spanning	Anode- weer- stand	Weer- stand in scherm- rooster- leiding	Neg. rooster- span- ning	Anode- stroom	Scherm- rooster- stroom	Span- nings- ver- ster- king	Uit- gangs- wissel- span- ning	Totale ver- vor- ming
V_b (V)	R_a (M Ω)	R_{g_2} (M Ω)	V_{g_1} (V)	I_a (mA)	I_{g_2} (mA)	V_o/V_i	V_o (V_{eff})	d_{tot} (%)
450	0,3	1,0	— 2	1,3	0,38	395	0,1	0,2
450	0,3	1,0	— 6	0,72	0,18	260	0,1	0,2
450	0,3	1,0	—10	0,22	0,06	90	0,1	0,2
450	0,3	1,0	—11	0,11	0,04	45	0,1	0,4
450	0,3	1,0	—12	0,04	0,02	7	0,1	3
450	0,2	0,8	— 2	1,78	0,44	350	0,1	0,2
450	0,2	0,8	— 6	0,94	0,23	230	0,1	0,2
450	0,2	0,8	—10	0,18	0,05	45	0,1	0,2
450	0,2	0,8	—11	0,08	0,02	20	0,1	0,4
450	0,2	0,8	—12	0,03	0,01	3	0,1	3
450	0,1	0,5	— 2	2,8	0,64	245	0,1	0,2
450	0,1	0,5	— 6	1,5	0,33	180	0,1	0,2
450	0,1	0,5	—10	0,25	0,05	38	0,1	0,3
450	0,1	0,5	—11	0,09	0,02	15	0,1	1,1
450	0,1	0,5	—12	0,03	0,01	3	0,1	5

Grenswaarden

Max. anodespanning in koude toestand	V_{ao}	= max. 550 V
Max. anodespanning bij $I_a = 1,5$ mA	V_a	= max. 250 V
Max. anodespanning bij $I_a = 0,25$ mA	V_a	= max. 450 V
Max. anodedissipatie	W_a	= max. 1 W
Max. schermroosterspanning in koude toestand	$V_{g_{20}}$	= max. 550 V
Max. schermroosterspanning bij $I_a = 1,5$ mA	V_{g_2}	= max. 125 V
Max. schermroosterspanning bij $I_a = 0,25$ mA	V_{g_2}	= max. 450 V
Max. schermroosterdissipatie	W_{g_2}	= max. 0,5 W
Max. kathodestroom	I_k	= max. 10 mA
Grenswaarde van de roosterspanning, waarbij stuur- roosterstroom gaat vloeien	V_{g_1} ($I_{g_1} = + 0,3 \mu A$)	= max. — 1,3 V
Max. uitwendige weerstand tussen stuurrooster en kathode	R_{g_1k}	= max. 3 M Ω
Max. uitwendige weerstand tussen gloeidraad en ka- thode	R_{fk}	= max. 20 000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode	V_{fk}	= max. 100 V

In de laatste tijd heeft men ook hexoden en heptoden voor sterkte-

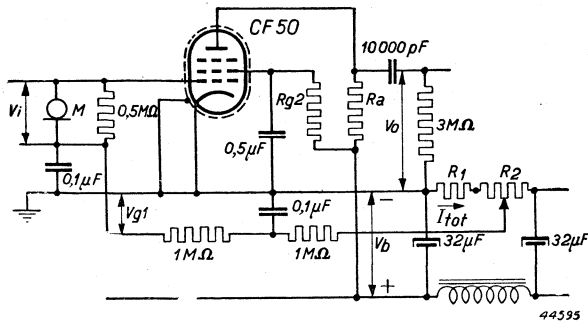


Fig. 83

Principeschema voor toepassing van de buis CF 50 als microfoon-voorversterkbuis.

legt men het signaal aan het 1e stuurrooster en de regelingsspanning aan het 2e stuurrooster. Het voordeel van de hexoden boven de

penthoden is de geringere vervorming en de kleinere vereiste regelspanning. De Philips hexode ECH 4 is een voorbeeld van een dergelijke buis.

Daar men in de hexode nog hinder ondervindt van secundaire emissie, heeft men voor het opheffen daarvan tussen het 4e rooster en de anode nog een vangrooster aangebracht. Men verkrijgt dan de heptode. De Philips heptode ECH 21 is hiervan een voorbeeld.

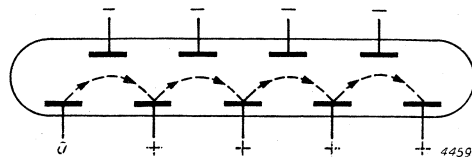


Fig. 84

Schematische voorstelling van een secundaire emissiebuis volgens Zworykin.

§ 13. Versterkbuisen met secundaire emissie

Zoals in § 2,43 in verband met de penthode en in § 12 met betrekking tot de hexode is opgemerkt, heeft het optreden van secundaire electronen over het algemeen een nadelige invloed op de werking van versterkbuisen. Men kan echter de secundaire emissie ook gebruiken om gewenste effecten te bereiken, en zo heeft men in de laatste tijd de secundaire emissie benut in de constructie van versterkbuisen met een zeer grote versterking.

Voor de ontwikkeling van deze buizen was het in de eerste plaats nodig het oppervlak van de electrode, die voor de secundaire emissie bestemd is, te bedekken met een stof die zich onderscheidt door een hoge secundaire-emissiefactor δ , d.i. het gemiddelde aantal van de door een primair electron vrijgemaakte secundaire electronen. Het aantal

secundaire electronen neemt toe met de snelheid waarmee het primaire electron de electrode treft, m.a.w. δ neemt toe met het potentiaalverschil dat het primaire electron doorlopen heeft. Men maakt veel gebruik van electroden van molybdeen die bedekt zijn met een laag caesium, waarbij $\delta = 5$ tot 6 bij een potentiaalverschil van 150 V.

Vergelijkt men twee buizen die dezelfde kathode, hetzelfde stuurrooster en dezelfde anode hebben, en waarvan de ene met, de andere zonder secundaire emissie werkt, dan is, bij gelijke anodestroom, de steilheid van de buis met secundaire emissie het grootst. Stelt men de verhouding tussen de steilheid van de buis met secundaire emissie en die zonder secundaire emissie gelijk aan $\delta^{1/k}$, dan is k een factor die door de constructie van de buis en door de anodespanning wordt bepaald.

De factor k bedraagt in de praktijk bijv. 1,6. Is $\delta = 5$, dan is in dit geval $\delta^{1/k} = 5^{0,6} = 2,6$.

Fig. 84 toont schematisch een secundaire-emissiebuis volgens Zworykin, die van een fotokathode is voorzien.

De primaire electronen, die uit de kathode foto-electrisch worden vrijgemaakt, treffen de eerste anode, en maken daar een groter aantal secundaire electronen vrij, die naar de tweede anode gaan; daar wordt een nog groter aantal secundaire electronen vrijgemaakt, enz. Er ontwikkelt zich op deze wijze een lawine van electronen, en men kan aldus een zeer grote versterking van bijv. 100 000 bereiken.

Voor het gebruik in de L.F.-versterkingstechniek heeft men secundaire emissiebuisen ontwikkeld, die op een penthode gelijken. De Philips secundaire emissiebuis EEP 1 is daarvan een typisch voorbeeld.

In fig. 87 is de constructie van deze buis schematisch weergegeven.

De werking van deze buis is als volgt: De electronen worden van een indirect verhitte kathode k_1 weggetrokken door een op een positieve spanning (150 V) gebracht schermrooster g_2 . Door de mazen van dit schermrooster bewegen zich de primaire electronen naar de secundaire-emissiekathode k_2 . De vrijgemaakte secundaire electronen gaan naar de anode, die op een hogere spanning (250 V) is gebracht.

In moderne versterkers wordt de EEP 1 gebruikt om het aantal voor-

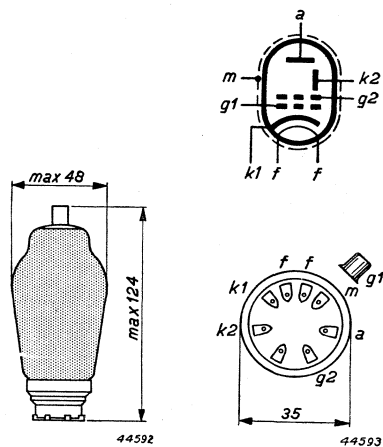


Fig. 85

Afmetingen in mm van de secundaire emissiebuis EEP 1.

Fig. 86

Rangschikking van de electroden en aansluitingen van de buisvoet.

versterkbuisen te verkleinen en de versterkingsvermindering, die door tegenkoppeling (zie V § 4) optreedt, op te heffen. Een belangrijk voordeel van deze buis is voorts, dat ze tevens kan dienen als fase-omkeerbuis voor het voeden van een balanseindtrap. In hfdst. III § 8 wordt hierop nader ingegaan. Wat het gebruik van de EEP 1 betreft kan nog het volgende worden opgemerkt:

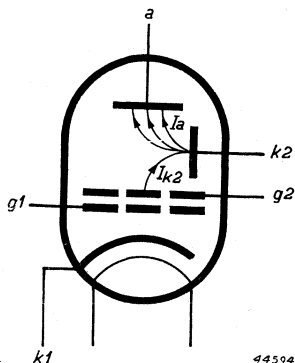


Fig. 87

Schematische voorstelling van het electrodensysteem van de secundaire emissiebuis. De primaire electroden die de kathode k_1 verlaten, worden naar de secundaire emissiekathode k_2 afgebogen. De uit deze kathode vrij gemaakte secundaire electronen gaan naar de anode. De pijl geeft de bewegingsrichting van de electronen aan; deze richting is tegengesteld aan de stroom in een normale ontvangbuis.

Vanwege haar grote steilheid moet de EEP 1 uitsluitend met automatische negatieve roosterspanning worden gebruikt. Normaal wordt deze spanning opgewekt in een kathodeweerstand. De waarde van deze weerstand wordt dan zo gekozen, dat de spanningsval juist overeenkomt met de vereiste negatieve roosterspanning. Het werkpunt A stelt zich dan in op het snijpunt van de lijn OA met de karakteristiek (zie fig. 88). Een kleine verschuiving van de karakteristiek heeft bij normale buizen slechts een geringe toe- of afneming van de anodestroom tot gevolg. Bij de EEP 1 zouden verschuivingen van de karakteristiek wegens de grote steilheid resulteren in een veel grotere variatie van de anode-

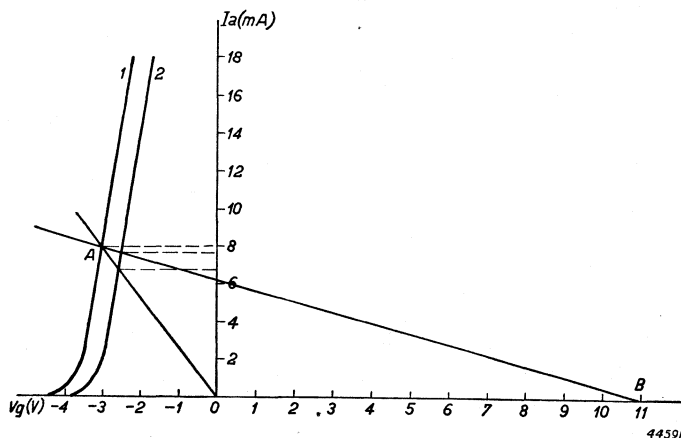


Fig. 88

Eenvoudige voorstelling van de invloed van de kathodeweerstand op de constantheid van de kathodestroom. Hoe vlakker de weerstandslijn OA verloopt, des te beter zal de automatische regeling van de kathodestroom zijn.

stroom. Daar de normale kathodeweerstand vrij klein zou zijn en dus slechts in geringe mate zou compenseren, zijn bijzondere maatregelen noodzakelijk. Een betere automatische regeling van de kathodestroom ware mogelijk, indien in fig. 88 de lijn AO een minder steil verloop had. Dit kan worden verkregen door een grotere kathodeweerstand te kiezen, daar de helling van de lijn wordt bepaald door het quotiënt van de kathodespanning en de kathodestroom. Daar nu de negatieve rooster-spanning te hoog zou worden, moet tevens aan het rooster een positieve spanning worden toegevoerd. In fig. 88 is deze spanning voorgesteld door OB . Wordt vanuit punt B de nieuwe lijn getrokken, dan wordt hiermede inderdaad weer de totale negatieve roosterspanning verkregen als functie van de kathodestroom, waarbij dan tevens blijkt, dat de zo ingestelde kathodestroom, die door het snijpunt met de karakteristiek wordt aangeduid, niet veel van de gemiddelde waarde kan afwijken. (Op blz 153 en in fig. 123 vindt men hoe dit in de praktijk wordt verkregen).

Gegevens van de buis EEP 1

Gloeidraadgegevens

Gloeidraadvoeding: indirect, met gelijk- of wisselstroom: parallelvoeding.

Gloeispanning $V_f = 6,3 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 0,6 \text{ A}$

Capaciteiten

$$C_{k2g1} < 0,006 \text{ F}$$

$$C_{k2g1} < 0,001 \text{ F}$$

Statische gegevens

Anodespanning $V_a = 250 \text{ V}$

Scherorroosterspanning $V_{g2} = 150 \text{ V}$

Spanning aan de sec. emissiekathode $V_{k2} = 150 \text{ V}$

Negatieve roosterspanning $V_{g1} = -2,5 \text{ V}$

Anodestroom $I_a = 8 \text{ mA}$

Scherorroosterstroom $I_{g2} = 0,45 \text{ mA}$

Stroom naar de sec. emissiekathode $I_{k2} = -6,5 \text{ mA}$

Steilheid $S = 17 \text{ mA/V}$

Inwendige weerstand $R_i = 50\,000 \text{ } \Omega$

Dynamische gegevens

voor gebruik als voorversterker en fase-omkeerbuis voor balanstrappen (vergelijk fig. 123).

Voedingsspanning	V_b	=	400 V	500 V
Weerstand	R_1	=	26 000 Ω	26 000 Ω
Weerstand	R_2	=	208 000	208 000
Weerstand	R_3	=	29 000	29 000
Weerstand	R_4	=	85 000	105 000
Weerstand	R_5	=	30 000	30 000
Weerstand	R_6	=	9 000	9 000
Kathodeweerstand	R_7	=	6 900	6 000

Uitgangswisselspanning per rooster v. d.

eindtrap	$V_o(eff)$	=	10 V	30 V	10 V	30 V
Ingangswisselspanning	$V_i(eff)$	=	34	114	31	96 mV
Versterking van het rooster van de EEP I tot het rooster van de eindtrap	V_o/V_i	=	300	265	325	315
Totale vervorming	d_{tot}	=	1,4%	4,6%	0,9%	3,2%

Grensvoorwaarden

Max. anodespanning in koude toestand	V_{a0}	=	max. 700 V
Max. anodespanning	V_a	=	max. 400 V
Max. constante anodedissipatie	W_a	=	max. 2 W
Max. schermroosterspanning in koude toestand	V_{g20}	=	max. 400 V
Max. schermroosterspanning	V_{g2}	=	max. 150 V
Max. constante schermroosterdissipatie	W_{g2}	=	max. 0,1 W
Max. spanning in koude toestand aan de sec. emissiekathode	V_{g20}	=	max. 400 V
Max. spanning aan de sec. emissiekathode	V_{k2}	=	max. 200 V
Max. constante dissipatie v. d. sec. emissiekathode	W_{k2}	=	max. 2 W
Max. primaire kathodestroom	I_{kl}	=	max. 10 mA
Grenswaarde voor het optreden van roosterstroom	$V_{g1} (I_{g1} + 0,3 \mu A)$	=	max. -1,3V
Max. weerstand tussen rooster en kathode	R_{g1k}	=	max. 0,7 M Ω
Max. weerstand tussen gloeidraad en kathode	R_{jk}	=	max. 20 000 Ω
Max. spanning tussen gloeidraad en kathode (gelijksp. of effectieve waarde v. d. wisselspanning)	V_{fk}	=	max. 50 V

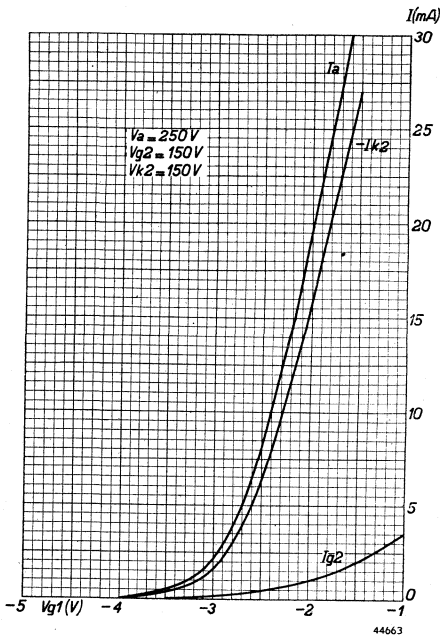
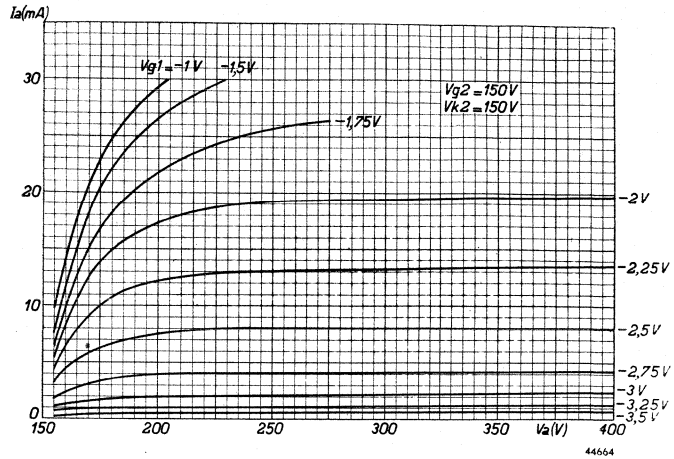


Fig. 89
Anodestroom, schermroosterstroom en stroom van de secundaire emissiekathode als functie van de negatieve roosterspanning bij de buis EEPi.

Fig. 90

Anodestroom als functie van de anodespanning, voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij de buis EEP 1.



-Ik2 (mA)

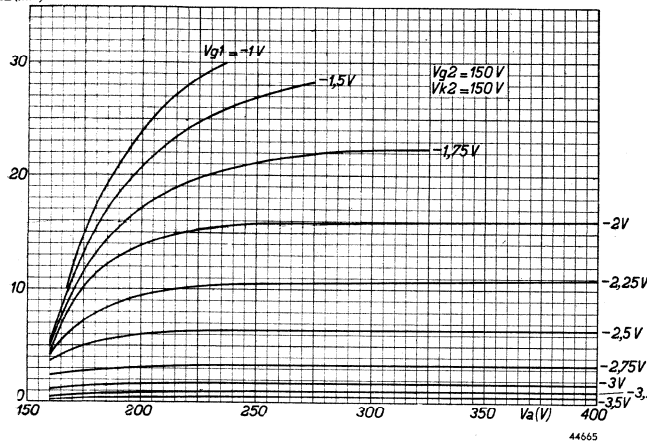
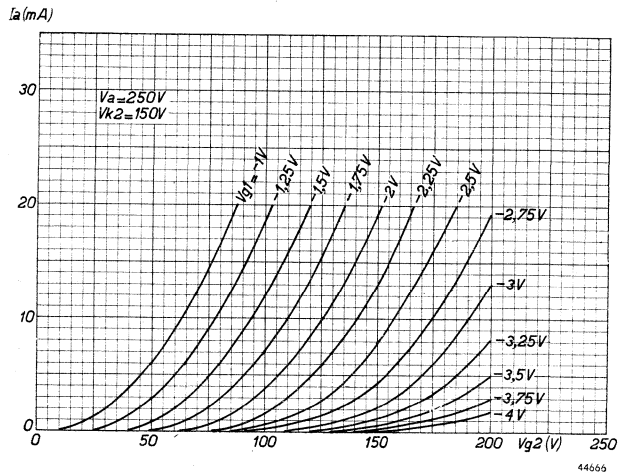


Fig. 91

Stroom van de secundaire emissiekathode als functie van de anodespanning, voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij de buis EEP 1.

Fig. 92

Anodestroom als functie van de schermroosterspanning, voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij de buis EEP 1.



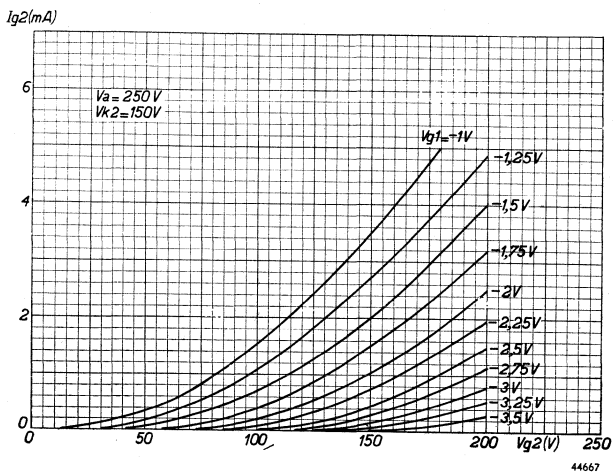


Fig. 93

Schermproosterstroom als functie van de schermroosterspanning, voor verschillende negatieve rooster- spanningen, bij de buis EEP 1.

Fig. 94

Stroom van de secundaire emissiekathode als functie van de schermroosterspanning, voor verschillende negatieve rooster- spanningen, bij de buis EEP 1.

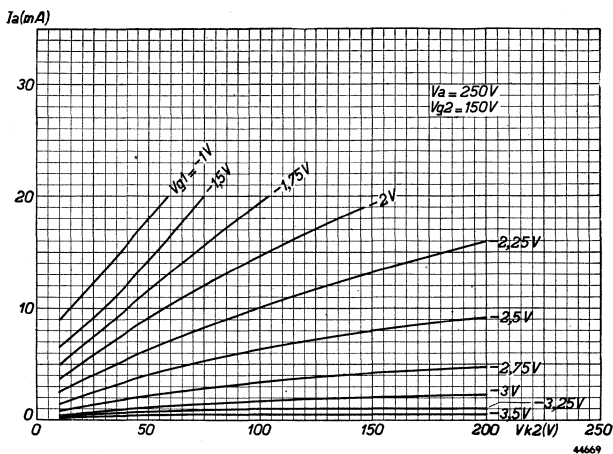
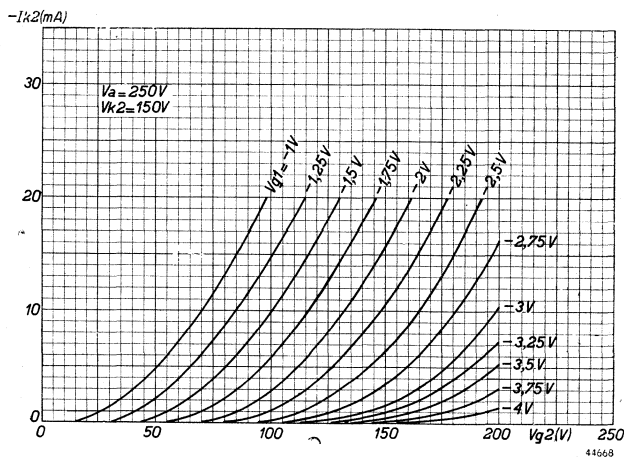


Fig. 95

Anodestroom als functie van de spanning aan de secundaire emissiekathode, voor verschillende negatieve rooster- spanningen, bij de buis EEP 1.

Fig. 96
Schermroosterstroom als functie van de spanning aan de secundaire emissiekathode, voor verschillende negatieve roosterspanningen, bij de buis EEP 1.

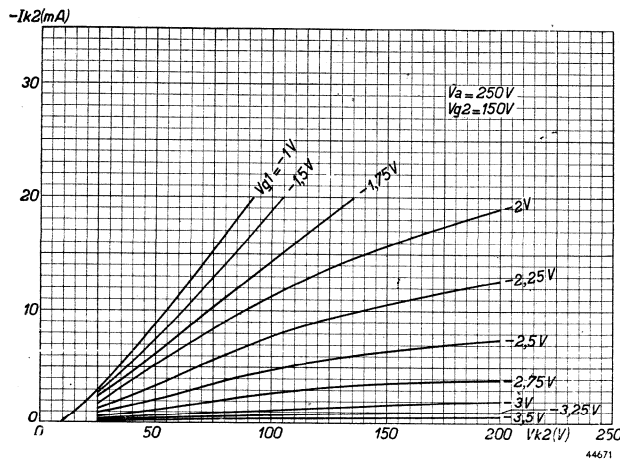
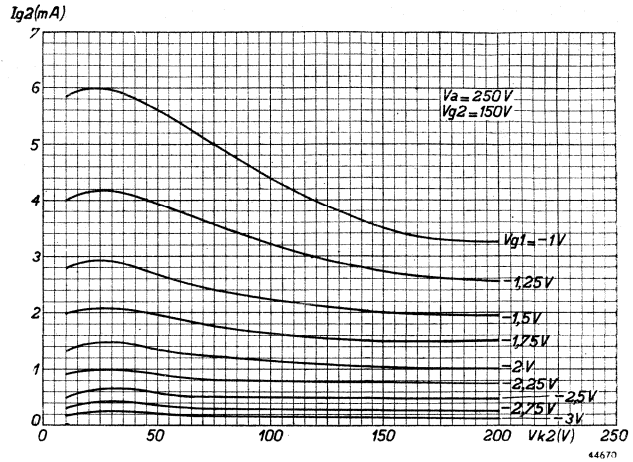


Fig. 97

Stroom naar de secundaire emissiekathode als functie van de spanning aan de secundaire emissiekathode, voor verschillende negatieve roosterspanningen.

LITTERATUUR

§ 1

1. Barkhausen, H. Lehrbuch der Elektronenröhren. Leipzig, S. Hirzel. (1931).
2. Chaffee, E. L. Theory of thermionic vacuum tubes. New-York, Mc. Graw Hill Book Co. (1933).
3. Deketh, J. De grondslagen van de radiobuizentechniek I; Gegevens en schakelingen van moderne ontvang- en versterkerbuizen II; Idem (supplement) III. 3 delen van de „Philips' boekenreeks over electronenbuizen". Amsterdam, Meulenhoff & Co. (1942 en 1943).
4. Möller, H. G. Die Elektronenröhre. Braunschweig. Vieweg (1929).
5. Reich, H. J. Theory and application of electron tubes. New-York, Mc. Graw Hill Book Co. (1939).
6. Rothe, H. & Kleen, W. Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren. Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker. Elektronenröhren als End- und

Senderverstärker. Band 2, 3 en 4 van „Bücherei der H. F. Technik“. Leipzig, Becker & Erler (1940).

7. Strutt, M. J. O. Moderne Mehrgitterröhren. Bd. I. Berlin, Springer (1937).

§ 2

1. v. Ardenne, M. Eine einfache Methode zur Bestimmung der Röhrenkonstanten. Jb. drahtl. Telegr. **34** (1929) H 4, 143—145.
2. Calpine, H. C. Conditions in the anode-screen-space of thermionic valves. Wirel. Engr. **13** (1936) 473—474.
3. Dushman, S. Thermionic emission. Rev. Modern Physics **2** (1930) 381—476. (met vele litteratuuropgaven).
4. Langmuir, I. The effect of space charge and initial velocities on the potential distribution and thermionic current between parallel plane electrodes. Phys. Rev. **21** (1923), 419—435.
5. Miller, J. M. The dependence of the amplification constant and internal plate circuit resistance of a three electrode vacuum tube upon the structural dimensions. Proc. Inst. Radio Engrs. **8** (1920) 64—72.
6. Rukop, H. Die Hochvakuum Eingitterröhre. Jb. drahtl. Telegr. **14** (1919) 110—146.
7. Salzberg, B. & Haeff, A. V. Effects of space charge in the grid anode region of vacuum tubes. R.C.A. Review Jan. (1938) 336—373.
8. Schottky, W. Über Hochvakuumverstärker. Archiv Elektrotechn. **8** (1919) 1—31 en 299—328.
9. Tellegen, B. D. H. De grootte van de emissiestroom in een triode. Physica **5** (1925) 301—315.
10. Terman, F. E. & A. L. Look. Note on variations in the amplification factor of triodes. Proc. I.R.E. **18** (1930) 1044.

§ 3

1. Mourontseff, I. E. & H. N. Kozanowski. Grid temperature as a limiting factor in vacuum tube operation. Proc. Inst. Radio Engrs. **24** (1936) 447—454.
2. Rothe, H. Untersuchungen über den Gitterstromesatzpunkt bei Verstärker-röhren. Telef. Ztg. **13** (1933) H 61, 45—51.

§ 4

1. Jones, T. The measurement of the grid anode capacitance of screen grid valves. J. Inst. El. Engr. **74** (1934) 589—594.
2. Miller, J. M. Dependence of the input impedance of a three electrode vacuum tube upon the load in the plate circuit. Sci. Paper Bur. Standards **15**, (1920) 367—385.
3. Steimel, K. & K. Zimmermann. Röhrenkapazitäten, ihr schaltungstechnischer Einfluss und ihre Messung. Telef. Röhre (1937) H. 9, 1—14 en H. 10, 115—127.

§ 5

1. Emersleben, O. Die Abhängigkeit des Verstärkungsgrades von der Röhrenkennlinie. Elektr. Nachr. Techn. **11** (1934) H 8, 297—303.
2. Bell, J. J. W. Davies & B. S. Gossling. High power valves. Jour. I.E.E. **83** (1938) 176—207.

3. Gehrts, A. Die Kennlinie der Elektronenröhren. *Z. techn. Phys.* **13** (1932) 117—122.
4. Heins van der Ven, A. J. Het onderzoek van eindversterkbuizen met behulp van de electronenstraalbuis. *Philips' Techn. T.* **5** (1940) 65—73.
5. Herweg, J. & G. Ulbricht. Über das Verhalten von Schirmgitterröhren bei Anwesenheit von Sekundärelektronen. *Z. Hochfreq. techn.* **41** (1933) 189—194.
6. Jonker, J. L. H. De banen der electronen in meerrooste buizen. *Philips' Techn. T.* **5** (1940) 135—144.
7. Jonker, J. L. H. Stroomverdeling in electronenbuizen. *T. Ned. Rad. Genoot.* **10** (1943) 113—128.
8. Kleen, W. & H. Rothe. Die Verstärkungseigenschaften der H.F.-Penthode. *Telef. Röhre* **7** (1936) 109—131.
9. Pidgeon, H. A. Theory of multi-electrode vacuum tubes. *Bell Syst. techn. Journ.* **14** (1935) 44—84.
10. de Lussanet de la Sablonière, C. J. Die Sekundäremission in Elektronenröhren. namentlich Schirmgitterröhren. *Z. Hochfreq. techn.* **41** (1933) 195—203.
11. de Lussanet de la Sablonière, C. J. Der innere Widerstand von Schirmgitterröhren. *Z. Hochfreq. techn.* **41** (1933) 204—205.
12. Schade, O. H. Beam power tubes. *Proc. Inst. Radio Engrs. N.Y.* **26** (1938) 137—181.
13. Strutt, M. J. O. Moderne electronenbuizen met meer dan één rooster. *Ingenieur* **52** (1937) E 1—7.

§ 6

1. Heins van der Ven, A. J. Afgegeven vermogen en vervorming van eindversterkingsbuizen. *Philips' Techn. T.* **5** (1940) 193—199.
2. Jonker, J. L. H. Penthode and tetrode output valves. *Wirel. Engr.* **16** (1939) 274—286.
3. Kleen, W. Kennlinienfelder, Leistung und Verzerrung von Verstärkerröhren insbesondere Endröhren. *Telef. Röhre* (1934) H 2, 58—71.

§ 7

1. Carter, R. O. The theory of distortion in screen grid valves. *Wirel. Engr.* **9** (1932) 429—438.
2. Clausing, A. Über Klangverzerrung und Klirrfaktoren von Verstärkerröhren. *Veröff. a. d. Gebiet d. Nachr. Techn.* 1931, H. 1, 57.
3. Feldtkeller, R. Durchgriffsverzerrung. *Elektr. Nachr. Techn.* **11** (1934) 403—409.
4. Feldtkeller, R. & W. Jacobi. Nichtlineare Kennlinienfelder. *Telegr. u. Fernspr. techn.* **22** (1933) 198—203.
5. Feldtkeller, R. & W. Wolman. Fastlineare Netzwerke. *Telegr. u. Fernspr. techn.* **20** (1931) 242—248, H. 6, 167—171.
6. Forstmann, A. & E. Schramm. Über Maximalleistungen von Verstärkerröhren. *Jb. drahtl. Telegr.* **32** (1928) 195—199.
7. Gehrts, A. Formverzerrungen durch Verstärkerröhren bei Niederfrequenzverstärkung. *Europ. Fernsprechdienst* 1935, 155—162, H. 40.
8. Heins van der Ven, J. H. Output stage distorsion. Some measurements on different types of output valves. *Wirel. Engr.* **16** (1939) 383—390.

9. Holzwarth, H. Durchgriffsinkonstanz und kubische Verzerrungen bei Ein-gitterröhren. Elektr. Nachr. Techn. **16** (1939) 27—36 en 241—252.
10. Johnson, J. B. & F. B. Llewellyn. Limits to amplification. Electr. Engng. **53** (1934) H 11, 1449—1453.
11. Kammerlohr, J. Der Klirrfaktor von Pentoden. Hochfreq. Techn. **45** (1935) 11—13.
12. Kleen, W. Kennlinienfelder, Leistung und Verzerrung von Verstärkerröhren, insbesondere Endröhren. Telef. Röhre (1934) H. 2, 58—71.
13. Kleen, W. Zum Problem der linearen Kennlinie. Telefunken Röhre (1937) H. 10, 147—156.
14. Kniekamp, H. Die Abweichungen der Verstärkerröhrenkennlinien vom $e^{3/2}$ Gesetz. Telegr. Fernspr. u. Funktechn. **20** (1931) H. 3, 71—76.
15. Kober, C. L. Die Berechnung von nichtlinearen Verzerrungen. Elektr. Nachr. Techn. **13** (1936) 336—340.
16. Verzerrung und Ausgangsleistung bei Endröhren. Philips Mh. Nr. 9 Oct./Nov. (1933) 1—11.

§ 8

1. Bakker, C. J. Current distribution fluctuations in multi-electrode radio valves. Physica **5** (1938) 581—592.
2. de Boer, H. J. Zur Theorie des Schroteffekts. Physikal. Z. **32** (1931) 482—483.
3. Graffunder, W. & H. Rothe. Prinzipielle Untersuchungen über das Klingen von Verstärkerröhren. Telef. Röhre H. 6, 36—57 (1936).
4. Graffunder, W., Das Röhrenrauschen bei Niederfrequenz. Telef. Röhre (1939) H. 15, 41—63.
5. Jacobi, W. & W. S. Pforte. Die Eigengeräusche der Verstärkerröhre und ihre Auswirkungen im Verstärker. Veröff. a. d. Geb. d. Nachr. Techn. **5** (1935) Teil II, 4.
6. Jobst, G. & F. Sammer. Streuelektroden in Verstärkerröhren. Telef. Röhre H. 1, 8—27.
7. Llewellyn, F. B. Discussion on the spontaneous background noise in amplifiers, due to thermal agitation and shot effects. J. Inst. Electr. Engrs. **75** (1934) 395—398.
8. Moullin, E. B. en H. D. M. Ellis. The spontaneous background noise in amplifiers due to thermal agitation and shot effects. J. Inst. Electr. Engrs. **74** (1934) 323—356.
9. Penick, D. B. Measurement and reduction of microphonic noise in vacuum tubes. Bell Syst. Tech. Journ. **13** (1934) 614—633.
10. Percival, W. S. & W. L. Horwood. Background noise produced by valves and circuits. Wirel. Engr. **15** (1938) 128—137 en 202—207.
11. Ziegler, M. De bijdrage van de versterkingsbuizen tot het ruisen van versterkers. Philips' Techn. T. **2** (1937) 329—334.
De oorzaken van het ruisen in versterkers. **2** (1937) 136—141.
Het ruisen van ontvangtoestellen. **3** (1938) 193—201.
12. v. Suchtelen, H. Mikrophoneffekt in H. F. Röhren, Mischröhren und N. F. Röhren. Philips Monatsheft Nr. **28** (1935) 4—16.

§ 9

1. Benjamin, M., C. W. Cosgrove & G. W. Warren. Modern receiving valves; design and manufacture. Journ. Inst. Electr. Engrs. **80** (1937) 401—439.

2. Cath, P. G. Radiobuizen van nieuwe constructie. Ph.T.T. **4** (1939) 170—175.
3. Tromp, Th. P. Technologische problemen bij de constructie van radiobuizen. Philips' Techn. T. **6** (1941) 321—328.

§ 12

1. Chauvierre, M. Remarques sur le contrôle automatique de la sensibilité par lampes a pente variable. L'onde électr. **14** (1935) 809—820.
2. Cocking, W. T. & W. I. G. Page. The advantages of the variable mu valves. Wirel. Wld. **29** (1931) 456—549.
3. Dehlinger, W. Space charge grid tube with variable mu grid. Physics **5** (1934) 173—177.
4. Emersleben, O. Die Abhängigkeit des Verstärkungsgrades von der Röhrenkennlinie. Elektr. Nachr. Techn. **11** (1934) 297—303.
5. Jobst, G. Über den Zusammenhang zwischen Durchgriff und Entladungsgesetz bei Röhren mit veränderlichem Durchgriff. (variable mu). Telefunkenztg. **12** (1931) 29—44, H. 59.
6. Kleen, W. & K. Wilhelm. Über Regelkennlinien. Telef. Röhre (1938) H. **12**, 1—6.
7. Nesslage, C. F., E. W. Herold, W. A. Harris. A new tube for use in superheterodyne frequency conversion systems. Proc. Inst. Radio Engr. **24** (1936) 207—218.
8. Rothe, H. & W. Kleen. Stromverteilung III: Theorie der Mehrgitterröhren. Telef. Röhre H. **6**, 1—23.
9. Scheel, J. E. & F. Marguerre. Zur Theorie der Elektronenröhre mit veränderlichem Durchgriff längs der Systemachse. Arch. Elektrotechn. **28** (1934) 210—233.
10. Steimel, K. Die Grundprincipien der Hexoden. Telef. Ztg. **14** (1933 nr. 65, 33—46.
11. Steinel, K. Die fading hexode. Telef. Ztg. **14** (1935) nr. 65, 41—46.

§ 15

1. Bruining, H. Die Sekundär-Elektronen-Emission fester Körper. Berlin, Springer-Verlag, (1942).
2. Bruining, H. Secundaire electronenemissie. Philips' Techn. T. **3** (1938) 80—87.
3. Bruining, H. Secundaire electronenemissie. Ned. T. Natuurkunde **9** (1942) 1—14.
4. Farnsworth, P. T. New electron multipliers. Wirel. Wld. **38** (1936) 336—338.
5. Jonker, J. L. H. Technische toepassingen van de secundaire emissie. Philips' Techn. T. **3** (1938) 137—143.
6. Rann, W. H. Amplification by secondary electron emission. (met litteratuur-opgave). Jl. Sci. Instr. XVI (1939) 241—254.
7. Wooldridge, D. E. Theory of secondary emission. Phys. Rev. **56** (1939) 562—578.
8. Zworykin, V. K., G. A. Morton & L. Malter. The secondary emission multiplier a new electronic device. Proc. Inst. Radio Engrs. **24** (1936) 351—375.

HOOFDSTUK III

VOORVERSTERKING

§ 1. Inleiding.

De voorversterkbuizen die voor de spanningsversterking dienen, worden in hfdst. II, § 10 uitvoerig beschreven. In hoofdzaak worden trioden en penthoden gebruikt; zowel trioden als penthoden kan men zich voorstellen als een generator met een EMK = μV_g en een inwendige weerstand R_i

$$\begin{aligned}\mu V_g &= I_a (R_i + R_a) && \text{(zie vergl. II-4)} \\ R_a &= \text{belastingsweerstand in de anodekring.}\end{aligned}$$

Het essentiële verschil tussen de triode en de penthode is, dat bij de triode de inwendige weerstand als regel klein is ten opzichte van de belastingsweerstand, zodat de triode bij benadering als een bron van constante spanning kan worden beschouwd; de penthode daarentegen heeft een zeer hoge R_i , die groot is ten opzichte van de belastingsweerstand, zodat men de penthode bij benadering als een bron van constante stroom kan opvatten.

Daar $\mu = S_i R_i$ (zie vergl. II-3), waarin S = de steilheid, kan men voor een penthode, waarbij R_a ten opzichte van R_i te verwaarlozen is, ook schrijven:

$$I_a = S V_g$$

Een ander belangrijk verschil tussen deze beide typen van versterkbuizen is voorts, dat bij de penthode de rooster-anodecapaciteit belangrijk lager is dan bij de triode (zie 61).

De eigenschappen van de versterkbuizen leert men het beste kennen uit hun karakteristieken, waarvan de $I_a - V_g$ en $I_a - V_a$ karakteristieken de belangrijkste zijn. Men maakt daarbij nog onderscheid tussen de statische en de dynamische $I_a - V_g$ karakteristieken (Zie II § 2 en § 4).

Om de uitgangsspanning van een voorgaande op het rooster van een volgende versterkbuis over te brengen, kunnen verschillende schakelingen worden gebruikt. De belangrijkste zijn:

- de gelijkstroomkoppeling § 2,
- de weerstandskoppeling § 3,
- de smoorspoelkoppeling § 4,
- de transformator-koppeling § 5,
- de koppeling met afstamming § 6.

De uitgang van voorversterkers die dienen voor het voeden van eindversterkers, moet in elk opzicht daarop berekend zijn.

Een enkele maal komt het voor dat de eindbuizen bij het gebruik in roosterstroom lopen. De uitgang van de voorversterker moet het daarvoor nodige vermogen kunnen leveren en aan andere speciale eisen voldoen; dit onderwerp wordt in § 7 behandeld.

Een groot percentage van de eindversterkers is in balansschakeling uitgevoerd. De verschillende schakelingen en speciale buizen die voor het voeden van balanseindtrappen worden gebruikt, zijn beschreven in § 8.

§ 2. **Gelijkstroomversterking.**

Voor gelijkstroomversterking kan de eenvoudige schakeling volgens fig. 98 worden gebruikt.

De gelijkspanningsverandering ΔV_g op het rooster van de eerste buis veroorzaakt een blijvende plaatstroomvariatie, waardoor een versterkte spanningsverandering aan R_a wordt veroorzaakt. Deze wordt via de tegenbatterij B op het rooster van de volgende buis overgebracht. B geeft aan dit rooster de vereiste negatieve spanning.

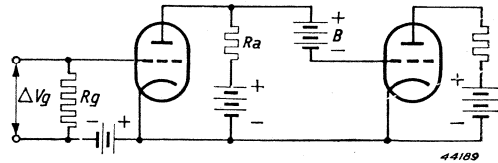


Fig. 98
Principeschema van een gelijkstroomversterker met tegenbatterij B.

De versterking bij deze schakeling is:

$$A = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \dots \dots \dots \text{(III - 1)}$$

Bij gebruik van penthoden, waarvan $R_i \gg R_a$ wordt dit:

$$A = SR_a$$

De schakeling volgens fig. 98 kan in principe ook voor het versterken van wisselspanningen worden gebruikt; in de practijk doet men dit niet, omdat de toepassing van de tegenbatterij een groot bezwaar vormt. Gelijkstroomversterkers worden gebruikt o.a. voor regelingsdoeleinden, voor het meten van zeer kleine spanningen en stromen en voor het registreren van voorbijgaande verschijnselen, bijv. spanningsstoten. Op het gebied van de regeling worden gelijkstroomversterkers o.a. gebruikt voor het constant houden van generatorspanningen, indien slechts zeer geringe spanningsveranderingen toelaatbaar zijn. In de eindtrap worden verscheidene versterkbuizen parallel geschakeld, ten einde de bekrachtigingsstroom naar behoren te regelen; een constantheid van 1⁰/₁₀₀ in de spanning kan met dergelijke regelaars gemakkelijk worden bereikt (litter. II § 2, 18).

De noodzakelijkheid tegenbatterijen te gebruiken is bij al deze toepassingen een bezwaar, omdat de inwendige spanningsveranderingen van deze batterijen door de versterker eveneens versterkt worden; dit bezwaar doet zich vooral gevoelen, indien een hoge versterking van zeer grote constantheid wordt vereist, zodat twee of meer versterktrappen moeten worden gebruikt.

De versterkers voor meetdoeleinden hebben, mede in verband met dit bezwaar, een interessante ontwikkelingsgang doorgemaakt, waarover het volgende moge worden opgemerkt.

Meetversterkers worden gebruikt voor het meten van spanningen en stromen. De te meten stroom zendt men door de weerstand R_g (fig. 98), waardoor de stroommeting in een spanningsmeting overgaat. Daar men zeer kleine stromen wil meten, moet R_g een zo hoog mogelijke waarde hebben en deze eis brengt met zich, dat de roosterstroom uiterst gering moet zijn.

Ook voor het directe meten van spanningen kan dit laatste van belang zijn, nl. ten einde de spanningsbron zo weinig mogelijk te belasten. Men heeft dan ook voor dit doel speciale versterkbuisen ontwikkeld; deze heten *electrometertriodes*. Om te bereiken dat de lekstroom en de ionenstroom naar het rooster zo gering mogelijk zijn, wordt in deze buizen het rooster buitengewoon goed geïsoleerd en worden lage anodespanningen gebruikt. De N.V. Philips fabriceert de electrometertriode type nr. 4060, met een roosterstroom die max. 10^{-14} A bedraagt. De steilheid van deze buis is $28 \mu\text{A/V}$; haar inwendige weerstand bedraagt ca. 55Ω . Door de lage anodespanning is de steilheid gering; men heeft dan ook compensatie-schakelingen gebruikt om de gevoeligheid van de schakeling te verhogen. Een eis is verder, dat het meetinstrument steeds nul aanwijst, indien de te meten grootte nul is, maar dit is practisch zeer moeilijk bereikbaar door het niet constant zijn van de spanningsbronnen, o.a. van de tegenbatterij. Bij het gebruik van meer dan één versterktrap blijft, zoals reeds opgemerkt, dit bezwaar gelden; men heeft dan ook de toevlucht genomen

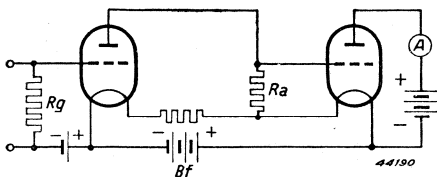


Fig. 99

Principeschema van een gelijkstroomversterker volgens de Loftin-White-schakeling.

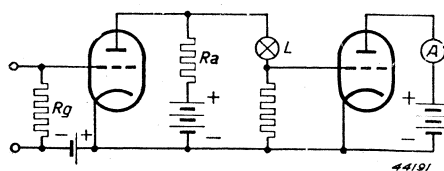


Fig. 100

Principeschema van een gelijkstroomversterker met glimlamp in plaats van met tegenbatterij (volgens Bartels, litter. I § 1, 1, blz. 147).

tot speciale schakelingen, waardoor dit bezwaar wordt opgeheven. Bij de Loftin-White-schakeling volgens fig. 99, is de anode van de eerste buis rechtstreeks met het rooster van de tweede buis verbonden, maar ook bij deze schakeling is de invloed van spanningsveranderingen van de batterijen, bijv. van de batterij B_f , niet geheel uitgeschakeld. Ook kan deze schakeling alleen bij buizen met direct verhitte kathoden worden gebruikt.

Verder heeft men getracht het gebruik van de tegenbatterij te vermijden door gebruik te maken van een glimlamp L , zoals in fig. 100 is weergegeven.

Men heeft dan echter het bezwaar dat de eerste buis de gelijkstroom voor de glimlamp moet leveren, terwijl ook de spanning aan de glimlamp niet volkomen constant is.

Ten slotte is men er toe overgegaan de te meten gelijkspanningsvariatie in wisselspanningen om te zetten, deze te versterken en de versterkte wisselspanningen weer gelijk te richten.

Fig. 101 geeft deze methode in principe weer. De uitgangsspanning voedt het verbruikstoestel M ,

terwijl een gedeelte van deze spanning met een zodanige polariteit naar de ingang wordt teruggevoerd, dat het tegengesteld aan de ingangsspanning is gericht. Men heeft hier een voorbeeld

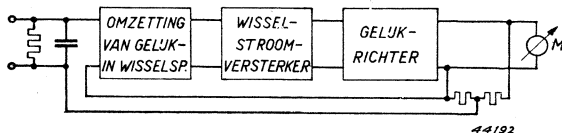


Fig. 101

Schema van een moderne gelijkstroomversterker voor meetdoeleinden met tegenkoppeling en omzetting van gelijk- in wisselspanning.

van de toepassing van de zogenaamde tegenkoppeling, die in hfdst. V uitvoerig wordt beschreven. De tegenkoppeling heeft onder meer het voordeel, dat de invloed van veranderingen in de voedingsspanningen en in de eigenschappen van de buizen op de totale versterking wordt verkleind.

Voor het omzetten van de gelijkspanningsvariaties in wisselspanningen, wordt een wisselspanning toegevoerd die door de gelijkspanningsvariaties wordt gemoduleerd. Er worden daarvoor verschillende schakelingen toegepast, bijv. een brugschakeling met gelijkrichters, ook wel een balansschakeling met hexoden (zie o.a. litter. II § 2, 4, 9 en 10).

§ 3. Weerstandskoppeling.

Bij versterkers met weerstandskoppeling voor wisselspanningsversterking wordt de tegenbatterij B van fig. 98 vervangen door een koppelcondensator tussen de plaatkring van de voorgaande en de roosterkring

van de volgende buis. De schakeling wordt dan zoals in fig. 102 is weer-gegeven.

Met voorlopige verwaarlozing van de uitgangscapaciteit van de eerste buis, rekening houdende met de capaciteit die aan R_g parallel ligt door de ingangscapaciteit van de 2e buis (zie II § 6) en door de bedradingscapaciteit, ontstaat uit fig. 102 het vervangingsschema van fig. 103, waarin de gelijkstroomwaarden zijn weggelaten. Past men op het gedeelte links van AB het

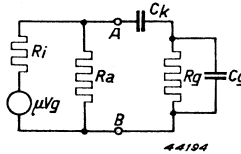


Fig. 103
Vervangingsschema v. de schakeling volgens fig. 102.

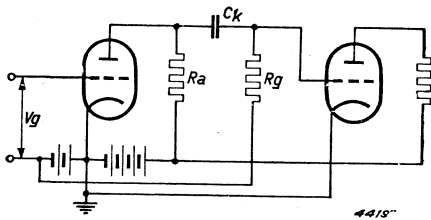


Fig. 102
Principeschema van een voorversterker met weerstandskoppeling.

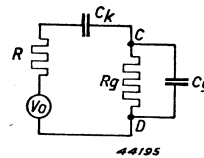


Fig. 104
Vereenvoudigd vervangingsschema van de schakeling volgens fig. 102.

theorema van Thévenin toe, dan ontstaat het vereenvoudigde schema van fig. 104, waarin

$$V_0 = \mu V_g \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \text{ en } R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}.$$

Aan de hand van dit schema kunnen wij de volgende betrekking voor de versterking opstellen:

$$A = \frac{V_{CD}}{v_g} = \frac{I \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}}{V_g}.$$

De stroom in de kring is:

$$I = \frac{V_0}{Z_{\text{totaal}}} = \frac{V_0}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}}$$

zodat

$$A = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}} \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g} \quad (\text{III} - 2)$$

Wij kunnen nu deze betrekking voor A vereenvoudigen door de lage, midden en hoge frequenties elk afzonderlijk te bekijken. Voor de middenfrequenties is $\frac{1}{\omega C_k} \ll R_g$ en $\frac{1}{\omega C_g} \gg R_g$, zodat $1 + j\omega C_g R_g \cong 1$.

Voor het *middengebied* ontstaat derhalve de betrekking:

$$A_{\text{midden}} = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{R_g}{R_g + R}$$

Daar verder als regel $R_g \gg R$, is $N_{\text{midden}} \cong \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a}$.

Voor de zeer lage frequenties (bijv. die beneden 50 Hz) mag men stellen, dat $\frac{1}{\omega C_g} \gg R_g$, dus $1 + j\omega C_g R_g \cong 1$; echter mag $\frac{1}{j\omega C_k}$ niet meer worden verwaarloosd.

$$A_{\text{laag}} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{R/R_g + \frac{1}{j\omega C_k R_g} + 1} \cong \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_k R_g}}$$

Ten slotte mag men voor de hoge frequenties $\frac{1}{j\omega C_k}$ weer verwaarlozen, maar $1 + j\omega C_g R_g$ moet nu in aanmerking worden genomen:

$$A_{\text{hoog}} = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R(1 + j\omega C_g R_g)}{R_g}}$$

Aangezien $R_g \gg R$, is

$$\frac{R(1 + j\omega C_g R_g)}{R_g} \cong j\omega C_g R$$

waaruit volgt:

$$A_{\text{hoog}} = \mu \cdot \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_g R}$$

Resumerende vinden wij dus:

$$A_{\text{midden}} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \dots \dots \dots \quad (\text{III} - 3)$$

$$A_{laag} = A_{midden} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_k R_g}} \dots \dots \dots (III - 4)$$

$$A_{hoog} = A_{midden} \frac{1}{1 + j\omega C_g R} \dots \dots \dots (III - 5)$$

Uit deze betrekkingen kan men gemakkelijk afleiden in welke mate de versterking bij de lage en de hoge frequenties tenopzichte van die bij

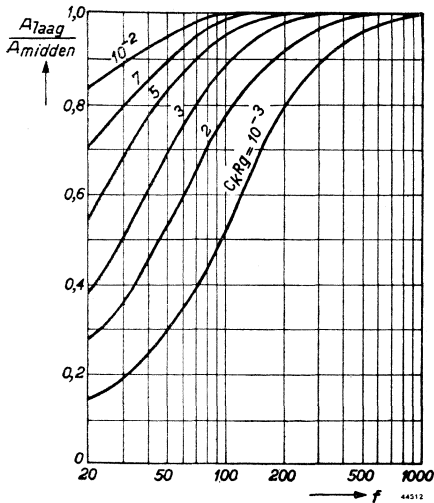


Fig. 105
 Vermindering van de versterking (in absolute waarde) bij de lage frequenties en bij verschillende waarden van het product $C_k R_g$; C_k in F , R in Ω .

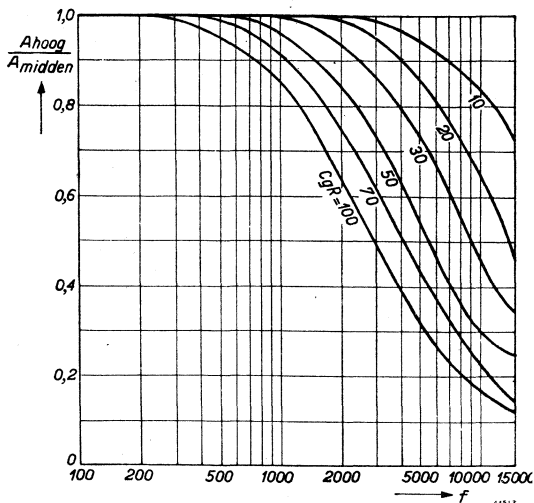


Fig. 106
 Vermindering van de versterking (in absolute waarde) bij de hoge frequenties en bij verschillende waarden van het product $C_g R$; R in $M\Omega$, C_g in pF (volgens Deketh I, litter. II § 1, 3, blz. 477 en 478).

de middenfrequenties daalt. In de fig. 105 en 106 is deze vermindering van de versterking voor verschillende waarden van de producten $C_k R_g$ en $C_g R$ aangegeven.

Wil men een hoge versterking bereiken, dan neemt men een buis met hoge μ en lage R_i en kiest R_a zo hoog mogelijk. Met het laatste kan men niet onbegrensd doorgaan, daar de vereiste anodevoedingsspanning dan te hoog wordt (zie 50). Verder moet men $R_g \gg R$ kiezen; ook hieraan is een grens gesteld: men mag R_g niet te hoog opvoeren, 1e vanwege de optredende roosterstroom (zie II § 3), 2e doordat de condensator C_k een lekstroom doorlaat.

Beide stromen veroorzaken bij te hoge R_g een hinderlijke verschuiving van de roosterspanning.

Een tweede eis die men als regel moet stellen is, dat de versterking

zoveel mogelijk onafhankelijk is van de frequentie. Dit betekent met het oog op de lage frequenties, dat $\frac{1}{\omega C_g R_g} \ll 1$ moet zijn; de capaciteit

van de koppelcondensator moet dus zo groot mogelijk worden genomen, maar hierdoor neemt tevens de prijs en de lekstroom door deze condensator toe, zodat hieraan een praktische grens is gesteld.

Voor het recht doorlopen in de hoge frequenties moet $\omega C_g R \ll 1$ zijn. Daar C_g gegeven is en het verkleinen van R in tegenstelling is met de eis van een voldoende hoge versterking, is ook hier een grens gesteld.

Aan moderne versterkers van hoge kwaliteit wordt wel de eis gesteld, dat de frequentiekaracteristiek van 50 tot 10 000 Hz, niet meer dan 1 dB (ca. 10%) afwijkt. In dit geval betekent dit, dat de versterking bij 50 resp. 10 000 Hz op zijn hoogst ca. 10% mag dalen.

De grootheden C_k , R_g en C_g moeten dus aan de volgende eisen voldoen:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi 50 C_k R_g}\right)^2}} \geq 0,9 \quad \text{en} \quad \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi 10^4 C_g R)^2}} \geq 0,9.$$

Zijn in de versterker meer oorzaken aanwezig, waardoor de lage en de hoge frequenties dalen, zoals bijv. het geval is indien er meer dan één versterktrap is, dan moet men hiermede, zoals vanzelf spreekt, rekening houden en worden de te stellen eisen nog zwaarder.

In oude litteratuur over versterkers vindt men de eis, dat $\omega_1 C_k R_g = 1$ en $\omega_2 C_g R = 1$ is; men noemde dan de frequenties f_1 en f_2 de grensfrequenties van de versterker. Bij deze grensfrequenties is $A_{laag} = A_{hoog} = A_{midden} \cdot 1/\sqrt{2} \cong 0,7 A_{midden}$, de frequentiekaracteristiek wijkt bij f_1 en f_2 derhalve ca. 3 dB af. Voor versterkers van matige kwaliteit is dit nog wel toelaatbaar.

Wij zullen thans de gevonden richtlijnen aan de praktijk toetsen en nemen daartoe als voorbeeld het schema van een weerstandsversterker, met de triode E 499.

Hierbij zij $R_i = 100\,000 \Omega$, $R_a = 0,3 M \Omega$, $R_g = 2 M \Omega$, $C_g = 30 \text{ pF}$, $C_k = 10^4 \text{ pF}$, waaruit men berekent:

$$R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} = 75\,000 \Omega, \text{ dus inderdaad } R_g \gg R$$

$$A_{midden} = \mu \cdot 0,75 \cong 75$$

$$\frac{A_{hoog}}{A_{midden}} \text{ voor } f = 10\,000 \text{ Hz is ongeveer } = 0,99$$

$$\frac{A_{laag}}{A_{midden}} \text{ voor } f = 50 \text{ Hz is ongeveer } = 0,99.$$

De frequentiekaracteristiek is dus zeer goed.

In het algemeen kan men opmerken, dat de frequentiekaracteristiek bij weerstandsversterkers weinig van de horizontale rechte lijn afwijkt, hetgeen vooral in de hoge tonen het geval is.

In een ongunstig geval, bijv. $C_g = 200$ pF, blijkt aan de eis

$$\frac{1}{\sqrt{1 + 3(\omega C_g R)^2}} = 0,9 \text{ te worden voldaan door een frequentie van } 3,4 \cdot 10^4 \text{ Hz!}$$

Van dit ver doorlopen in de hoge frequenties kan men in sommige gevallen last ondervinden; door terugkoppeling kan dit bijv. aanleiding geven tot genereren bij hoge frequenties. Vandaar dat men dikwijls opzettelijk een filter aanbrengt om de hoge frequenties af te snijden; dit filter kan bijv. bestaan uit een RC-kring zoals in fig. 107 is weergegeven.

Wat betreft de ingangscapaciteit C_g moet nog worden opgemerkt, dat deze bij het werken van de 2e buis niet alleen door de „koude” capaciteiten C_{gk} (rooster t.o.v. kathode) en C_{ga} (anode t.o.v. rooster) wordt bepaald, maar dat een extra verhoging ontstaat door de impedantie die in de anodekring aanwezig is (zie II § 6).

Bij het functioneren van de buis wordt de ingangscapaciteit verhoogd tot $C_{dyn} = C_{gk} + C_{ag}(1 + A)$.

In plaats van trioden kan men in weerstandsversterkers ook penthoden gebruiken. Men stelt de penthode bij voorkeur voor als een bron van

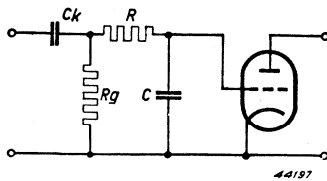


Fig. 107

Ingang van een triode met een RC-filter voor het afsnijden van de hoge frequenties.

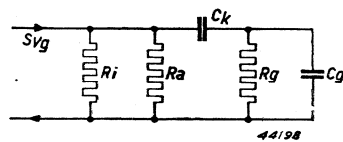


Fig. 108

Vervangingsschema bij weerstandskoppeling met een penthode.

constante stroom = SV_g met een parallel geschakelde impedantie R_i . Het vervangingsschema volgens fig. 103 gaat nu over in het schema van fig. 108.

De betrekking voor de versterking wordt nu:

$$A = SR \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}} \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g} \quad (\text{III } 6)$$

In het middengebied is $A_{midden} = SR$, daar voorts $R_i \gg R_a$ is $R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} \cong R_a$, zodat $A_{midden} = SR_a$.

De versterkingen bij lage en hoge frequenties wijken van A_{midden} op geheel overeenkomstige wijze af als bij gebruik van een triode. Alleen moet men er rekening mede houden, dat — nu $R \cong R_a$, terwijl bij de triode $R \cong R_i(\text{triode})$ en over het algemeen $R_a > R_i(\text{triode})$ is — de invloed van C_g op de hoge frequenties bij de penthode sterker naar voren treedt, de factor $\frac{1}{1 + j\omega C_g R}$ krijgt een lagere waarde. Daartegenover staat, dat met de penthode grotere versterking is te bereiken dan met de triode (zie 45).

In de voorafgaande beschouwingen is verondersteld, dat de spanning op het rooster een constante waarde heeft, die dus niet van de frequentie afhankelijk is, terwijl enkele capaciteiten die in de anodekring optreden, verwaarloosd zijn.

In werkelijkheid wordt het rooster gestuurd door een spanningsbron met een zekere inwendige weerstand, zodat afhankelijkheid van de frequentie bij de spanning op het rooster wèl mogelijk is. Houdt men rekening met de eigenschappen van de roosterkring (II § 6) en met alle buis- en bedradingscapaciteiten, dan ontstaat het complete vervangings-schema volgens fig. 109.

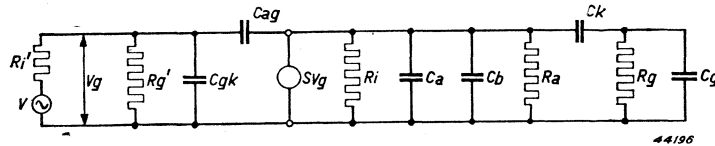


Fig. 109

Compleet vervangings-schema van een voorversterker met weerstandskoppeling.

In vele gevallen is $R_g^1 \gg R_i^1$, zodat men de invloed van R_g^1 op de frequentiearakteristiek mag verwaarlozen.

De roosterspanning V_g is:

$$V_g = \frac{V}{1 + j\omega C_{dyn} R_i^1}$$

Bij voeding door microfoons en grammofoonweergevers is R_i^1 veelal niet hoger dan $10^4 \Omega$; C_{dyn} heeft de hoogste waarde bij trioden, maar ook bij toepassing van trioden blijkt de vermindering van V_g tot 10 000 Hz te verwaarlozen te zijn. Voor het triodegedeelte van de duodiode-triode EBC 3 (zie tabel E) is bijv. bij 10^4 Hz en $R_i^1 = 10^4 \Omega$:

$$C_{dyn} R_i^1 = 2 \pi 10^4 \cdot 28,9 \cdot 10^{-12} \cdot 10^4 \cong 0,018.$$

Alleen in de gevallen waarin R_i^1 hogere waarden verkrijgt, heeft men

dus met de vermindering van V_g bij toenemende frequentie rekening te houden.

Zoals in fig. 109 is aangegeven, treedt voorts in de anodekring, behalve C_g van de tweede versterkbuis, nog op de uitgangscapaciteit C_a van de eerste versterkbuis en voorts de bedradingscapaciteit C_b .

Nu speelt C_b alleen bij de lage frequenties een rol, terwijl de capaciteiten C_a , C_b en C_g juist bij de hoge frequenties de versterking verlagen. Bij het beschouwen van de invloed dezer capaciteiten mag men derhalve C_b verwaarlozen en ziet men, dat zowel R_i , R_a en R_g als C_a , C_b en C_g parallel zijn geschakeld. Men kan deze weerstanden en capaciteiten vervangen denken door één weerstand R_p en één capaciteit C_p ; de invloed van de capaciteiten op de frequentie karakteristiek wordt dan bepaald door de betrekking

$$\frac{R_p}{1 + i\omega C_p R_p}$$

De invloed van de verschillende grootheden blijkt uit het volgende praktische voorbeeld (fig. 110).

$$EF_6 \quad C_a = 6,9 \text{ pF} \qquad R_i = 2,5 \text{ M } \Omega$$

$$EL_3 \quad C_g = \text{ca. } 20 \text{ pF.}$$

$$\text{Bedradingscapaciteit } C_b = \text{ca. } 20 \text{ pF.}$$

Hieruit volgt $R_p = 0,088 \text{ M } \Omega$

$$C_p = 46,9 \text{ pF}$$

zodat, bij 10 000 Hz, het product $\omega R_p C_p = 0,255$. De invloed op de versterkingskarakteristiek is dus gering.

Bij de voorafgaande beschouwingen zijn wij steeds uitgegaan van de

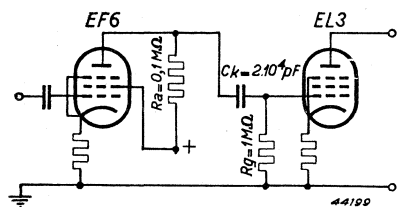


Fig. 110

Schema van een voorversterker met de pentoden EF_6 en EL_3 .

veronderstelling dat μ , R_i en S constant zijn. In werkelijkheid zijn R_i en S niet constant, maar aangezien de roosterspanningsvariaties in voorversterkers als regel gering zijn, mag men met goede benadering de constantheid van al deze grootheden aannemen.

De waarden voor μ , R_i en S moeten worden bepaald in het werkpunt waarop de buis wordt ingesteld; deze instelling hangt, behalve van de eigenschappen van de buis, af van de meestal gegeven voedingsspanning voor de anode, van de negatieve voorspanning, die men aan het rooster geeft en van de belastingsweerstand R_a . In hfdst. II, blz. 49 **SS** en 54 **SS**, hebben wij uiteengezet hoe men de instelling van de buis met behulp van de belastinglijn uit de $I_a - V_a$ -karakteristiek kan bepalen. Men zal er naar streven de instelling zó te kiezen, dat de versterking = de ver-

houding tussen de wisselspanningen op de anode en op het rooster die men uit de I_a-V_a -karakteristieken kan aflezen, zo groot mogelijk is. In de practijk wordt de gunstigste instelling door de fabrikanten opgegeven.

§ 4. **Smoorspoelkoppeling.**

Bij de behandeling van de weerstandskoppeling is opgemerkt, dat een hoge R_a voor het bereiken van een grote versterking per trap gunstig is, maar dat aan het verhogen van R_a een grens is gesteld. Bij gegeven anodevoedingsspanning wordt de anodespanning bij toenemende R_a door het steeds groter wordende spanningsverlies in R_a geleidelijk lager, waardoor de buis in een minder gunstig werkpunt wordt gebracht (lagere steilheid, hogere R_i !). Bij een behoorlijk ontworpen smoorspoel is de gelijkstroomweerstand van de wikkeling klein ten opzichte van de reactantie; het spanningsverlies in de wikkeling kan dus laag blijven, terwijl toch de reactantie ωL een hoge waarde heeft.

Op het eerste gezicht schijnt dit een belangrijk voordeel van de smoorspoelkoppeling te zijn; daartegenover staan echter verschillende nadelen.

Het vervangingsschema van de smoorspoelversterker vindt men in fig. 111. De versterkingsformule wordt dus analoog aan III-2 en wijkt daarvan alleen af,

doordat de factor $\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$ en R veranderen.

$$\mu \frac{1}{R_i + j\omega L} \text{ en } Z = \frac{R_i j\omega L}{R_i + j\omega L}$$

Voor de middenfrequenties is bij benadering

$$A_{midden} \cong \mu \frac{j\omega L}{R_i + j\omega L} \dots \dots \dots \text{ (III - 7)}$$

Hieruit blijkt al aanstonds, dat de smoorspoelkoppeling veel meer van de frequentie afhankelijk is dan de weerstandskoppeling. Bij nader beschouwen van dit punt moeten wij onderscheid maken tussen de triode en de penthode.

Bij de triode heeft R_i een betrekkelijk lage waarde, zodat $\omega L \gg R_i$ kan zijn. Wil men echter ook in de lage frequenties een rechte karakteristiek, dan moet ook daar ωL belangrijk groter zijn dan R_i . Stelt men het $\omega L = 3 R_i$, dan is $A_{laag} \cong 0,95 A_{midden}$; het verlies aan lage tonen is slechts

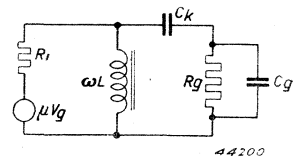


Fig. 111
Vervangingsschema van een voorversterker met smoorspoelkoppeling.

gering. Stel nu dat $R_i = 10^4 \Omega$ en dat men bij 50 Hz aan deze eis wil voldoen, dan is $L = \frac{3 \cdot 10^4}{2 \pi 50} \cong 100$ Henry. De zelfinductie van de smoorspoel wordt dan hoog. Hieruit spruiten de volgende nadelen voort:

- 1) De smoorspoel wordt vrij duur (veel windingen).
- 2) De gelijkstroommagnetisatie van de smoorspoel wordt belangrijk. Om de vervorming die hierdoor kan optreden te vermijden, kan men de ijzerkern van een luchtspleet voorzien, maar hierdoor wordt de kostprijs nog hoger.
- 3) Magnetische storingen worden gemakkelijk opgevangen.

In de praktijk moet men de vóór- en nadelen tegen elkaar afwegen. Het feit, dat men door de hogere versterking bij de smoorspoelkoppeling soms een versterkbuis kan besparen, kan de keuze doen vallen op de smoorspoelkoppeling.

Past men een penthode toe, dan is het niet meer mogelijk $\omega L > R_i$ te doen zijn; integendeel is in dit geval in de lage frequenties $R_i \gg \omega L$. Ziet men ook voor de lage frequenties af van de invloed van C_k , op de versterking, dan is

$$A = S \cdot |Z| = S \frac{\omega L \cdot R_i}{\sqrt{(\omega L)^2 + R_i^2}}.$$

Is $R_i \gg \omega L$, dan is derhalve $A = S \omega L$.

De versterking neemt dus evenredig met de frequentie toe, d.w.z. de schakeling is zonder meer onbruikbaar. Men kan aan dit euvel tegemoet komen door parallel aan de smoorspoel een weerstand aan te brengen, waarbij men er voor zorgt dat ook in de lage frequenties ωL belangrijk hoger is dan deze weerstand. Men bereikt ook dan nog een hogere versterking dan bij weerstandsversterking mogelijk is, omdat door de hogere anodespanning een gunstiger instelling van de penthode met belangrijk hogere steilheid kan worden gekozen. In de praktijk bereikt men aldus een versterking van 300 tot 400.

§ 5. Transformatorkoppeling.

Bij gebruik van een transformator als koppellement, ontstaat het schakelschema volgens fig. 112.

In de secundaire wikkeling van de transformator vloeit geen gelijkstroom; de koppelcondensator C_k en de roosterweerstand R_g , die bij de weerstandskoppeling noodzakelijk zijn, kunnen hier vervallen. De wisselspanning die aan de primaire zijde van de transformator ontstaat, wordt met de transformatieverhouding μ vergroot op het 2de rooster overgebracht.

Bij verwaarlozing van de primaire en secundaire gelijkstroomweerstand en spreidingszelfinducties van de transformator en van de invloed van C_g , kan men het eenvoudige vervangingschema van fig. 113 opstellen;

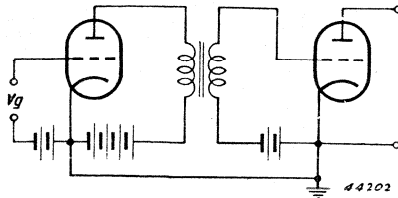


Fig. 112
Schema van een voorversterker met transformatorkoppeling.

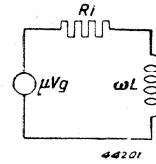


Fig. 113
Vereenvoudigd vervangingschema van een voorversterker met transformatorkoppeling.

L is de z.g. primaire zelfinductie van de L.F. transformator (zie hiervoor blz. 286).

Het vervangingschema komt geheel overeen met dat voor de smoorspoelkoppeling.

De versterking wordt nu weergegeven door de verhouding tussen $u \times$ de spanning op ωL en V_g ($u =$ transformatieverhouding $= n_1/n_2$).

Wij vinden:
$$A = u\mu \frac{j\omega L}{R_i + j\omega L} \dots \dots \dots \text{(III - 8)}$$

Voor de middenfrequenties en bij gebruik van een triode kan er voor worden gezorgd, dat $\omega L \gg R_i$ (bijv. bij $f = 100$ Hz en $R_i = 10^4 \Omega$ met $\omega L = 3 R_i$ moet $L = 50$ Hz bedragen, hetgeen mogelijk is). In dit geval is $A \approx u \cdot \mu$, d.w.z. de versterking is $u \times$ groter dan bij weerstands- of smoorspoelkoppeling maximaal bereikbaar zou zijn.

Transformatorkoppeling achter een penthode is zonder meer niet uitvoerbaar. Immers, hierbij is R_i zeer hoog; de primaire zelfinductie is bij een transformator lager dan bij een smoorspoel, omdat er minder winkelruimte voor de primaire wikkeling is dan voor de smoorspoelwikkeling. In sterkere mate dan bij de smoorspoelkoppeling geldt dus hier, dat $R_i \gg \omega L$.

De transformatorkoppeling is, evenals de smoorspoelkoppeling, meer van de frequentie afhankelijk dan de weerstandskoppeling, zoals blijkt uit de betrekking III-8.

Zolang $\omega L \gg R_i$, is $A = u\mu$, maar zodra dit niet meer het geval is, neemt de versterking met afnemende frequentie af. Wordt de frequentie zó laag, dat $R_i \gg \omega L$, dan is deze vermindering van A evenredig met de frequentie.

Voor de hoge frequenties mag men de veronderstelling, dat de secundaire wikkeling van de transformator stroomloos is, niet meer hand-

haven, omdat de capacatieve stroom dan niet meer te verwaarlozen is. De capaciteit aan de secundaire zijde wordt nu niet meer alleen door de ingangscapaciteit van de 2e buis en de secundaire bedradingscapaciteit gevormd, zij wordt nl. verhoogd door de eigencapaciteit van de secundaire wikkeling. Nu er stroom door de secundaire wikkeling vloeit, heeft ook de spreiding een belangrijke invloed op de versterking in de hoge frequenties, zoals aanstonds zal blijken. Verwaarlozen wij ook nu weer de primaire capaciteit en de gelijkstroomweerstand van de primaire en secundaire wikkelingen, dan ontstaat het vervangingsschema van fig. 114. (Het complete vervangingsschema van de L.F. transformator en de behandeling daarvan vindt men in hfdst. VII fig. 242). Wij moeten hierbij aanstonds opmerken, dat

$$S_2' = \frac{S_2}{\mu^2} \text{ en } \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{u^2 \omega C_2};$$

de secundaire impedanties moeten met het kwadraat van de transformatorverhouding worden vermenigvuldigd! (zie hfdst. VII § 16). C_2 is de totale capaciteit in de secundaire kring, dus $C_2 =$ ingangscapaciteit 2e buis + bedradingscapaciteit + eigen capaciteit van de secundaire wikkeling.

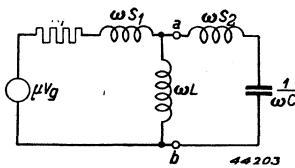


Fig. 114
Vervangingsschema van de schakeling volgens fig. 112 bij de hoge frequenties.

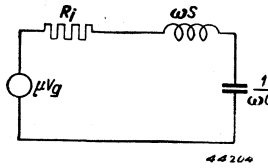


Fig. 115
Wijziging van het vervangingsschema volgens fig. 114.

Voor de hoge frequenties is $\omega L \gg Ri$, zodat het vervangingsschema volgens fig. 115 vereenvoudigd kan worden.

Hierin is $\omega S = \omega S_1 + \omega S_2'$.

Voor de versterking vindt men nu:

$$A = u\mu \frac{1}{R_i + j\left(\omega S - \frac{1}{\omega C}\right)} \cdot \frac{1}{j\omega C} \dots \dots \dots \text{(III - 9)}$$

of in absolute waarde

$$|A| = u\mu \cdot \frac{1}{\sqrt{(R_i \omega C)^2 + (\omega^2 SC - 1)^2}}$$

Nemen wij nu eerst aan, dat ωS te verwaarlozen is, dan is in dat geval

$$A = u\mu \frac{1}{\sqrt{1 + (R_i \omega C)^2}}.$$

In welke mate de versterking met toenemende frequentie afneemt, hangt af van het product $R_i \omega C$. Dat deze daling belangrijk kan zijn, blijkt uit het volgende voorbeeld:

Stel dat $R_i = 10^4 \Omega$, $f = 10^4$ Hz, $u^2 = 10$, $C_2 = 100$ pF, dan is $R_i \omega C = 10^4 \cdot 2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-9} \cong 0,63$,

zodat $A = 0,85 u\mu$.

Hieruit blijkt de belangrijke invloed van de secundaire capaciteit, die hier zo groot is, omdat zij, primair overgebracht, $u^2 \times$ zo groot is. Dit betekent, dat men de transformatieverhouding niet te groot mag nemen; in de praktijk gaat men zelden hoger dan $u = 3$ tot 6.

Nemen wij nu de spreiding wèl in ogenschouw, dan zien wij dat door de serie-schakeling van S en C resonantie optreden. In dat geval is

$$\omega_r S = \frac{1}{\omega_r C} \text{ of } \omega_r = \frac{1}{\sqrt{SC}}.$$

Bij de resonantie vertoont de versterking een maximum ($A = u\mu \frac{1}{R_i \omega_r C}$). Boven deze resonantiepiek neemt de versterking snel af, zoals men aanstonds inziet door te bedenken, dat in de noemer van de breuk

$\frac{1}{\sqrt{(R_i \omega C)^2 + (\omega^2 SC - 1)^2}}$ beide factoren snel met de frequentie toenemen; $\omega^2 SC > 1$. Een goede frequentiekaracteristiek wordt bereikt, als men de resonantiefrequentie legt bij de hoogste frequentie die moet worden doorgegeven en er tevens voor zorgt dat $R_i \cong \omega_r S$, zodat $\frac{1}{R_i \omega_r C} \cong 1$.

Om een goede frequentiekaracteristiek bij transformator koppeling te bereiken, moet de L.F. transformator dus aan verschillende eisen voldoen. In VII § 16 komen wij hierop terug. Hier zij alleen nog opgemerkt, dat de gelijkstroom-magnetisatie van het ijzer die door de gelijkstroom in de primaire wikkeling ontstaat, een belangrijk punt van beschouwing vormt bij de constructie van de L.F. transformator. Men moet er in elk geval voor waken, dat bij de wisselingen in de magnetisatie van het ijzer geen ontoelaatbare vervorming optreedt.

§ 6. Koppeling met afstemming.

Brengt men in de anodekring van een buis een trillingskring aan,

waarvan, zoals bekend, de impedantie nabij de resonantiefrequentie sterk met de frequentie verandert, dan zal in dit gebied ook de versterking sterk van de frequentie afhankelijk zijn. Men past dit principe toe in L.F. versterkers, die slechts een klein gebied van frequenties mogen doorlaten; ook wel om in een L.F. installatie bepaalde frequentiegebieden extra te verzwakken of te versterken. Anderzijds gebruikt men resonantiekeringen om bij weerstandsversterking het afvallen in de hoge frequenties tegen te gaan.

Deze laatste versterkers hebben in de laatste tijd praktische betekenis gekregen, o.a. als fotocelversterkers voor televisie-installaties. De uitvoerige behandeling van deze speciale versterkers is in dit boek niet gewettigd; alleen de volgende korte opmerkingen mogen hier een plaats vinden. In § 3 zijn de grenzen die bij weerstandsversterking in het gebied van de lage resp. van de hoge frequenties gelden, vastgelegd. Voor het weergeven van de lage frequenties moet $\omega C_k R_g \gg 1$ zijn; hieruit volgt dat men zonder bezwaar zeer lage frequenties kan versterken. Is bijv. $R_g = 1 \text{ M}\Omega$ en $C_k = 0,2 \mu\text{F}$, dan is $\omega C_k R_g = 1,25 f$, zodat, bij een frequentie $f = 5 \text{ Hz}$, nog aan de voorwaarde wordt voldaan! Wat betreft de hoge frequenties blijkt uit § 3 dat een constante versterking tot frequenties die enige malen 10^6 Hz bedragen, zonder meer niet kan worden verwezenlijkt. Om dit te bereiken moet men dus zijn toevlucht nemen tot bijzondere middelen. Behalve door tegenkoppeling (zie V § 4) kan men het doel bereiken door tussen de versterkbuizen resonantiekeringen aan te brengen. Zo kan men tussen de roosterlekweerstand en het rooster van de tweede versterkbuis een smoorspoel schakelen, die met de ingangscapaciteit van deze buis in serieresonantie treedt; door de resonantiefrequentie op de juiste hoogte te leggen, bereikt men een verder doorlopen in de hoge frequenties.

De versterkers, die in een bepaald frequentiegebied een extra vergrote of verzwakte versterking vertonen, worden nader beschouwd in VI § 7, waarin de regeling van frequentiekaracteristieken algemeen wordt behandeld.

§ 7. Over het besturen van eindtrappen met roosterstroom.

Indien de excitatiespanning op het rooster van een eindtrap aan het rooster een positieve spanning geeft, wordt de voortrap door de optredende roosterstroom belast. De voortrap moet hierop berekend zijn, wil men hinderlijke vervorming vermijden. Noemt men R_g de ingansimpedantie van de eindtrap, dan moet, met het oog op de veranderlijkheid van R_g , de inwendige weerstand van de voorversterker R_i klein zijn ten opzichte van de minimale waarde van R_g . Hierdoor en door de maximale rooster-wisselspanning die de eindbuizen vereisen, wordt de

grootte van de eindbuis van de voorversterker, de z.g. stuurbuis („driver”) vastgelegd, waarbij de transformatieverhouding van de ingangstransformator zodanig wordt gekozen, dat de gunstigste aanpassing aan de stuurbuis wordt bereikt.

Voor het bepalen van het verloop van R_g als functie van de roosterwissel spanning, kan men als volgt te werk gaan:

Men tekent in het $I_a—V_a$ -diagram ook de karakteristieken van de roosterstroom met verschillende positieve rooster spanningen als parameter (fig. 116). Men bepaalt de snijpunten van de $I_a—V_a$ -lijnen met de belastinglijn, trekt door de snijpunten verticale lijnen en vindt in de snijpunten met de $I_g—V_a$ -lijnen de waarden van de overeenkomstige roosterstromen. De minimale waarde van R_g vindt men nu bij de maximale rooster spanning V_{gmax} .

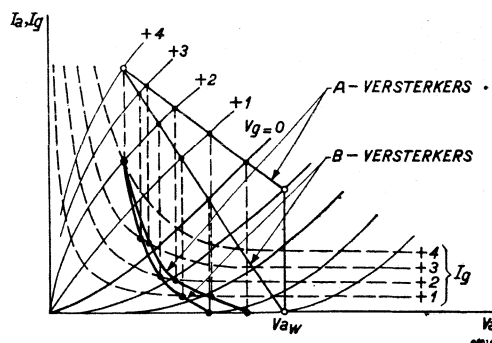


Fig. 116 Constructie van het verloop van de roosterweerstand R_g uit de $I_a—V_a$ en $I_g—V_a$ karakteristieken (volgens Bartels, litter. I § 1, 1, blz. 191).

$$R_{gmin} = \frac{V_{gmax}}{I_{gmax}}$$

Zolang de amplitude van de roosterwisselspanning kleiner is dan de negatieve voorspanning van het rooster, vloeit er geen roosterstroom; deze begint eerst op te treden, als de roosterwisselspanning boven deze waarde stijgt. Behalve met het feit, dat de optredende roosterstroom niet lineair is, heeft men dus te maken met een stootsgewijze belasting van de stuurbuis. Om de sterke vervorming, waartoe deze stootsgewijze

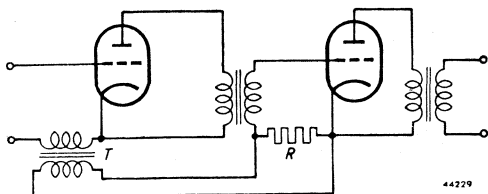


Fig. 117 Schakeling met roosterstroom-mee koppeling ter verlag ing van de inwendige weerstand van de stuurbuis.

belasting aanleiding kan geven, te vermijden, gebruikt men wel eindtrioden van speciale constructie met zeer grote μ in balansschakeling, zodat men uitsluitend met positieve roosterstroom kan werken.

Daar de inwendige weerstand van de stuurbuis gering moet

zijn, kiest men hiervoor trioden en geen penthoden (zie II § 10).

Om de inwendige weerstand van de stuurbuis kunstmatig te verlagen,

past men wel de schakeling van fig. 117 met „roosterstroom-meekoppeling” toe. (litter. III § 7, 1).

De spanning die door de roosterstroom in R wordt opgewekt, wordt door de transformator T naar de roosterkring van de stuurbuis overgebracht, en wel zodanig, dat de roosterwisselspanning er door wordt verhoogd. Door deze meekoppeling ontstaat volgens V § 3 een verlaging van de inwendige weerstand.

Een zeer hinderlijke vervorming kan zich voordoen, doordat bij het plotseling optreden van de roosterstroom eigen trillingen ontstaan in de trillingskring die wordt gevormd door de spreidingszelfinductie van de aanpassingstransformator en de ingangscapaciteit van de eindbuis. Wij willen op dit gecompliceerde verschijnsel niet dieper ingaan. Middelen ter bestrijding vindt men o.a. in Bartels „Grundlagen der Verstärkertechnik” 194—195.

§ 8. Over het besturen van balans-eindtrappen (faze-omkering).

Volgens de klassieke methode wordt de voortrap door een transformator, waarvan de secundaire wikkeling uit twee gelijke tegengesteld geschakelde helften bestaat, met de balanseindtrap verbonden. Het principe van deze schakeling is weergegeven in fig. 118.

Aan de tussentransformator T moeten bijzondere eisen worden gesteld. De spreiding tussen de primaire wikkeling en één helft van de

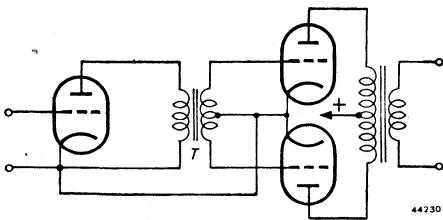


Fig. 118

Schakeling voor het voeden van een balanseindtrap door middel van een transformator.

secundaire is groter dan bij een enkelvoudige secundaire wikkeling. Er moet daarom naar een geringe spreiding worden gestreefd. Ook is het gewenst, dat, bij de hoge frequenties, in beide roosterkringen bij dezelfde frequentie resonantie optreedt. Verschillen de beide resonantiefrequenties, dan vertoont in het tussengelegen frequentiegebied de

rooster-wisselspanning van de ene eindbuis een fazeverschuiving van 180° ten opzichte van die van de andere eindbuis. Hierdoor ontstaat een zak in de frequentiearakteristiek.

Men heeft verscheiden schakelingen bedacht die de tussentransformator overbodig maken. Ook met het oog op de kostprijs is het nl. wenselijk dit vrij kostbare onderdeel uit te sparen. Men komt dan tot de balansschakelingen met weerstandskoppeling, die in de laatste jaren ruime toepassing hebben gevonden. Wat betreft frequentiearakteristiek en vervorming munten deze versterkers uit boven die met transformatorkoppeling.

Een schakeling, waarbij een tweede voorversterkbuis, uitsluitend voor fase-omkering dienst doende, wordt gebruikt, is in fig. 119 weergegeven.

De wisselspanning op R_1 is 180° in fase verschoven ten opzichte van de rooster-wisselspanning van de buis I; de rooster-wisselspanning van buis II is derhalve eveneens 180° verschoven ten opzichte van die spanning. Hierdoor wordt bereikt, dat de wisselspanningen op R_1 en R_2 , dus ook de rooster-wisselspanningen van de beide eindbuizen, tegengesteld gericht zijn. Een bezwaar van deze schakeling is, dat de rooster-wisselspanning van buis II nauwkeurig moet worden ingesteld.

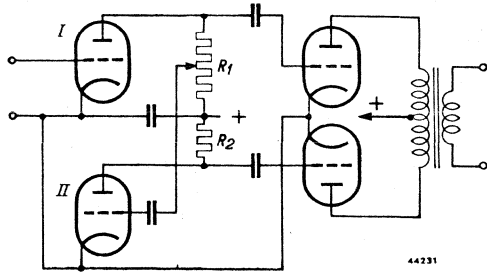


Fig. 119

Een andere schakeling met twee voorversterkbuisen is in fig. 120 getekend. Op de ingangsklemmen wordt bijv. een grammofoonopnemer aangesloten, zonder tussenschakeling van een transformator. Deze schakeling, die gebruikt is in de Philips' versterker type nr. 3758, heeft het nadeel, dat de beide ingangsklemmen vrij moeten blijven van aarde.

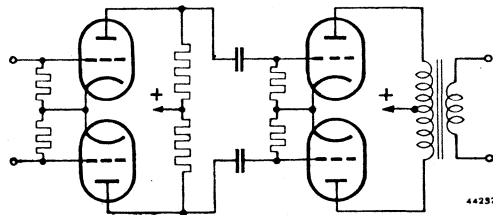


Fig. 120

De schakeling biedt echter de mogelijkheid een goedkope versterker van goede kwaliteit te construeren.

Het is begrijpelijk, dat men ter besparing van het aantal buizen er naar gestreefd heeft, met één voorversterkbuis uit te komen. Fig. 121 vertoont de schakeling met een tetrode.

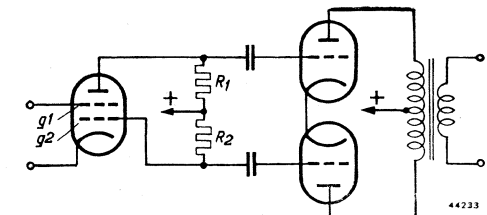


Fig. 121

Schakeling voor het voeden van een balans-eindtrap door weerstandskoppeling met één voorversterkbuis, nl. een tetrode.

De voorversterkbuis is een tetrode met ruimteladingsrooster g_2 . De gelijkspanning van het stuurrooster g_1 wordt zodanig ingesteld, dat een deel van de electronen die het positieve rooster g_2 gepasserd zijn, vóór

het stuurrooster terugkeert, terwijl het andere deel doorgaat naar de anode. De terugkerende electronen komen op het ruimteladingsrooster g_2 terecht. Wordt nu de spanning aan het stuurrooster g_1 verhoogd, dan gaan er meer electronen naar de anode en minder naar het rooster g_2 . Met andere woorden: de anodestroomveranderingen verschillen 180° in fase met de veranderingen van de stroom naar het rooster g_2 . Deze stromen vloeien door de gelijke weerstanden R_1 en R_2 , zodat aan deze weerstanden gelijke en tegengesteld gerichte spanningen ontstaan, die aan de stuurroosters van de eindbuizen worden toegevoerd.

Een nadeel van deze schakeling is de geringe bereikbare versterking in de voorversterkbuis.

Er zijn ook schakelingen, o.a. de zogenaamde kathodyne-schakeling, bedacht, waarbij men met één triode in de voortrap kan uitkomen. Deze schakelingen hebben echter eigenschappen die ze voor praktisch gebruik minder geschikt maken.

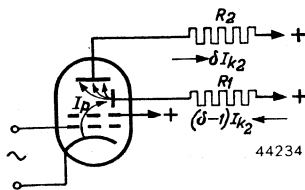


Fig. 122

Schakeling voor het voeden van een balanseindtrap door weerstandskoppeling met gebruikmaking van een secundaire-emissiebuis als voorversterkbuis.

In moderne versterkers past men gaarne een secundaire emissiebuis in de voortrap toe; deze kan als fase-omkeerbuis dienst doen en laat tevens een grote versterking toe. In II § 13 is de werking van deze buis beschreven. Wij zullen aan de hand van fig. 122 verklaren hoe deze buis voor fase-omkering kan worden gebruikt.

Noemt men de stroom die door het schermrooster vloeit I_{k_2} , dan vloeit naar de secundaire-emissiekathode een stroom $(\delta-1) I_{k_2}$ en naar de anode een stroom δI_{k_2} ; deze stromen hebben tegengestelde richtingen.

Maakt men nu $\frac{R_2}{R_1} = \frac{\delta-1}{\delta}$, dan zijn de spanningen, die aan de weerstanden R_1 en R_2 optreden gelijk, doch 180° in fase verschoven; men kan derhalve de spanningen aan R_1 en R_2 gebruiken voor het voeden van een balanseindtrap.

In fig. 123 is het schema van een versterker, waarin de EEP₁ als fase-omkeerbuis is gebruikt, weergegeven. In II § 13 vindt men onder de dynamische gegevens van de EEP1 de waarden voor de weerstanden $R_1 + R_7$ voor voedingsspanningen van 400 en 500 V. Omtrent het schema valt nog het volgende op te merken:

In hfdst. II § 13, 122, 123 is uiteengezet, dat de kathodeweerstand (R_7) een extra hoge waarde moet hebben om anodestroomfluctuaties te compenseren; om dit mogelijk te maken moet aan het stuurrooster een positieve spanning worden toegevoerd. In de schakeling volgens fig. 123 wordt dit als volgt bereikt: De kathode wordt door de spanning

over R_7 ongeveer 23 V positief t.o.v. de aardleiding gemaakt, terwijl het stuurrooster en het schermrooster over de spanningsdeler $R_6—R_5—R_4$ worden gevoed. Het stuurrooster verkrijgt daardoor een positieve spanning van ongeveer 20 V t.o.v. de aardleiding.

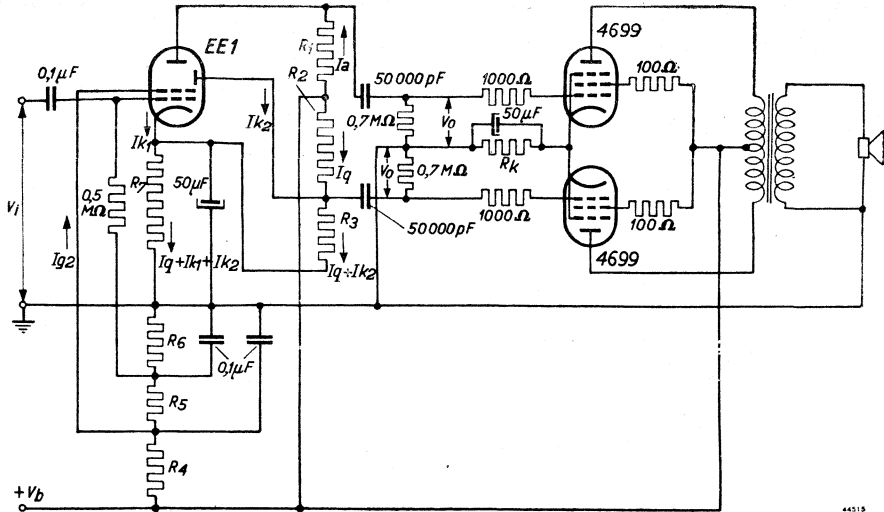


Fig. 123

Principeschema van een versterker (Philips type 2858) met 25 W uitgangsvermogen. De beide eindpentoden 2699 worden gevoed door de secundaire-emissiebuis EEP_1 .

Het schema volgens fig. 123 is toegepast in de Philips' L.F. versterker type 2858 met 25 watt uitgangsvermogen. In deze versterker worden als eindbuizen twee penthoden 4699 gebruikt.

De instelling van de buizen is als volgt:

	EEP_1	4699
V_a	250	385
I_a	3,3	47
V_{g_2}	128	385
I_{g_2}	0,2	5
V_{k_2}	150	
I_{k_2}	-2,7	

Bij deze instelling zijn de weerstanden $R_1 + R_7$ als volgt gekozen:

$$R_1 = 32 \text{ k}\Omega, \quad R_2 = 220 \text{ k}\Omega, \quad R_3 = 41 \text{ k}\Omega, \quad R_4 = 89 \text{ k}\Omega, \\ R_5 = 50 \text{ k}\Omega, \quad R_6 = 6,8 \text{ k}\Omega, \quad R_7 = 4,3 \text{ k}\Omega.$$

De spanningsversterking V_0/V_i bedraagt ca. 900. Bij een uitgangsvermogen van 25 W bedraagt de rooster-wisselspanning op de eindbuizen

$V_0 = 13,5 V$; de vervorming in de voortrap is dan 4%, de totale vervorming bij belasting door een gelijkstroomweerstand is 10%.

Als laatste mogelijkheid voor het bewerken van fase-omkering vermelden wij het gebruik van triode-heptoden, bijv. de Philips' triode-heptode ECH_{21} .

De beide gedeelten van de buis worden in dit geval als L.F. versterker met weerstandskoppeling gebruikt; de schakeling is derhalve, evenmin als die met een secundaire emissiebuis, geschikt voor het sturen van balanseindtrappen met roosterstroom. Voor de L.F.versterking gebruikt men het heptodegedeelte, daar hiermede de grootste versterking kan

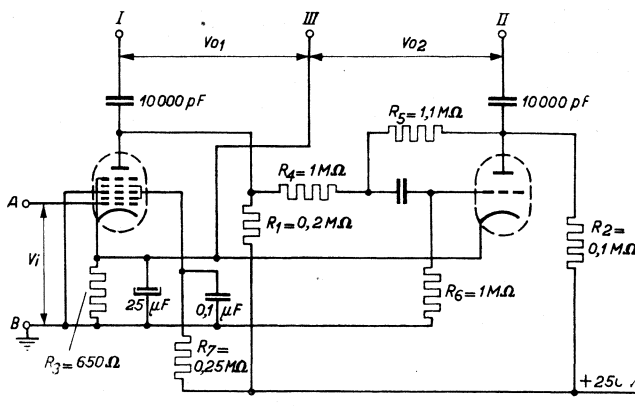


Fig. 124

Schakeling voor het voeden van een balanseindtrap met gebruikmaking van een triode-heptode.

worden bereikt. Het triodegedeelte behoeft dan alleen voor de fase-omkering te zorgen, waarbij enkelvoudige versterking voldoende is. Deze geringe versterking maakt de toepassing van tegenkoppeling (zie V § 4) mogelijk, waardoor de vervorming van dit deel wordt verminderd. De schakeling met een triode-heptode ECH_{21} is in fig 124 weergegeven.

Bij de instelling van het heptodegedeelte volgens de figuur is de versterking ca. 100-voudig, indien de buis niet voor regeling wordt gebruikt. De wisselspanning V_{01} op het rooster van de eerste eindbuis is dus $100 \times$ de ingangsspanning V_i . Een gedeelte van de wisselspanning over R_1 wordt nu ook aan het rooster van het triodegedeelte toegevoerd; R_4 en de parallelschakeling van R_5 met R_6 werken hierbij als potentiometer, zodat de roosterspanning = 1/3 deel van de spanning over R_1 . Door de werking van de triode ontstaat nu een wisselspanning over R_2 ; een deel van die spanning wordt via R_5 naar het rooster teruggevoerd, zodat tegenkoppeling ontstaat. Op deze wijze wordt bereikt, dat de spanning over $R_2 = V_{02}$ gelijk is aan de spanning over $R_1 = V_{01}$; echter

is de spanning over R_2 180° in fase verschoven t.o.v. die over R_1 zodat voeding van een balanseindtrap mogelijk is.

LITTERATUUR

§ 2

1. Artzt, M. Survey of DC. amplifiers. *Electronics* **18** (1945) August 112—118.
2. Black, L. J. and H. J. Scott. A direct current and audio frequency amplifier. *Proc. Inst. Radio Engrs. N.Y.* **28** (1940) 269—271.
3. Eberhardt e.a. Neuartige Gleichstromverstärker. *E.T.Z.* **62** (1941) 493—497.
4. Eberhardt, R., G. Nüsslein und H. Rupp. Ein neuartiges Prinzip stabiler Gleichstromverstärkung. *Arch. Elektrotechn.* **35** (1941) 477—489, 533—549.
5. Gilbert, R. W. A new high speed, high sensitivity photoelectric Potentiometer. *Rev. of Sci. Instruments* **7** (1936) 41—44.
6. Ginzton, E. L. D.C. amplifier design technique *Electronics* **17** (1944) March. 98—102.
7. Goldberg, H. A high-gain d.c. amplifier for bio-electric recording. *Trans. A.I.E.E.* **59** (1940) Jan. 60—64.
8. Jaeger, R. und A. Kussmann. Über Gleichstromverstärkung ihre Anwendung zu Messzwecken und ihre Grenzen. *Phys. Z.* **28** (1927) 645—651.
9. Kerkhof, F. Eine Gegentaktschaltung für Gleichspannungsverstärkung. *Z. Physik* **119** (1942) 43—48.
10. Lämmchen, K. Beiträge zur Gleichstromverstärkung. *Lorenz Berichte* **8** (1935) 3.
11. Loftin, D. H. and S. Y. White. Cascaded direct-coupled tube systems operated from alternating current. *Proc. Inst. Radio Engrs.* **18** (1930) 669—682.
12. Miller, S. E. Sensitive D-C amplifier with A-C operation. *Electronics* **14** (1941) 27—31, 105—109.
13. Nielsen, J. C. Improvements in D.C. Amplifiers. *Z. für Physik* **107** (1937) 192—199.
14. Piket, J. Gelijkstroomversterkers. *T. van het Ned. Radiogenootschap* (1942) Aug. 303—321.
15. Rasmussen, E. Über Gleichstromverstärkung. *Ann. Phys.* **2** H3 (1929) 357—380.
16. Van Suchtelen, H. De electrometertriode en hare toepassingen. *Philips techn. T.* **5** (1940) 59—64.
17. Terman, F. E. *Radio Engineering. Direct Current Amplifiers.* N.Y. and London, Mc Graw Hill Book Cy. (1937) 263—264.
18. Voorhoeve, N. A. J. en F. H. de Jong. Spanningsregeling bij gelijkstroomgeneratoren met behulp van trioden *Philips' Techn. T.* **3** (1938) 97—103.
19. Walter, C. H. Die Anwendung der Gleichrichterbrücke in der Messtechnik. *Z. techn. Phys.* **13** (1932) 436—441.
20. Wheatcroft, E. L. E. A direct voltage amplifier. *J. of Sci. Instruments* **15** (1938) 333—336.
21. Verstärker für lichtelektrische Steuerungen *Siemens Z.* (1939) 237—240.

§ 3

1. Curtis, W. F. The limitations of resistance coupled Amplification. *Proc. Inst. Radio Engrs.* **24** (1936) 1230—1235.

2. Feldtkeller, R. und F. Strecker. Theorie der N.F.-Verstärkerketten. Arch. Elektrotechn. **24** (1930) 425—468.
3. Kafka, H. Ein Beitrag zur Theorie der N.F.-Verstärkung mit Widerstandskopplung. Jb. drahtl. Telegr. 291—39 H2 (1927) 39—45.
4. Kleen, W. Die Verstärkung breiter Frequenzbänder. Telefunken Röhre H11 (1937) 230—243.
5. Kleen, W. Der Frequenzgang von Widerstandsverstärkern bei tiefen Frequenzen. Telefunken Röhre H21/22 (1941) 243—249.
6. Kroker, G. und S. Felgentreu. Das Verhalten des Widerstands-Kapazitätsgekoppelten Verstärkers bei Schaltvorgängen. Telegr. u. Fernspr. techn. **22** H11 (1933) 277—287.
7. Mayer, H. F. Über verzerrungsfreie N.F.-Widerstandsverstärker. E.T.Z. **48** (1927) 10—12.
8. Pitsch, H. Die Berechnung von Widerstandsverstärkern mit der Stromquellenersatzschaltung. F.T.M. **H10** (1938) 300—305.
9. Pitsch, H. Die Berechnung der unteren Grenzfrequenz von Widerstandsverstärkern. F.T.M. **H7** (1939) 213—217.
10. Schlesinger, K. Einschaltvorgänge beim Widerstandsverstärker. Jb. drahtl. Telegr. **38** H4 (1931) 144—147.
11. Terman, F. E. Radio Engineering. Audio-frequency Voltage amplifiers Resistance Coupling. N.Y. and London, Mc. Graw Hill Book Cy (1937) 174—188.
12. Terman, F. E. Universal amplification charts. Electronics **10** (1937) 34—35.
13. Terman, F. E. and others. Calculation and design of resistance-coupled amplifiers, using pentode tubes. A.I.E.E. **59** (1940) 879.
14. Wigge, H. Die Frequenzabhängigkeit des Widerstandsverstärkers. Jb. drahtl. Telegr. **36** H1 (1930) 24—27.
15. Grid-blocking in RC Amplifiers, its cause and cure. Wireless Wld. Sept. (1939) 273—274.

§ 4

1. Kafka, H. Zur Niederfrequenzverstärkung mit Drosselspulenkopplung. Jb. drahtl. Telegr. **31** (1928) 87—90.
2. Terman, F. E. Radio Engineering. Transformer Coupling with Shunt Feed. N.Y. and London, Mc Graw Hill Book Cy. (1937) 205—209.

§ 5

1. v. Ardenne, M. Ein Vergleich zwischen Transformatorenverstärker und Widerstandsverstärker. Jb. drahtl. Telegr. **27** (1926) 167—169.
2. Dijksterhuis, P. R. en IJ. B. F. J. Groeneveld. L.F.-versterking met transformatoren. Radio Nieuws **11** (1928) 232—242.
3. Dijksterhuis, P. R. en IJ. B. F. J. Groeneveld. Low-frequency amplification with transformers. Exp. Wireless **6** (1929) 364—379.
4. Gürtler, R. Der Spannungsübertrager im Niederfrequenzverstärker. Telef. Ztg. **14** H63 (1933) 29—53.
5. Kafka, H. Ein Beitrag zur Darstellung der Frequenzabhängigkeit von Transformatorschaltungen für Niederfrequenzverstärkung. Jb. drahtl. Telegr. **35** H2 (1930) 56—60.
6. Klipsch, P. W. Design of audio-frequency amplifier circuits using transformers. Proc. Inst. Radio Engrs. **24** (1936) 219—232.

7. Terman, F. E. Radio Engineering. Audio-frequency Voltage Amplifiers Transformer Coupling. N.Y. and London, Mc. Graw Hill Book Company. (1937) 188—202

§ 6

1. Alsleben, E. Ein Rundfunkbandfilter veränderlicher Bandbreite bei gleichbleibender Einsattelung und fester Bandmitte. Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik **54** (1939) 160.
2. Bartels, H. Grundlagen der Verstärkertechnik. Leipzig (1942) 147—158.
3. Fonctionnement d'un amplificateur à lampe triode dans les régions non linéaires des caractéristiques avec circuit oscillant de plaque désaccordé. Bulletin de la Soc. Française Radio-Electrique **12** (1938) 54—76.
4. Everest, F. A. Wide band Television Amplifiers I (Jan.) 16—20. Wide band Television Amplifiers II (May) 24—27. Electronics (1938).
5. Kleen, W. Die Verstärkung breiter Frequenzbänder. Telefunken Röhre **H11** (1937) 230—243.
6. Pieplow, H. Zur Verstärkung sehr weiter Frequenzbereiche. Elektr. Nachr. Techn. **14** H7 (1937) 225—232.
7. Nestel, W. Amplitudenabhängige Verstärker. E.T.Z. **55** II (1934) 882—884
8. Terman, F. E. Radio Engineering. Tuned Voltage Amplifier N.Y. and London Mc Graw Hill Book Cy. (1937) 210—221
9. Terman, F. E. Radio Engineers Handbook. New York, Mc Graw Hill Book Co. (1943) 434—441.

§ 7

1. Bartels, H. Die Leistungen und Verzerrungen von Endverstärkern. Telefunken Ztg. **70** (1935) 5—22.
2. Fairweather, A. and Williams, F. C. The „Variable Q” Amplifier. Wireless Engr. (1939) 57—66.
3. Terman, F. E. Radio Engineering. Class A Power Amplifiers Operated So That the Grid is Driven Positive. N.Y. and London Mc Graw Hill Book Cy. (1937) 287—296.

§ 8

1. Cocking, W. T. Phase splitting in Push-pull Amplifiers. Wireless Wld. **44** (1939) April 340—344.

HOOFDSTUK IV

EINDVERSTERKING

§ 1. Inleiding.

In kleine versterkers tot ca. 5 watt uitgangsvermogen wordt eindversterking met één buis nog wel toegepast (§ 2). Versterkers met grotere uitgangsvermogens zijn in den regel van twee eindbuizen in balansschakeling voorzien (§ 3), ook wordt wel parallelschakeling van twee of meer eindbuizen toegepast. Wat de instelling van het werkpunt aangaat, zijn er verschillende mogelijkheden. Bevindt zich het werkpunt ongeveer op het midden van de dynamische $I_a—V_g^*$ -karakteristiek, zodat de variaties van de anodestroom symmetrisch ten opzichte van de anoderuststroom zijn gelegen, dan spreekt men van *A*-versterking, ter onderscheiding van de *B*-, *AB*- en *C*-versterking, waarbij de variaties van de anodestroom asymmetrisch ten opzichte van de anoderuststroom liggen. In de §§ 4 en 5 wordt op deze schakelingen nader ingegaan. In § 6 worden de verkregen resultaten samengevat. Verschillende berekeningen zijn overgenomen uit Philips' Monatshefte (1935) nrs 26, 27 en 30 en (1941) nr. 88.

§ 2. Eindversterking met enkelvoudige eindtrap en *A*-instelling.

Zoals in VI § 1 nader is uiteengezet, bevindt zich in de eindtrap als regel een uitgangstransformator om de lage impedantie van de luidspreker op de beste wijze aan de versterker aan te passen. Aannemende dat de impedantie van de luidspreker een gelijkstroomweerstand (R_{lsp}) is en met verwaarlozing van weerstanden en zelfinducties van de transformatorwikkelingen, mogen wij dus bij eerste benadering aannemen, dat de eindtrap belast is met een gelijkstroomweerstand

$$R_a = \frac{(n_1)^2}{(n_2)} R_{lsp},$$

waarin n_1 en n_2 de aantallen windingen van de primaire en secundaire wikkeling voorstellen.

Van een bepaalde buis, hetzij triode of penthode, zijn gegeven: de maximaal toelaatbare anodedissipatie W_{amax} , de maximale plaatspanning V_{amax} en de maximale anodestroom I_{amax} . In het theoretisch ideale geval nu zal men het werkpunt zodanig kunnen instellen, dat het product van de anodestroom I_{aw} en de anodespanning V_{aw} in het werkpunt gelijk is aan de maximale anodedissipatie $W_{amax} = I_{aw}V_{aw}$, terwijl bij het bedrijf I_{amax} en V_{amax} niet overschreden worden. Daar de gemiddelde anodestroom bij het bedrijf constant blijft, is het toegevoerde vermogen $W_b = I_{aw}V_{aw}$.

Indien nu de aanpassing zodanig wordt gekozen, dat bij de maximale roosterexcitatie, zowel de anodestroom als de anodespanning tot nul variëren $\left(R_a = \frac{V_{a_w}}{I_{a_w}}\right)$, dan is het maximale uitgangsvermogen $W_{o_{max}} =$

$$\frac{I_{a_w}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{a_w}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{a_w} V_{a_w}, \text{ het rendement is dus } 50\%.$$

Zoals wij nader zullen aantonen, is dit rendement bij een penthode praktisch wel bereikbaar, bij een triode echter niet, indien men althans het lopen in roosterstroom wil vermijden.

Beschouwen wij eerst een ideale triode met rechte karakteristiek. In fig. 125 zijn de geïdealiseerde $I_a - V_a$ -karakteristieken met de belastinglijn weergegeven. Het werkpunt ligt bij P ; in het bedrijf zijn de uiterste punten bepaald door de snijpunten van de belastinglijn met de abscis ($I_a = 0$)

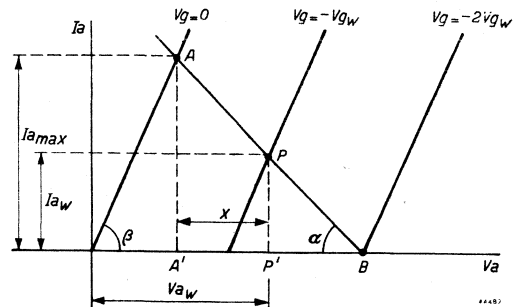


Fig. 125

Geïdealiseerde $I_a - V_a$ -karakteristieken met belastinglijn van een triode $\cotg \alpha = R_a$, $\cotg \beta = R_i$.

en met de karakteristiek voor $V_g = 0$.

$$\text{Het uitgangsvermogen } W_o = \frac{I_{a_w} \cdot x}{2} = \frac{OA' \cdot x}{4} \operatorname{tg} \beta = (V_{a_w} - x)x \cdot \frac{\operatorname{tg} \beta}{4}$$

W_o is maximum, indien $(V_{a_w} - x)x$ maximum is, dus voor het geval

$$\text{dat } x = \frac{V_{a_w}}{2}.$$

Hieruit volgt dat $\cotg \alpha = 2 \cotg \beta$ of $R_a = 2 R_i$.

In de praktijk moet men dikwijls R_a groter nemen (tot ca. $3,5 R_i$), omdat men bij de toelaatbare V_{a_w} de I_{a_w} op een lagere dan de theoretische waarde moet instellen, daar anders de anodedissipatie zou worden overschreden.

Daar het toegevoerde vermogen $W_b = I_{a_w} V_{a_w}$ en het maximale uitgangsvermogen

$$W_{o_{max}} = \frac{I_{a_w} \cdot x}{2} = \frac{I_{a_w} V_{a_w}}{4},$$

blijkt het rendement bij de ideale triode 25% te kunnen bedragen. Laat men toe dat er roosterstroom gaat vloeien, waarvoor men dan bijzondere maatregelen in de voortrap moet nemen (zie III § 7), dan kan een hoger rendement worden bereikt.

Uit de keuze van $R_a = 2_i R$ volgt de meest gunstige roosterstroominstelling.

Bij $I_a = 0$ is de anodespanning $OB = 3/2 V_{aw}$, terwijl de roosterspanning $V_g = -2V_{gw}$.

Hieruit volgt, dat $2 V_{gw} = \frac{3/2 V_{aw}}{\mu}$ of $V_{gw} = \frac{3}{4} \frac{V_{aw}}{\mu}$.

Het afknijppunt van de statistische karakteristiek ligt bij $V_{go} = V_{aw}/\mu$.

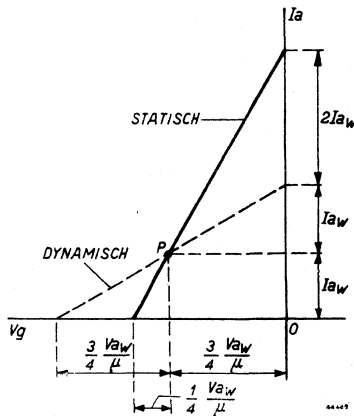


Fig. 126
Instelling van de ideale triode voor maximum rendement.

Er wordt dus zodanig ingesteld, dat $V_{gw} = \frac{1}{4} V_{go}$ en $I_{aw} = \frac{1}{4} I_{ao}$.

$$I_{aw} = \frac{1}{4} \cdot \frac{V_{aw}}{\mu} \cdot S = \frac{V_{aw}}{4 R_i}$$

In fig. 126 is de instelling van de ideale triode in het $I_a - V_g$ -diagram weergegeven.

Daar $R_i = \frac{V_{aw}}{4 I_{aw}}$ en $R_a = 2 R_i$, is de transformatieverhouding van de uitgangstransformator:

$$u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_a}{R_{lsp}}} = \sqrt{\frac{V_{aw}}{2 I_{aw} R_{lsp}}}$$

In werkelijkheid zijn de $I_a - V_a$ -karakteristieken krom en moet men dus de voorafgaande beschouwingen als een voorlopige benadering beschouwen.

In de par. 7 en 8 van hfst. II is reeds beschreven aan welke grenzen in dit geval het uitgangsvermogen is gebonden en ook op welke wijze men bij benadering uit de karakteristieken het vervormingspercentage van de 2de harmonischen kan bepalen.

Wij zullen ons hier er toe beperken de beschreven materie, aan de hand van een praktisch voorbeeld, nader toe te lichten.

In fig. 127 vindt men de $I_a - V_a$ -karakteristieken van de triode AD_1 . De anodedissipatie is max. 15 watt, de anodespanning in het werkpunt is 250 V, zodat de anodestroom in het werkpunt 60 mA bedraagt, indien men op max. anode-dissipatie instelt. Door het aldus bepaalde werkpunt P kan men nu verschillende belastinglijnen trekken, bijv. voor $R_a = 3,5 \cdot R_i = 2300 \Omega$. De snijpunten van deze lijn met de $I_a - V_g$ -karakteristieken bepalen de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek. De top van de roosterwisselspanning kan naar de zijde van $V_g^* = 0$ maximaal 44 V bedragen, om geen roosterstroom te veroorzaken. De hoogste negatieve roosterspanning bedraagt dus $44 + 45 = 89$ V. Dit bepaalt de punten A en P op de belastinglijn.

Het uitgangsvermogen wordt nu bepaald door het oppervlak van driehoek $AO'P$ en wel is

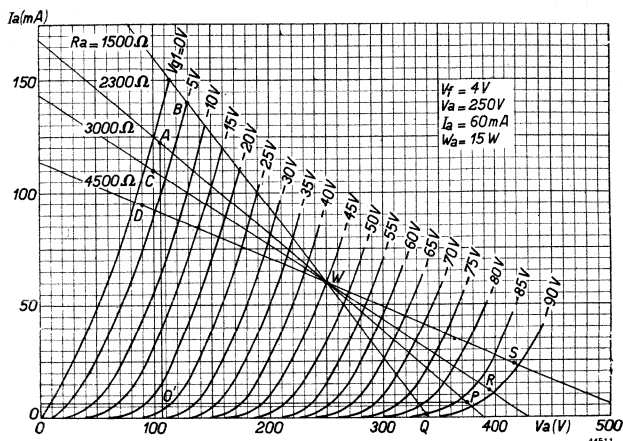


Fig. 127

I_a — V_a -karakteristieken en enige belastingslijnen van de triode AD1. Hieruit bepaalt men o.a. de verhouding l_1/l_2 .

$$W_{0max} = \frac{AO' \cdot O'P}{8} = 3950 \text{ mW.}$$

Het rendement is dus 26,5%.

Voor het bepalen van de vervorming meet men de verhouding van WP (l_1) en WA (l_2); deze bedraagt 125 : 142. Uit fig. 128 leest men af dat bij deze verhouding van l_1/l_2 het vervormingspercentage ongeveer 4% bedraagt.

Men kan nu voor grotere en kleinere R_a andere belastingslijnen trekken en dezelfde grootheden bepalen. Men vindt bijv.:

$R_a = 1500$ ohm	$l_1/l_2 = 0,72$	$d \approx 8\%$	$W_{0max} = 3,6$ W
2300	0,88	3,5	3,95 W
3000	0,95	1,5	3,6 W
4500	0,98	0,5	2,95 W

$\eta = 25$ %
26,5 %
24 %
19,6 %

Bij de hogere waarden van R_a neemt het vervormingspercentage snel af, omdat de belastingslijn dan vrij blijft van de karakteristiek-kromming bij lage I_a . Het uitgangsvermogen neemt daarentegen wat af, daar de I_a -zijde van de driehoek afneemt. De keuze van de juiste R_a is nu niet moeilijk. $R_a = 1500$ ohm zal men zeker afwijzen. $R_a = 2300$ ohm geeft het hoogste uitgangsvermogen en zal dus worden gekozen indien de

vervorming van ca. 4% toelaatbaar is. Wordt een zeer lage vervorming geëist, dan kan men overgaan op hogere waarden van R_a .

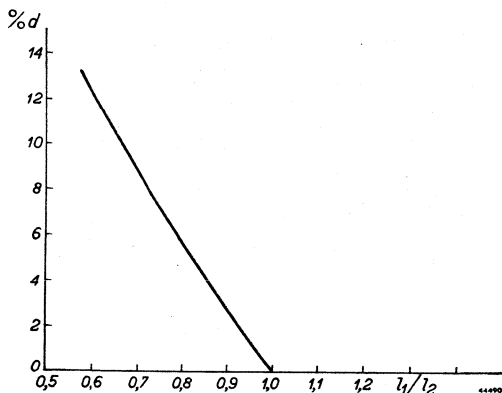


Fig. 128
Vervormingspercentage voor verschillende verhoudingen l_1/l_2 .

De versterking van rooster tot anode bedraagt bij de triode:

$$A = S \cdot \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

Bij de voorafgaande beschouwingen hebben wij steeds aangenomen dat de gemiddelde anodestroom constant is. Door de kromming van de karakteristieken is dit echter niet geheel juist: bij het toenemen van de anodewisselstroom neemt ook de gemiddelde anodestroom iets toe (zie II § 7

blz. 62). Is de roostervoorspanning vast, dan heeft dit op de werking niet veel invloed, alleen daalt het rendement, daar het toegevoerde vermogen stijgt. Bij automatische negatieve roosterspanning echter neemt de negatieve roosterspanning evenredig toe met de gemiddelde anodestroom; het werkpunt verschuift dus op de statische $I_a - V_g$ -karakteristiek naar kleinere I_a en hierdoor neemt de vervorming toe.

Bij de penthode is het theoretisch rendement van 50% in het ideale geval bereikbaar, ook al beperkt men zich tot roosterspanningen, die in het negatieve gebied blijven.

Voor de ideale penthode zijn de $I_a - V_a$ -karakteristieken horizontale rechte lijnen; men krijgt dus het beeld van fig. 129. De gunstigste belastingslijn loopt door de punten $I_a = 0$ bij $V_a = V_{a_{max}}$ en $I_a = I_{a_{max}}$ bij $V_a = 0$; $R_a = \cotg \alpha = \frac{V_{aw}}{I_{aw}}$.

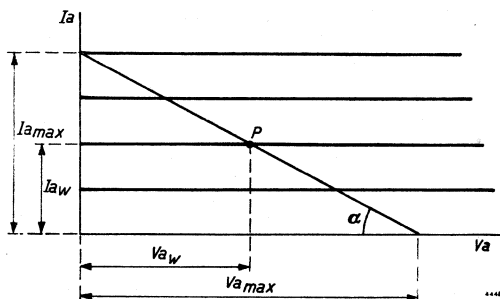


Fig. 129
Geidealiseerde $I_a - V_a$ -karakteristieken met belastingslijn van een penthode.

Toegevoerd vermogen $W_b = I_{aw} V_{aw}$.

Uitgangsvermogen $W_{o_{max}} = \frac{I_{aw}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{aw}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} I_{aw} V_{aw}$. het rendement is dus 50%.

Bij de ideale penthode ligt de gunstigste roosterspanning op de helft van de afkniijpspanning.

In de par. 5 en 7 van hfdst. II is ook voor de penthode beschreven, hoe men het maximale uitgangsvermogen en het vervormingspercentage kan afleiden uit de I_a — V_a -karakteristieken, indien deze krom zijn. Dat het bepalen van het vervormingspercentage van de penthode ingewikkelder is dan bij de triode, is daar ook aangetoond. Bovendien moet er bij de penthode op worden gelet, dat de schermroosterdissipatie niet wordt overschreden (zie II § 5 blz. 58).

Bij wijze van voorbeeld vindt men in fig. 130 de I_a — V_a -karakteristieken van de penthode EL 3 met enige daarin getekende belastingslijnen.

In vergelijking met de triode heeft de penthode het voordeel van hoger rendement en van grotere gevoeligheid (deze is $S \cdot R_i$).

Voor het gebruik in versterkers met veranderlijke uitwendige belasting (veranderlijke R_a) is de penthode echter ongeschikt: door de hoge R_i blijft de anodewisselstroom ongeveer constant, zodat bij constante V_g en toenemende R_a de anodewisselspanning toeneemt; dit geeft vervorming, zoals in fig. 130 duidelijk is te zien.

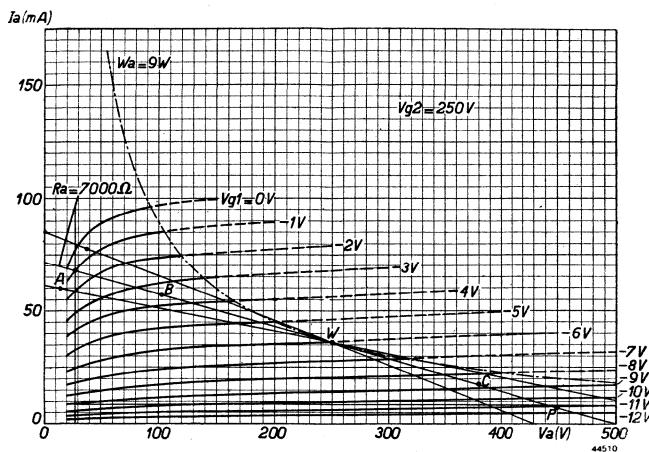


Fig. 130

I_a — V_a -karakteristieken en enige belastingslijnen van de penthode EL3.

Bij de triode daarentegen is de anodewisselspanning ongeveer constant bij variërende R_a en constante V_g , het uitgangsvermogen neemt dus evenredig met R_a af en de vervorming blijft practisch dezelfde.

Worden twee eindbuizen in parallelschakeling gebruikt, dan blijven alle hierover gehouden beschouwingen geldig; men kan de beide buizen beschouwen als één buis met dezelfde V_a . De resulterende inwendige

weerstand is $\frac{1}{2} Ri$ en de anodestroom $2 Ia$; toegevoerd vermogen en uitgangsvermogen worden verdubbeld.

Bij de eindtrap met *A*-instelling blijft het toegevoerde vermogen bij variërende roosterwisselspanning praktisch constant; het uitgangsvermogen neemt toe met het kwadraat van de roosterwisselspanning V_g . De anodedissipatie, die in de rusttoestand gelijk is aan het toegevoerde vermogen, neemt bij de belasting van de versterker af

$$Wa = Wb - Wo$$

Neemt men een max. rendement van 50% aan, zodat bij de max. roosterwisselspanning $Wo_{max} = \frac{1}{2} Wb$, dan ontstaat voor de vermogens Wb , Wo en Wa als functie van de roosterwisselspanning het beeld van fig. 131. Indien men de triode tot in het gebied van de positieve roosterspanningen laat werken, ontstaan bij de overgang van de negatieve op de positieve roosterspanning plotselinge variaties in de roosterstroom, die tot zeer hinderlijke vervorming aanleiding kunnen geven (zie hfdst. III § 7 blz. 149). Wil men dit vermijden, dan moet men de triode uitsluitend in het gebied van de positieve roosterspanningen laten functioneren, maar dan is het noodzakelijk een triode met zeer grote μ te gebruiken, zodat de $I_a - V_a$ -karakteristiek voor $V_g = 0$ bij zeer kleine anodestroom ligt.

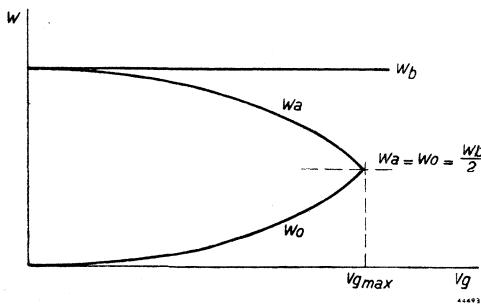


Fig. 131

W_b , W_a en W_o als functie van de roosterwisselspanning bij *A*-versterking.

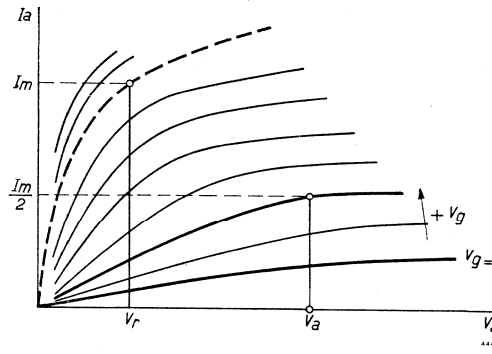


Fig. 132

$I_a - V_a$ -karakteristieken van een triode met zeer grote μ (volgens Bartels (litter. I § 1, 1, fig. 110)).

Fig. 132 geeft de bundel $I_a - V_a$ -karakteristieken voor dit geval weer. De bundel $I_a - V_a$ -karakteristieken lijkt nu veel op die van een penthode. Door de zeer hoge μ krijgt ook de R_i een hoge waarde, zodat de karakteristieken een geringe helling ten opzichte van de V_a -as vertonen. Bovendien buigen de karakteristieken naar het assensnijpunt, omdat bij positieve roostervoorspanning en $V_a = 0$ ook $I_a = 0$ moet zijn.

Practisch worden dergelijke trioden alleen gebruikt in *B*-versterkers. De Philips triode E 451 is er een voorbeeld van.

Over de bijzondere eisen waaraan de voortrap moet voldoen indien men de eindtrap met roosterstroom laat functioneren, handelt hfdst. III, § 7.

§ 3. Eindversterking met twee buizen in balansschakeling en A-instelling.

In fig. 133 is het prinsipeschema van een eindtrap met balansschakeling van twee trioden weergegeven. De negatieve roostervoorspanning is zodanig gekozen, dat het werkpunt bij beide buizen ongeveer op het midden van de dynamische I_a — V_g -karakteristiek ligt: de beide eindbuizen werken dus bij A-instelling.

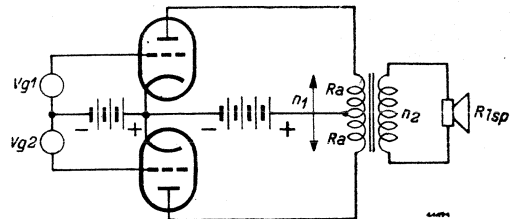


Fig. 133
Eindtrap met twee trioden in balansschakeling.

Door de constructie van de voorversterker, waarin fase-omkering plaats heeft (III § 8), wordt er voor gezorgd dat de beide roosterspanningen gelijk en 180° in fase verschoven zijn. Zijn de beide helften van de balansschakeling geheel symmetrisch, dan zijn ook de anodewisselstromen gelijk en 180° in fase verschoven; de uitgangstransformator heeft twee volkomen gelijke primaire helften, die zodanig zijn geschakeld, dat de wisselstromen in de beide helften gelijk gerichte velden veroorzaken. In de secundaire wikkeling wordt dus een spanning geïnduceerd, die overeenkomt met de som van de wisselspanningen welke in de beide primaire helften worden opgewekt. Hieruit volgt tevens dat de gelijkstroommagnetisatie van de uitgangstransformator gelijk nul is; de tegengesteld gerichte gelijkstromen in de beide helften heffen elkaars magnetisatie op. Dit is een belangrijk voordeel van de balansschakeling.

Noemen wij R_a de belastingsweerstand in elk van de beide helften van de balanstrap en n_1 het totale aantal primaire windingen, dan volgt hieruit dat de transformatieverhouding van de uitgangstransformator

$$u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2 R_a}{R_{lsp}}}$$

De gehele primaire wikkeling wordt nl. door dezelfde wisselstroom doorlopen.

Voor de keuze van de gunstigste aanpassingsweerstand R_a bij A-instelling blijven dezelfde beschouwingen gelden als in par. 1; voor de trioden is dus de theoretisch gunstigste $R_a = 2 R_i$, terwijl $R_i = \frac{V_{aw}}{4 I_{aw}}$ en voor de penthode is $R_a = \frac{V_{aw}}{I_{aw}}$.

Voor de transformatieverhouding vinden wij derhalve:

$$\text{Bij trioden} \quad u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{V_{aw}}{I_{aw} R_{lsp}}}$$

$$\text{Bij penthoden} \quad u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2 V_{aw}}{I_{aw} R_{lsp}}}$$

Ook het rendement is bij de balansschakeling even groot als bij de enkelvoudige schakeling; immers, beide buizen werken op geheel overeenkomstige wijze in A -versterking. Voor trioden is dus het theoretisch rendement 25%, voor penthoden 50%.

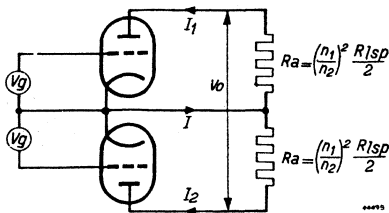


Fig. 134

Vervangingsschema van de balans-eindtrap volgens fig. IV, 9.

Het maximale uitgangsvermogen bedraagt bij trioden $W_{Omax} = \frac{1}{2} V_{aw} I_{aw}$ en bij penthoden $W_{Omax} = V_{aw} I_{aw}$. Met verwaarlozing van de weerstanden en zelfinducties van de uitgangstransformator en alleen lettend op wisselstromen en -spanningen, kunnen wij de balanseindtrap volgens fig. 133 op eenvoudiger wijze voorstellen door fig. 134.

De uitgangsspanning V_0 is nu gelijk aan:

$$V_0 = (I_{a_1} - I_{a_2}) R_a$$

en het uitgangsvermogen

$$W_0 = V_0 (I_{a_1} - I_{a_2}) = (I_{a_1} - I_{a_2})^2 R_a.$$

Bij symmetrische instelling van de beide buizen en als de $I_a - V_g$ -karakteristieken rechte lijnen zijn, verlopen I_{a_1} en I_{a_2} sinusvormig met 180° fase verschuiving, zodat $I_{a_1} = -I_{a_2}$. In de praktijk zijn de karakteristieken gekromd en hangt het verloop van I_{a_1} en I_{a_2} , en dus van $I_{a_1} - I_{a_2}$, af van de kromming en van de instelling.

Het verloop van $I_{a_1} - I_{a_2}$ in afhankelijkheid van rooster- en anodespanningen wordt bepaald door een bundel karakteristieken $(I_1 - I_2) = f(V_a)$ met V_g als parameter. B. J. Thompson heeft voor het construeren daarvan de volgende methode aangegeven (zie Proc. Inst. Radio Engrs. 21 (1933) 591, ook Nelson, Proc. Inst. Radio Engrs. 21 (1933) 858).

Men zet twee bundels van $I_a - V_a$ -karakteristieken omgekeerd ten opzichte van elkaar uit, zoals in fig. 135 is weergegeven. Als gemeenschappelijk punt op de abscis geldt het punt van de plaatsspanning V_{aw} in het werkpunt van de buizen.

Door verticale lijnen te trekken vindt men op de $I_a - V_a$ -karakteristieken

van de enkele buizen de bij die plaatsspanningen behorende I_{a_1} en I_{a_2} ; hieruit bepaalt men het verschil $I_{a_1} - I_{a_2}$ en vindt aldus de krommen voor $I_{a_1} - I_{a_2}$ (deze zijn in fig. 135 gestippeld weergegeven).

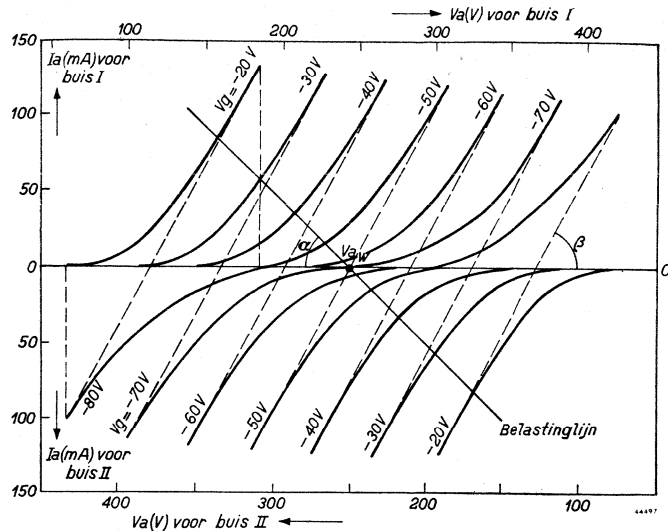


Fig. 135

Bundel $I_{a_1} - I_{a_2} = f(V_a)$ -karakteristieken van een balanseindtrap, afgeleid uit twee omgekeerd ten opzichte van elkaar geplaatste bundels van $I_a - V_a$ -karakteristieken.

Voor het ideale geval moeten de $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken rechte lijnen zijn; of dit het geval is hangt o.a. af van de juiste keuze van de negatieve roostervoorspanning. Kiest men deze te groot of te klein, dan worden de $I_{a_1} - I_{a_2}$ -karakteristieken krom, zoals fig. 136 te zien geeft.

Men kan, evenals in het $I_a - V_a$ -diagram van de enkelvoudige eindtrap, ook in het $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -diagram van de balansgeschakelde eindtrap een belastingslijn trekken. Voor ohmse belasting is deze belastingslijn een rechte lijn, die door V_{aw} gaat en waarvan de helling bepaald wordt door de waarde van de belastingsweerstand R_a (cotg $\alpha = R_a$).

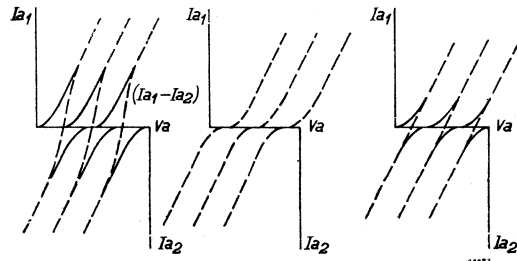


Fig. 136

Bundels van $I_1 - I_2 = f(V_a)$ karakteristieken bij verschillende negatieve roostervoorspanningen. (volgens Bartels, litter. I § 1, 1, blz. 189).

Men kan nu uit het diagram volgens fig. 135 verschillende gegevens afleiden.

In de eerste plaats kan men nagaan of de $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken nagenoeg recht zijn; is dit niet het geval, dan verschuift men het instelpunt zó dat dit wél zo is.

Door de snijpunten van de belastingslijn met de $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken te bepalen, kan men voorts de vervorming bij benadering meten op de wijze zoals in § 2 blz. 162 is beschreven.

Ook kan men de belastingslijn van elke buis afzonderlijk bepalen. Men trekt daartoe door de vorengenoemde snijpunten verticale lijnen, zoekt de snijpunten van die lijnen uit de $I_a - V_a$ -karakteristieken van de enkele buizen en verbindt de laatstgenoemde snijpunten met elkander, waardoor voor elke buis een belastingslijn ontstaat. Men zal zien dat deze als regel geen rechte lijn is, zoals dit wel het geval is bij de enkelvoudige eindtrap.

Ook kan men, door de gegevens van de laatstgenoemde snijpunten naar het $I_a - V_g$ -diagram over te brengen, voor elke buis de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek tekenen.

Uit de helling van de $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken leidt men de inwendige weerstand van de balansschakeling af. $\text{Cotg } \beta = Ri$.

In de praktijk is het vrij omslachtig volgens de beschreven wijze te werk te gaan. Een vereenvoudigde methode is aangegeven door E. W. Houghton (Electronics (1937) 18 „Class A push-pull calculations”). Wij willen ons hier beperken tot de opmerking dat, bij juiste keuze van de negatieve roosterspanning, de $(I_{a_1} - I_{a_2})$ -karakteristieken rechte lijnen vormen die practisch parallel lopen. Men kan dus volstaan met het tekenen van één van de $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken, bij voorkeur die voor de rusttoestand; is deze lijn krom, dan verschuift men het instelpunt totdat een rechte lijn is verkregen; daarna kan men de gehele bundel $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -karakteristieken tekenen om de vorengenoemde bewerkingen uit te voeren.

De betrekking $V_0 = (I_{a_1} - I_{a_2}) Ra$ geeft aanleiding tot een verdere belangrijke opmerking; men kan daaruit afleiden dat door de balansschakeling de even harmonischen verdwijnen, zodat alleen de oneven harmonischen blijven bestaan. De dynamische $I_a - V_g$ -karakteristieken voor elke buis die men uit het $(I_{a_1} - I_{a_2}) - V_a$ -diagram kan afleiden, kan men voorstellen door een machtreeks

$$i_a = i_{a_0} + b_1 V_g + b_2 V_g^2 + b_3 V_g^3 + \text{enz.}$$

Bij een bepaalde negatieve roostervoorspanning $-V_w$ is dus:

$$i_{aw} = i_{a_0} - b_2 V_g w + b_2 V_g w^2 - b_3 V_g w^3 + \text{enz.}$$

Wordt het rooster geëxciteerd, dan verschuift de roosterspanning voor de ene buis naar $V_{g_1} = -V_{g_w} + \Delta V_g$ en voor de tweede buis naar $V_{g_2} = -V_{g_w} - \Delta V_g$.

Hiermede komen overeen de anodestromen:

$$i_{a_1} = i_{a_0} + b_1(-V_{g_w} + \Delta V_g) + b_2(-V_{g_w} + \Delta V_g)^2 + b_3(-V_{g_w} + \Delta V_g)^3 + \text{enz.}$$

$$i_{a_2} = i_{a_0} + b_1(-V_{g_w} - \Delta V_g) + b_2(-V_{g_w} - \Delta V_g)^2 + b_3(-V_{g_w} - \Delta V_g)^3 + \text{enz.}$$

Daaruit volgt, dat:

$$i_{a_1} - i_{a_2} = (2b_1 - 2b_2V_{g_w} + 6b_3V_{g_w}^2) \Delta V_g + 2b_3 (\Delta V_g)^3.$$

In de machtreeks van $i_{a_1} - i_{a_2}$ komen de even machten niet meer voor; alleen de oneven machten blijven over.

Zoals wij reeds hebben aangetoond (verg. II § 7 blz. 62), vertoont de dynamische $I_a V_g$ -karakteristiek van de triode voornamelijk tweede, die van de penthode voornamelijk derde harmonischen. De triode veroorzaakt dus in balansschakeling minder vervorming dan de penthode. Het vervallen van de even harmonischen bij balansschakeling kan men op eenvoudige wijze ook grafisch aantonen.

Daar $i_{a_1} = i_{a_w} + \Delta i_a$ en $i_{a_2} = i_{a_w} - \Delta i_a$ volgt hieruit dat $V_0 = 2 \Delta i_a \cdot R_a$. Nu is Δi_a de momentele waarde van de anodestroom. Wat het effect op de uitgang aangaat, moet men dus de anodewisselstromen bij elkaar optellen.

In fig. 137 zijn de anodewisselstromen van de beide buizen getekend; hun som vindt men door de $I_a - V_g$ -karakteristieken omgekeerd tegenover elkaar te stellen, zoals in deze figuur is uitgevoerd.

Door de anodewisselstroom te ontbinden in de grondharmonischen en de 2de en 3de harmonischen, ziet men, dat bij de opstelling de 2de harmonischen verdwijnen, de 3de harmonischen daarentegen worden opgeteld, evenals de grondharmonischen.

De betrekking $V_0 = (I_{a_1} - I_{a_2}) R_a$ kan ten slotte dienen om aan te tonen dat een in balans geschakelde eindtrap minder gevoelig is voor de spanningsrimpel van het p.s.a., dan een enkelvoudige eindtrap.

Stel dat een bepaalde verandering van de plaatspanning een verandering ΔI_a veroorzaakt in de beide plaatstromen

$$I_{a_1}' = I_{a_1} + \Delta I_a \cdot I_{a_2}' = I_{a_2} + \Delta I_a.$$

Daar het gedrag van de balanstrap wordt bepaald door $V_0 = (I_{a_1} - I_{a_2}) R_a$, blijkt de uitgangsspanning geen wijziging te ondergaan. De spanningsrimpel van het p.s.a. veroorzaakt derhalve via de anodekringen geen brom in de luidspreker.

Bij automatische roosterspanningsvoeding kan men, hetzij één gemeen-

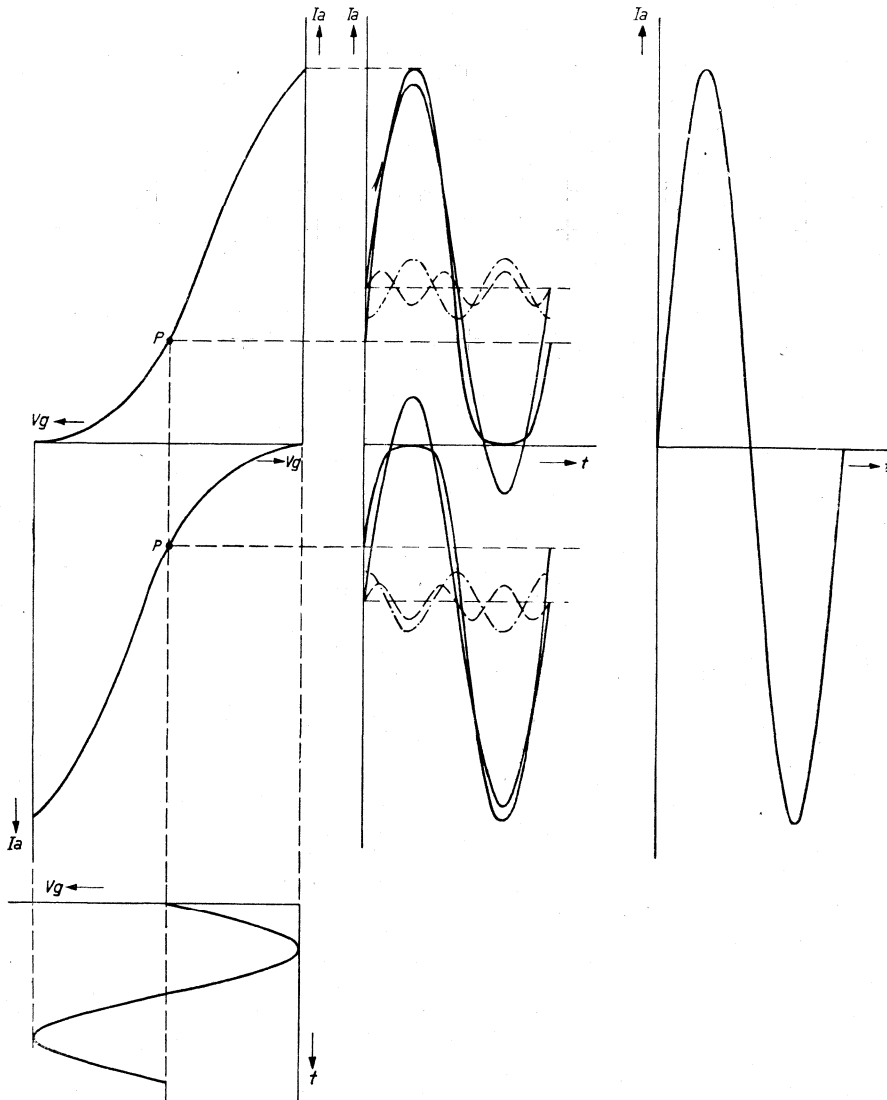


Fig. 137

Samenstelling van de I_a — V_g -karakteristieken van twee in balans geschakelde eindbuizen. De tweede harmonischen in I_a heffen elkaar op, de derde harmonischen worden bij elkaar opgeteld (volgens Deketh I, litter. II § 1, 3, blz. 207).

schappelijke, hetzij twee gescheiden kathodeweerstanden aanbrengen. De gelijkstroominstelling van de roostervoorspanningen in de beide balanshelften geschiedt volgens fig. 138.

Aangenomen wordt dat de I_a — V_g -karakteristieken van de beide buizen iets verschillen, zoals is weergegeven door de krommen 1 en 2. Zijn er twee gescheiden kathodeweerstanden R_k , dan worden de instelpunten

gevonden door de snijpunten A en B van de rechte lijn, waarvoor $\cotg \alpha = R_k$ met de krommen 1 en 2. Is er één kathodeweerstand $R_k/2$, dan worden de instelpunten gevonden door eerst het snijpunt C te bepalen van de kromme $1 + 2$, die de som van de beide anodestromen 1 en 2 als functie van V_g weergeeft, met een rechte lijn, waarvoor $\cotg \beta = R_k/2$. De verticale lijn door C bepaalt de roostervoorspanning die voor beide buizen geldt; de anodestromen in die buizen stellen zich derhalve in volgens de snijpunten D en E .

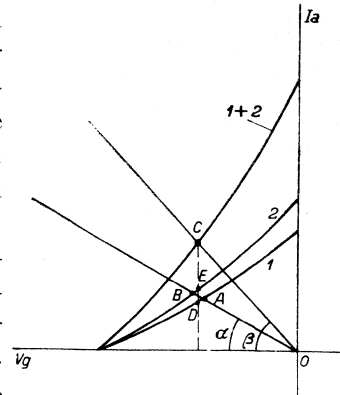


Fig. 138

Instelling van het werkpunt bij een balanseindtrap.

Men ziet dat de anodestromen door gescheiden weerstanden naar elkaar worden getrokken. Om deze reden gebruikt men over het algemeen gescheiden kathodeweerstanden. Hiervoor is trouwens nog een andere reden.

Indien men de kathodeweerstand niet door een condensator overbrugt, ontstaat aan de klemmen van deze weerstand een wisselspanning waardoor de versterking wordt verminderd en tevens de hogere harmonischen worden verzwakt, zodat de vervorming minder wordt. Men heeft te maken met de z.g. tegenkoppeling die in V § 4 wordt behandeld. Past men nu één gemeenschappelijke kathodeweerstand toe, dan vloeit hierdoor de som van de beide anodestromen, d.w.z. de even harmonischen die in deze stromen aanwezig zijn, worden opgeteld. Dit kan tot een verhoging van de vervorming door de 2e harmonischen leiden. Ook als er wél een overbruggingscondensator aanwezig is, blijft dit effect bij de lage frequenties bestaan.

Tegenover deze nadelen staat het voordeel, dat de gemeenschappelijke kathodeweerstand nivellerend werkt op verschillen in de beide helften van de balansschakeling.

Vergelijkt men de balanseindtrap met de enkelvoudige eindtrap, dan kan men de volgende voordelen van de balansschakeling noemen.

1. Hoewel er twee eindbuizen voor het halve uitgangsvermogen zijn in plaats van één voor het gehele uitgangsvermogen, zijn deze beide buizen als regel goedkoper dan de éne grotere buis.
2. De vervorming door even harmonischen wordt belangrijk vermindert.
3. De uitgangstransformator heeft geen gelijkstroommagnetisatie.
4. Een spanningsrimpel van het p.s.a. heeft minder brom in de luidspreker ten gevolge.

Tegenover deze voordelen staat het nadeel, dat men in de voortrap faze-omkering moet toepassen.

§ 4. Balanseindtrappen met B-versterking.

Naast de in § 3 beschreven balanseindtrap met A-versterking, onderscheidt men balanseindtrappen met B-, A/B- en C-versterking. Het verschil tussen deze soorten van eindversterking wordt bepaald door de ligging van het werkpunt ten opzichte van de I_a — V_g -karakteristiek. De verschillende methoden van versterking zijn in fig. 139 schematisch weergegeven, waarbij verondersteld is dat de karakteristieken recht zijn en dat de dynamische en statische karakteristieken van elkaar afwijken, zoals bij trioden in belangrijke mate, bij penthoden in geringe mate het geval is. (Bij ideale penthoden vallen de dynamische en statische karakteristieken geheel samen).

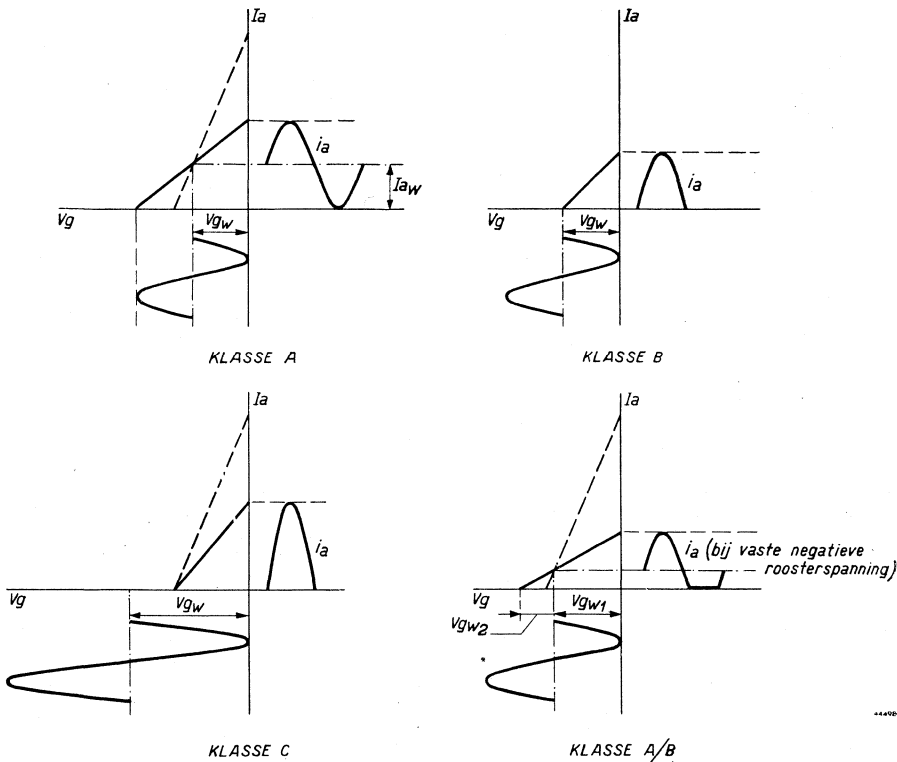


Fig. 139

Voorstelling van de verschillende instellingen van het werkpunt bij A-, B-, C- en AB-versterking. De getrokken rechte lijnen stellen de dynamische, de gestippelde de statische karakteristieken voor.

Bij de *A*-versterking ligt het werkpunt in het midden van de dynamische I_a — V_g -karakteristiek; bij excitatie vloeit door de beide buizen van de balanseindtrap de volledige wisselstroom.

Bij de *B*-versterking is het werkpunt meer naar links verschoven, zodat in de rusttoestand met $V_g = 0$ de anodestromen = 0 zijn. Bij excitatie vloeit door elk van de eindbuizen slechts gedurende de helft van een periode stroom; in de uitgangstransformator induceren beide stromen tezamen een volledige wisselstroom.

Bij de *C*-schakeling is het werkpunt nog meer naar links verschoven; bij excitatie vloeit door elk van de beide eindbuizen slechts gedurende een deel van een halve periode stroom. De wisselspanning die in de uitgangstransformator geïnduceerd wordt, is dus niet sinusvormig; er treedt een sterke vervorming in de secundaire wisselstroom op, tenzij men, zoals bij zendversterkers, de secundaire wikkeling belast met een resonantiekering die op de grondfrequentie is afgestemd; de hogere harmonischen worden dan door deze resonantie praktisch kortgesloten.

Bij de *A/B*-versterking ligt het werkpunt tussen de posities van de *A*- en de *B*-versterking. Men onderscheidt hierbij nog twee uitvoeringen, nl. die met vaste negatieve roostervoorspanning en die met verschuivende negatieve roostervoorspanning. Bij de laatste is de werking als volgt: Is er geen excitatie van het rooster ($V_i = 0$), dan ligt het werk-

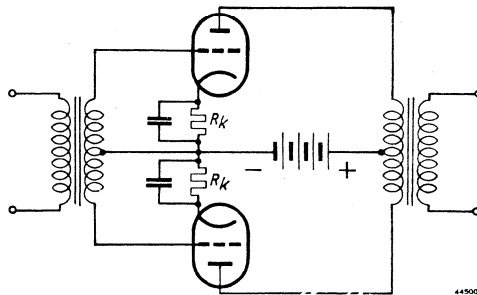


Fig. 140

Schema van een balanseindtrap met automatische negatieve roostervoorspanning.

punt bij $-V_{gw_1}$. Bij van nul toenemende excitatie werkt de versterker eerst als *A*-versterker. Wordt de amplitude van de roosterwisselspanning groter dan $-V_{gw_2}$, dan wordt de anodestroom in elk van de beide eindbuizen asymmetrisch, de gemiddelde anodestroom neemt toe en dus ook de spanning aan een weerstand R_k die in de kathodeleiding van elke buis is opgenomen, zoals in fig. 140 is weergegeven. Hierdoor verschuift het werkpunt verder naar links en de grootte van R_k is nu zodanig bepaald, dat bij volle excitatie het werkpunt met het afknijppunt samenvalt, zodat de versterker dan als *B*-versterker werkt.

Bij de *A/B*-versterking met vaste negatieve roosterspanning werkt de versterker bij van nul toenemende excitatie ook eerst als zuivere *A*-versterker. Wordt de amplitude van de roosterwisselspanning groter dan $-V_{gw_2}$, dan wordt de stroom in elk van de eindbuizen asymmetrisch. Er zou nu een aanzienlijke vervorming optreden, indien de I_a — V_g -

karacteristiek werkelijk recht was; bij de practisch voorkomende kromme karakteristiek is het mogelijk een zodanige instelling van het werkpunt te vinden, dat de vervorming tot een toelaatbaar bedrag beperkt blijft. Wij zullen in deze paragraaf de balanseindtrap klasse B nader beschouwen, en beginnen met de behandeling van het geval

a) twee trioden in balansschakeling, klasse B zonder roosterstroom.

Wij gaan uit van ideale trioden met rechte karakteristieken. Uit fig. 141 leidt men af dat het uitgangsvermogen bij de maximale excitatie (tot $V_g = 0$) als volgt is vastgesteld:

$$W_0 = \frac{1}{2} AC \cdot CB = \frac{1}{2} (V_{aw} - x) \frac{x}{\cotg \alpha} = \frac{1}{2} (V_{aw} - x) \frac{x}{R_i}$$

W_0 is dus maximum, als $x = \frac{1}{2} V_{aw}$, waaruit volgt $R_a = R_i$. Bij deze aanpassing heeft de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek de halve steilheid van de statische, zoals in fig. 142 weergegeven.

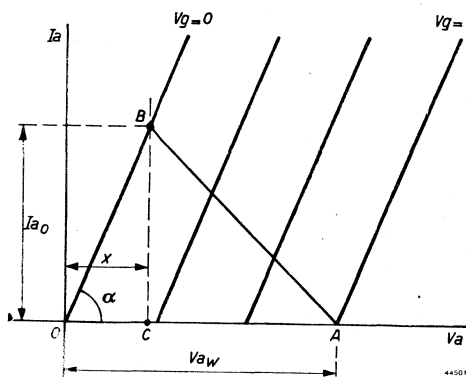


Fig. 141

$I_a - V_a$ -karakteristieken en belastingslijn voor B-versterking met trioden.

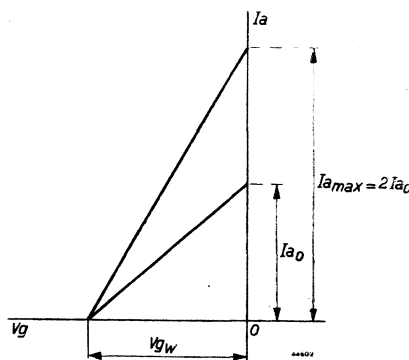


Fig. 142

Statische en dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek voor een triode bij B-versterking ($R_a = R_i$).

Het maximale uitgangsvermogen heeft de waarde

$$W_{0max} = \frac{1}{2} I_{a_0}^2 R_a = \frac{1}{4} I_{a_0} V_{aw}$$

De gemiddelde waarde van de anodestroom in elk van de buizen bedraagt:

$$I_{amed} = \frac{1}{\pi} I_{a_0}$$

De totale toegevoerde gelijkstroom is tweemaal zo groot en het toegevoerde vermogen is dus:

$$W_{b_{max}} = \frac{2}{\pi} I_{a_0} V_{aw}.$$

Het rendement is:

$$\eta = \frac{W_{0_{max}}}{W_{b_{max}}} = \frac{\pi}{8} \cong 39,3 \text{ \%}.$$

Van de uitgangstransformator is afwisselend één helft van de primaire wikkeling onbelast. Voor het berekenen van de transformatieverhouding moet men er dus aan denken dat één helft van de primaire wikkeling de belastingsweerstand $R_a = R_i$ moet geven.

$$u = \frac{n_1}{n_2} = 2 \cdot \frac{\frac{1}{2}n_1}{n_2} = 2 \sqrt{\frac{R_a}{R_{isp}}} = \sqrt{\frac{4 V_{aw}}{I_{a_{max}} R_{isp}}}.$$

Het rendement is wel groter dan bij trioden in *A*-schakeling, maar de *B*-schakeling heeft daartegenover het nadeel, dat een vaste negatieve roostervoorspanning vereist is, die niet, zoals bij de *A*-schakeling, door een kathodeweerstand verkregen kan worden. Bovendien is de schakeling zeer gevoelig voor veranderingen in de anodevoedingsspanning, omdat de geringe verschuivingen van de karakteristieken die daardoor ontstaan, reeds een belangrijke vervorming, vooral bij geringe excitatie, veroorzaken. Door de variërende belasting van de voedingsbron is er juist bij deze *B*-schakeling aanleiding tot deze spanningsveranderingen; men moet er dus voor zorgen dat de voedingsbron een zeer geringe inwendige weerstand heeft.

De geringe belasting van de voedingsbron, die ontstaat doordat in de rusttoestand geen energie, en bij toenemende excitatie een slechts geleidelijk toenemende energie wordt verbruikt, is, vooral bij door een batterij gevoede toestellen, een belangrijk voordeel. Trots dit feit wordt de *B*-schakeling met trioden zonder roosterstroom praktisch weinig gebruikt.

b) Twee penthoden in balansschakeling, klasse B zonder roosterstroom.

Bij de ideale penthode (vergelijk fig. 129) kan men, door $R_a = \frac{V_{aw}}{I_{a_{max}}}$ te nemen, bij de maximale excitatie zowel de anodestroom $I_{a_{max}}$ als de anodespanning V_{aw} volledig benutten. Het uitgangsvermogen is in dit geval:

$$W_{0_{max}} = \frac{1}{2} I_{a_{max}} \cdot V_{aw}.$$

Het toegevoerde vermogen $W_{b_{max}} = \frac{2}{\pi} I_{a_{max}} V_{aw}$,

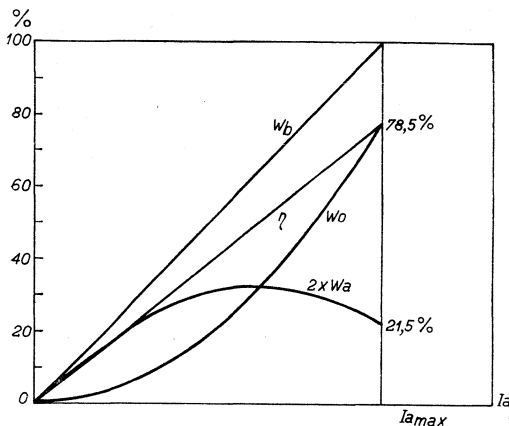
zodat het rendement bedraagt:

$$\eta = \frac{W_{0max}}{Wb_{max}} = \frac{\pi}{4} = 78,5\%.$$

De transformatieverhouding bedraagt evenals in het geval a:

$$u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{4 Vaw}{Ia_{max} R_{lsb}}}.$$

Het belangrijke voordeel van het goede rendement van de schakeling



springt nog meer in het oog, indien wij ook de anodedissipatie in aanmerking nemen en de drie grootheden: toegevoerd vermogen, uitgangsvermogen en anodedissipatie als functie van de roosterwisselspanning of van de daarmee evenredige anodewisselstroom beschouwen.

Het toegevoerde vermogen neemt evenredig toe met de anodewisselstroom

Fig. 143

Toegevoerd vermogen (W_b), Uitgangsvermogen (W_0) en totale anodedissipatie ($2 \times W_a$) als functie van de anodewisselstroom bij twee pentoden in balansschakeling, klasse B, zonder roosterstroom.

$$Wb = \frac{2}{\pi} Ia Vaw.$$

In de fig. 143 is Wb uitgezet als een rechte lijn, waarbij de ordinaat is ingedeeld in percenten van de maximale waarde van Wb .

Het uitgangsvermogen

$$W_0 = \frac{1}{2} Ia^2 Ra.$$

W_0 neemt dus evenredig toe met het kwadraat van Ia en stijgt tot de maximale waarde:

$$W_{0max} = \frac{1}{2} Ia_{max} Vaw = 78,5\% \text{ van } Wb_{max}.$$

De kromme voor W_0 heeft de gedaante van een parabool, zoals in fig. 143 is getekend.

Men kan nu voor elke Ia het rendement berekenen. Het rendement neemt evenredig met Ia toe.

De anodedissipatie is steeds gelijk aan het verschil van toegevoerd vermogen en uitgangsvermogen per buis berekend. In fig. 143 is ook de kromme van $2 \times Wa$ getekend.

Men ziet, dat de anodedissipatie niet tegelijk met de maximale excitatie het maximum bereikt; integendeel treedt dit maximum reeds op bij een belangrijk geringere excitatie.

Bij het gebruik van B -versterking moet men er dan ook steeds op letten dat dit maximum de toelaatbare maximale waarde van de anode dissipatie niet overschrijdt. Men kan afleiden (zie Philips „Miniwatt” Monatsheft Nr. 88, 1941, 78) dat $W_{a_{max}}$ optreedt bij een ingangssignaal $V_i = 2/\pi V_{i_{max}}$, zodat $2 W_{a_{max}} = 1/\pi W_{b_{max}}$.

De verhouding tussen maximaal uitgangsvermogen en maximale anodedissipatie van de beide eindbuizen bedraagt:

$$\frac{W_{o_{max}}}{2W_{a_{max}}} = \frac{\pi^2}{4} \cong 2,5.$$

Bij benadering kan men dus vaststellen, dat het uitgangsvermogen 2,5 maal zo groot is als de toelaatbare anodedissipatie, terwijl deze verhouding bij de A -schakeling slechts 0,5 bedraagt.

Twee 10 W penthoden in balans A -schakeling kunnen maximaal 10 watt afgeven, dezelfde buizen in balans B -schakeling kunnen maximaal 50 watt afgeven!

Indien men daarenboven nog in rekening brengt dat de belasting van het voedingsapparaat laag is, niet alleen omdat het rendement gunstig is, maar ook omdat deze belasting bij afnemende excitatie geleidelijk tot nul daalt, dan springen de belangrijke voordelen van deze B -schakeling duidelijk in het oog. Daartegenover staat, dat evenals bij trioden in B -schakeling, met het oog op de sterk variërende belasting van de voedingsbron voor een lagere inwendige weerstand daarvan moet worden zorggedragen. De hoge inwendige weerstand van de eindbuizen heeft het nadeel, dat de schakeling niet kan worden toegepast, als aantal en vermogen van de aangesloten luidsprekers sterk variëren. Het belangrijkste nadeel van de B -versterking is echter, dat de vervorming vrij aanzienlijk is. Dit maakt de B -klasse versterkers voor weergave van hoge kwaliteit beslist onbruikbaar. Dat zij in de laatste jaren toch veel worden gebruikt, is te danken aan de toepassing van tegenkoppeling, waardoor de vervorming belangrijk kan worden verminderd; daarbij komt dan nog het voordeel, dat de inwendige weerstand wordt verminderd, zodat de B -versterkers met tegenkoppeling ook voor installaties met sterk variërende belasting, zoals bijv. radiocentrales, geschikt zijn. In V § 4 wordt breedvoerig op deze voordelen van de tegenkoppeling ingegaan. Om aan te tonen, dat de B -versterking aanzienlijke vervorming met zich brengt, is het nodig de werkelijke karakteristieken te beschouwen. Zoals op blz. 54, 55 is aangetoond, is de dynamische karakteristiek van de penthode bij lage en bij hoge I_a krom, zoals fig. 144 weergeeft.

Men vindt de ideale negatieve roostervoorspanning V_{gw} door de rechte gedeelten van de I_a-V_g -karakteristieken tot de V_g -as te verlengen. Zijn de beide buizen geheel gelijk, dan vormen deze karakteristieken een rechte lijn door het punt A . Het resultaat is, dat de beide buizen zich instellen op een geringe anoderuststroom I_{aw} . Bij geringe excitatie nu treedt door de kromming van de karakteristieken vervorming op; deze wordt wel verminderd, omdat door de balansschakeling de hogere harmonischen elkaar gedeeltelijk opheffen, maar blijft niettemin aanwezig en is bij het geringe optredende

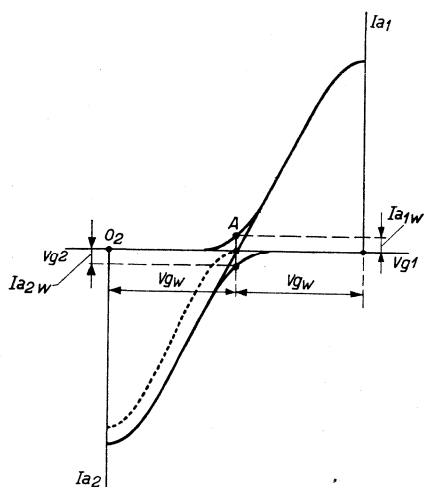


Fig. 144

Dynamische I_a-V_g -karakteristieken van twee penthoden in balansschakeling, klasse B.

uitgangsvermogen in percenten uitgedrukt, toch nog aanzienlijk. Bij toenemende excitatie werken de buizen op de rechte stukken van de karakteristieken, zodat de vervorming gaat afnemen; ten slotte werken de buizen in

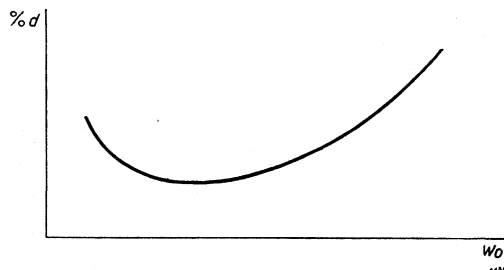


Fig. 145

Vervormingspercentage als functie van het uitgangsvermogen bij twee penthoden in balansschakeling, B-klasse.

het bovenste kromme deel van de karakteristieken, waardoor de vervorming weer toeneemt. Door het optreden van deze vervorming bij grote I_a moet de amplitude van de anodewisselspanning lager blijven dan V_{aw} ; dit betekent dat in de praktijk het theoretische rendement van 78,5% niet wordt bereikt.

Het vervormingspercentage als functie van het uitgangsvermogen W_0 ziet er dus bijv. uit als in fig. 145 is weergegeven.

Voor het vervormingspercentage bij het lage uitgangsvermogen kan zeer hinderlijk zijn. Dit wordt nog verergerd, indien — zoals praktisch steeds in meerdere of mindere mate het geval is — de beide eindbuizen niet geheel aan elkaar gelijk zijn, waardoor de karakteristieken ten opzichte van elkaar verschoven worden, zoals in fig. 144 gestippeld is aangegeven. Het is duidelijk, dat in dat geval bij geringe excitatie een belangrijke vervorming moet optreden.

Door Lussanet de la Sablonière is (zie litter. § 4) een methode aangegeven om op een gemakkelijke wijze uit de I_a-V_g -karakteristieken af te leiden, welke R_a men voor een gevraagd uitgangsvermogen het beste kan kiezen en hoe groot het max. uitgangsvermogen is. Lussanet maakt daarbij gebruik van een schaar van karakteristieken van constant uitgangsvermogen. Daar het uitgangsvermogen evenredig is met $I_a V_a$, worden deze gelijkzijdige hyperbolen, met het werkpunt als oorsprong. Voor een willekeurige buis geeft fig. 146 hiervan een voorbeeld.

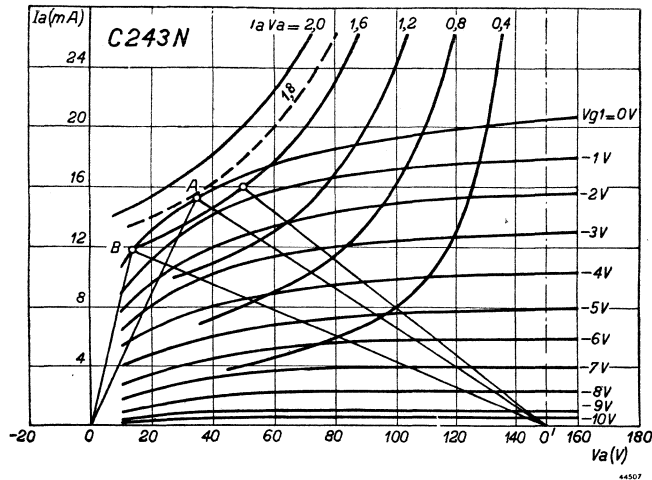


Fig. 146

Bundel I_a-V_a -karakteristieken voor een penthode met hyperbolen voor constante $I_a V_a$. Hieruit leidt men het maximaal bereikbare uitgangsvermogen en de gunstigste R_a bij een bepaald uitgangsvermogen af.

Voor een uitgangsvermogen van 1,6 watt kiest men een R_a , behorend bij de belastingslijn $O'B$. Voor zo goed mogelijk rendement moet nl. de helling zo flauw mogelijk zijn en men kiest dus het laagste snijpunt met de I_a-V_a -karakteristiek voor $V_g = 0$; lager mag men de belastingslijn niet leggen, omdat dan door het optreden van roosterstroom te veel vervorming zou ontstaan.

Het maximaal bereikbare uitgangsvermogen blijkt in dit geval 1,8 watt te bedragen; de R_a voor dit geval wordt bepaald door de helling van de belastingslijn OA .

Men kan deze methode ook toepassen op balansschakeling A of A/B , doch dan moet men ze combineren met de methode van Thompson voor het construeren van de $(I_{a_1}-I_{a_2})-V_a$ -karakteristieken (verg. blz. 166).

c) Twee trioden in balansschakeling, klasse B met roosterstroom.

Op blz. 149 is aangetoond, dat bij het bedrijven van trioden met rooster-

stroom de beste methode is, de buizen zodanig te construeren, dat uitsluitend in het gebied van de positieve roosterspanningen wordt gewerkt. Daar bij $V_g = 0$ de anodestroom practisch gelijk aan nul moet zijn, moeten de trioden een zeer hoge μ hebben, zodat ook de inwendige weerstand hoog is. De karakteristieken gelijken veel op die van penthoden, en de beschouwingen, die zijn gegeven voor penthoden zonder roosterstroom, blijven vrijwel onveranderd gelden.

Ook hier is dus:

$$Ra = \frac{Vaw}{Ia_{max}}, \quad \eta = 78,5\% \quad W_{0max} = \frac{1}{2} Vaw Ia_{max}.$$

en

$$u = \frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{4 Vaw}{Ia_{max} R_{isp}}}.$$

Ten opzichte van geval b. is het voordeel, dat geen afzonderlijke spanningsbron voor de vaste negatieve roosterspanning nodig is. Daar staat tegenover, dat de voortrap in staat moet zijn de roosterstroom te leveren; de voortrap wordt dus groter en duurder en vraagt meer energie.

Ook de opmerkingen over vervorming in de eindtrap kunnen hier dezelfde zijn als voor penthoden zonder roosterstroom zijn gemaakt. Daar de dynamische $I_a - V_g$ -karakteristiek in het algemeen rechter is dan die van de penthode, zal deze vervorming hier geringer zijn dan bij het gebruik van penthoden. Daartegenover moet echter rekening worden gehouden met de extra-vervorming in de voortrap (zie III § 7).

d) Twee penthoden in balansschakeling, B-klasse met roosterstroom.

Ten opzichte van b. biedt deze mogelijkheid geen voordelen. Weliswaar kan de afzonderlijke voedingsbron voor de vaste negatieve roosterspanning vervallen, indien voor een zeer grote waarde van de μ gezorgd wordt, maar daartegenover staat weer de noodzakelijkheid de voortrap voor het leveren van roosterstroom geschikt te maken. Daar bovendien de vervorming toeneemt, zal men als regel b. boven d. verkiezen.

§ 5. Balans-eindtrappen met AB-versterking.

De A/B-versterking met vaste negatieve roostervoorspanning onderscheidt zich van de A-versterking alleen door een lagere instelling van het werkpunt, zodat bij toenemende excitatie de anodewisselstroom in beide buizen asymmetrisch wordt. Indien de $I_a - V_g$ -karakteristieken rechte lijnen zijn, zou dit tot aanzienlijke vervorming aanleiding geven; nu de karakteristieken krom zijn, kan men een zodanige instelling zoeken, dat de vervormingen elkaar zoveel mogelijk opheffen. Wij zagen reeds in § 3, dat bij zuiver parabolische karakteristieken de daarbij

optredende 2de harmonischen elkaar geheel opheffen, zolang de amplitude van de roosterwisselspanning het afknijppunt niet overschrijdt. Wordt de excitatie zó groot dat het afknijppunt wordt overschreden, dan wordt de anodestroom in beide buizen in toenemende mate asymmetrisch. Dat de vervorming trots dit verschijnsel niet hoeft toe te nemen, blijkt als volgt. Noemt men R_a weer de weerstand per anode, dan is bij B -instelling

$$R_a = \frac{1}{4} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 R_{Isb}.$$

Bij geringe excitatie werkt de versterker in A -instelling; door de gehele primaire wikkeling vloeit wisselstroom en daar de primaire wikkeling in totaal belast is met $\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 R_{Isb} = 4 R_a$, is dus elke helft van de balansschakeling belast met $2 R_a$. Uit fig. 147 is nu af te leiden hoe de anodestromen in de buizen verlopen.

Uitgaande van het werkpunt P , neemt de anodestroom van de buis

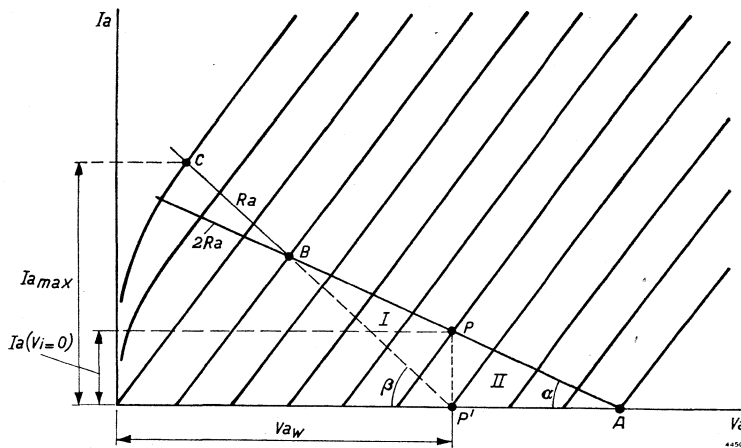


Fig. 147

Bundel $I_a - V_a$ -karakteristieken voor twee trioden in balansschakeling, klasse AB met vaste negatieve roostervoorspanning.

I toe volgens de belastingslijn PB , die van buis II neemt af volgens belastingslijn PA . De helling APB wordt bepaald door $\cotg \alpha = 2 R_a$. Zodra de excitatiespanning een bepaalde waarde overschrijdt, kan de stroom in buis II niet verder afnemen. Op het moment dat in buis II de anodestroom nul is, is die van buis I bepaald door punt B . De stroom in I neemt nu verder toe volgens de belastingslijn BC , waarvan de helling is bepaald door $\cotg \beta = R_a$. De stroom in buis I neemt onge-

veer tweemaal zo sterk toe en hierdoor wordt gecompenseerd dat er in buis II geen anodestroom meer vloeit.

In werkelijkheid verandert de helling van de belastingslijn niet plotseling zoals in fig. 148, maar gaat de belastingslijn over in een kromme.

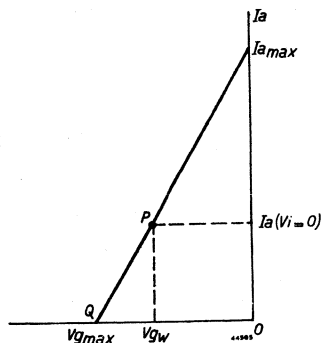


Fig. 148

Dynamische I_a - V_g -karakteristiek; bij balansschakeling klasse AB met automatische negatieve roosterspanning verschuift het werkpunt bij toenemende excitatie van P naar Q .

Men kan aantonen dat bij zuiver parabolische karakteristieken het geleidelijk afknijpen van de stroom in buis II geheel wordt gecompenseerd door het toenemen van de stroom in buis I. Bij penthoden veroorzaakt de sterkere helling van de belastingslijn geen zo grote extra toename van de anodestroom als bij trioden (bij ideale penthoden zou deze extra toename zelfs geheel wegblijven). Vandaar dat penthoden voor A - B -versterking met vaste negatieve roostervoorspanning minder geschikt zijn dan trioden.

De eigenlijke A/B -versterking is die met automatische negatieve roostervoorspanning, waarbij het werkpunt verschuift, zodat bij de maximale excitatie de buizen volledig in B -schakeling functioneren (van P naar Q in fig. 148).

Als $V_g = V_{g_{max}}$, is de gemiddelde anodestroom van beide buizen tezamen

$$I_{a_{med}} = \frac{2}{\pi} I_{a_{max}}.$$

Hieruit volgt:

$$R_k = \frac{2}{\pi} \frac{V_{g_{max}}}{I_{a_{max}}}.$$

Daar nu R_k bekend is, kunnen wij ook V_{g_w} berekenen.

$$2 I_{a(V_i=0)} R_k = V_{g_w}.$$

Hieruit leiden wij af dat

$$I_{a(V_i=0)} = \frac{1}{\pi} \frac{V_{g_w}}{V_{g_{max}}} I_{a_{max}}.$$

Verder blijkt uit fig. 147 dat

$$\frac{V_{g_w}}{V_{g_{max}}} = \frac{I_{a_{max}} - I_{a(V_i=0)}}{I_{a_{max}}}.$$

zodat ten slotte wordt gevonden dat $I_{a(V_i=0)} = \frac{1}{\pi + 1} I_{a_{max}}$.

Het maximale uitgangsvermogen is

$$W_{o\max} = \frac{1}{2} I a_{\max} V a_w,$$

waarin $V a_w$ de beschikbare plaatspanning voorstelt. Uitgedrukt in $I a_{(V_i=0)}$, is:

$$W_{o\max} = \frac{\pi + 1}{2} I a_{(V_i=0)} V a_w.$$

Het product $I a_{(V_i=0)} V a_w$ is nu tevens het toegevoerde vermogen per buis bij nul-excitatie en ook gelijk aan de anodedissipatie.

Noemt men $W a_{\max}$ de maximaal toelaatbare anodedissipatie van twee buizen en nemen wij voorlopig aan — hetgeen aanstonds bevestigd zal worden — dat de maximale anodedissipatie in de rusttoestand bereikt wordt, dan vindt men dus:

$$W_{o\max} = \frac{\pi + 1}{4} W a_{\max}.$$

In de praktijk blijkt de verhouding wat ongunstiger te zijn en vindt men

$$W_{o\max} \approx 0,8 W a_{\max}.$$

(Bij *A*-versterking is $W_{o\max} = 0,5 W a_{\max}$ en bij zuivere *B*-versterking is $W_{o\max} = 2,5 W a_{\max}$).

Wij willen thans kort nagaan hoe de vermogens W_b , W_o en $W a$ als functie van de roosterwisselspanning verlopen. Fig. 149 geeft daarvan het beeld.

Zolang de versterker bij geringe excitatie als *A*-versterker werkt, blijft W_b constant en neemt W_o evenredig toe met het kwadraat van de roosterwisselspanning. De *A*-instelling gaat geleidelijk in de *B*-instelling over, zoudra de amplitude van de roosterwisselspanning de waarde $V g_{\max} - V g_w$ overschrijdt.

Uit $I a_{(V_i=0)} = \frac{1}{\pi + 1} I a_{\max}$ volgt:

$$V g_{\max} - V g_w = \frac{1}{\pi + 1} V g_{\max}.$$

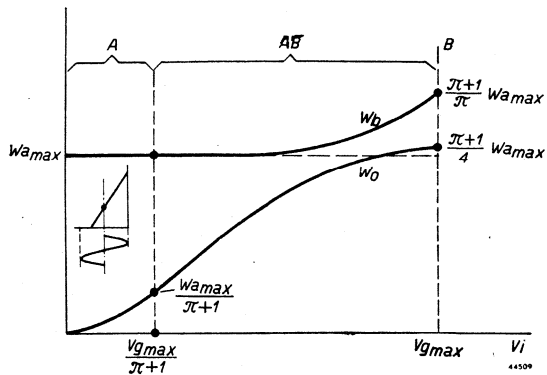


Fig. 149

Toegevoerd vermogen (W_b), uitgangsvermogen (W_o) en anodedissipatie ($W a$) als functie van de roosterwisselspanning V_i bij klasse AB-versterking.

Bij dit punt is de amplitude van de anodewisselstroom = $Ia_{(V_i=0)}$, zodat $Wo = \frac{1}{2} Ia^2 4 Ra = 2 Ia_{(V_i=0)}^2 Ra$ (Ra = de weerstand in elke helft).

Daar $Ra = \frac{Va_w}{Ia_{max}}$, is $Wo = Wa_{max} \frac{Ia_{(V_i=0)}}{Ia_{max}}$.

Daar $Ia_{(V_i=0)} = \frac{Ia_{max}}{\pi + 1}$ is dus $Wo = \frac{Wa_{max}}{\pi + 1}$.

Het maximale uitgangsvermogen bij Vg_{max} werd reeds op $\frac{\pi + 1}{4} Wa_{max}$ vastgesteld, terwijl het toegevoerde vermogen bij dit punt bedraagt:

$$Wb = Va_w \cdot \frac{2}{\pi} Ia_{max} = \frac{\pi + 1}{\pi} Wa_{max}.$$

Door de aldus gevonden punten kan men schattenderwijs de krommen voor $Wb = f(V_i)$ en $Wo = f(V_i)$ benaderen en vindt dan het beeld van fig. 149. Men ziet in elk geval duidelijk dat de anodedissipatie bij de rusttoestand maximaal is. (Voor een nauwkeurige berekening van Wb en Wo , zie men Philips' „Miniwatt" Monatsheft Nr. 88 (1941) 83). De A/B -versterking staat bij de B -versterking belangrijk ten achter wat de grootte en het bereikbare uitgangsvermogen met dezelfde eindbuizen betreft. Daartegenover staat dat de A/B -versterker geen vaste negatieve roosterspanning behoeft en dat de belasting van de anodevoedingsbron meer constant is. Het belangrijkste voordeel van A/B -versterking is echter, dat de vervorming minder hinderlijk is dan bij de B -versterking, vooral bij geringe excitatie. Nu men door tegenkoppeling in staat is dit euvel van de B -versterker op te heffen, geeft men de voorkeur aan deze versterkers boven A/B -versterkers, die practisch weinig meer worden gebruikt.

§ 6. Overzicht van de verkregen resultaten.

In de tabel G op blz. 185 zijn voor de verschillende mogelijkheden van schakelingen van eindtrappen enige belangrijke gegevens verstrekt. Er wordt aan herinnerd dat bij balansschakelingen n_1 = het totale aantal primaire windingen (dus van beide helften tezamen) van de aanpassings-transformator voorstelt. Voorts geeft R_a steeds de gunstigste aanpassingsweerstand per buis aan.

Onder R_i' wordt de inwendige weerstand van de eindtrap als geheel bedoeld.

Na hetgeen in de vorige paragrafen over de verschillende schakelingen en hun eigenschappen is opgemerkt, kunnen wij ons hier van verdere verklaringen onthouden.

TABEL G.

TYPE VAN DE EINDTRAP		SCHAKELING	KARAKTERISTIEK	AANPASSINGS- WEERSTAND	TRANSFORMATIE- VERHOUDING
Eén buis, A-versterking	1 Triode			$R_a = 2R_i$ $= \frac{V_{aw}}{I_{aw}} - 2R_i$	$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{V_{aw}}{2I_{aw}R_{isp}}}$
	2 Pen- thode			$\frac{V_{aw}}{I_{aw}}$	$\sqrt{\frac{V_{aw}}{I_{aw}R_{isp}}}$
Twee buizen parallel, A-versterking	3 Trioden			R_i	$\sqrt{\frac{V_{aw}}{4I_{aw}R_{isp}}}$
	4 Pen- thoden			$\frac{V_{aw}}{2I_{aw}}$	$\sqrt{\frac{V_{aw}}{2I_{aw}R_{isp}}}$
Twee buizen balans, A-versterking	5 Trioden			$2R_i$	$\sqrt{\frac{V_{aw}}{I_{aw}R_{isp}}}$
	6 Pen- thoden			$\frac{V_{aw}}{I_{aw}}$	$\sqrt{\frac{2V_{aw}}{I_{aw}R_{isp}}}$
Twee buizen balans, B-versterking zonder roosterstroom	7 Trioden			R_i	$\sqrt{\frac{3V_{aw}}{I_{a,max}R_{isp}}}$
	8 Pen- thoden			$\frac{V_{aw}}{I_{a,max}}$	$\sqrt{\frac{4V_{aw}}{I_{a,max}R_{isp}}}$
Twee buizen balans, B-versterking met roosterstroom	9 Trioden			$\frac{V_{aw}}{I_{a,max}}$	$\sqrt{\frac{4V_{aw}}{I_{a,max}R_{isp}}}$
Twee buizen balans, AB-versterking zonder roosterstroom	10 Trioden			$\frac{V_{aw}}{I_{a,max}}$	$\sqrt{\frac{4V_{aw}}{I_{a,max}R_{isp}}}$

44725

TABEL G.

Nr.	Max. afgeleverd vermogen	Rende-ment $\frac{W_{0max}}{W_b}$	$\frac{W_{0max}}{W_{amax}}$	R_i	Belasting voedingsbron	Eis aan voedingsbron		Vervorming
						R_i	Rimpel	
1	$W_{0max} = \frac{1}{2} V a_w I a_w$	$\eta = 25\%$	25%	Laag	Constant	—	Gering	Voornamelijk 2e Harm.
2	$\frac{1}{2} V a_w I a_w$	50%	50%	Hoog	Constant	—	Gering	Voor- namelijk 3e Harm.
3	$\frac{1}{2} V a_w I a_w$	25%	25%	Laag	Constant	—	Gering	Voor- namelijk 2e Harm.
4	$V a_w I a_w$	50%	50%	Hoog	Constant	—	Gering	Voor- namelijk 3e Harm.
5	$\frac{1}{2} V a_w I a_w$	25%	25%	Laag	Constant	—	Gering	2e Harm. opge- heven
6	$V a_w I a_w$	50%	50%	Hoog	Constant	—	Gering	2e Harm. opge- heven
7	$\frac{1}{3} V a_w I a_{max}$	39,3%	—	Hoger dan 5	Sterk ver- anderlijk	Laag	Niet zo gering als bij 1—6	Ver- vorming reeds bij gering signaal
8	$\frac{1}{2} V a_w I a_{max}$	78,5%	$\frac{\pi^2}{4} \cdot 100\% \approx 250\%$	Hoger dan 6	Sterk ver- anderlijk	Laag	Niet zo gering als bij 1—6	Ver- vorming gering reeds bij signaal
9	$\frac{1}{2} V a_w I a_{max}$	78,5%	$\approx 250\%$	Hoog	Sterk ver- anderlijk	Zeer laag	Niet zo gering als bij —16	Veel ver- vorming
10	$\frac{1}{2} V a_w I a_{max}$	78,5%	$\frac{\pi+1}{4} \cdot 100\% \approx 80\%$ practisch $\approx 80\%$		Veranderlijk	Vrij laag	Niet zo gering als bij 1—6	Vervorming beter dan 7, 8, 9

LITTERATUUR

Algemeen:

Tellegen, B. D. H. Eindversterkerproblemen. T. Ned. Rad. Genoot. **3** (1928) 141—160.

§ 2

1. Cornelius, P. Die Penthode im Endverstärker E.T.Z. **53** II (1932) 819—821.

§ 2—4

1. Kellogg, G. W. Design of non-distorting power amplifiers Inst. Electr. Engng. **54** (1925) 490—498.
2. Kleen, W. Endröhrenprobleme. Telef. Röhre **2** (Sonderheft) (1936) 6—36.
3. Tellegen, B. D. H. Endverstärkerprobleme. Jb. drahtl. Telegr. **31** (1928) 183—190.
4. Urtel, R. Maximale Leistung, Wirkungsgrad und optimaler Aussenwiderstand von Endröhren. Telef. Ztg. **13** (1932) 28—44.

§ 3

1. Feldtkeller, R., Nichtlineare Verzerrungen in unsymmetrischen Gegentaktverstärkern. Telegr. Fernspr. u. Funktechn. **26** (1937) 219—226.
2. Nelson. Class B amplifiers considered from the conventional class A-standpoint. Proc. Inst. Radio Engrs. **21** (1933) 858—874.
3. Thompson, B. J. Graphical determinations of performance of pushpull amplifiers. Proc. Inst. Radio Engrs. **21** (1933) 591—600.
4. Tillmann, Th. Gegentakt Endstufen in Rundfunk- und Kraftverstärkern Telef. Röhre (1938) H13, 73—89.

§ 4

1. Barton, L. E. Recent developments of the class B-radio and radio frequency amplifiers. Proc. Inst. Radio Engrs. **24** (1936) 985—1006.
2. Gordon, M. Class B audio frequency amplification. Wirel. Engr. **16** (1939) 457—459.
3. Gürtler, R. Der Anodenstrom beim B-Verstärker mit Berücksichtigung der unteren Kennlinienkrümmung. Telef. Ztg. **19** (1938) 15—22.
4. Kilgour, C. E. Problem of push — push amplification. Electronics, N.Y. **4** (1932) 82—83.
5. Lussanet de la Sablonijre, C. J. The design of class B-amplifiers Wireless Eng. and Exp. Wireless **12** (1935) 133—141.

§ 1 en 5

1. Ardenne, M. von. Zur Theorie der Endverstärkung. H. drahtl. Telegr. **30** (1927) 116—123.
2. Bartels, H. Die Leistungen und Verzerrungen bei Endverstärkern. Telef. Ztg. **70** (1935) 5—22.

§ 4 en 5

Theoretische und praktische Betrachtungen über Klasse B- und A-B-Verstärkung. Philips „Miniwatt“ Monatsheft (1935) Nr. 26, 1—7. Nr. 27, 1—7, Nr. 30, 1—11.

§ 5

Über die Ausgangsleistung des Klasse AB-Verstärkers mit automatischer Vorspannung. Philips „Miniwatt“ Monatsheft Nr **88** (1941) 77—84.

TERUGKOPPELING

§ 1. Inleiding.

Onder terugkoppeling in algemene zin verstaat men het terugvoeren van een spanningsverandering die afhankelijk is van de stroom- of spanningsveranderingen in de anodekring van een buis, naar het rooster van dezelfde of van een in de gang van de versterking voorafgaande buis. Deze terugkoppeling kan onopzettelijk dan wel opzettelijk optreden. Een voorbeeld van onopzettelijke terugkoppeling vindt men in het terugvoeren van de anodespanning naar het rooster door de rooster-anode-capaciteit (zie 61). De opzettelijke terugkoppeling kan door verschillende schakelingen worden bewerkt.

Is de spanningsverandering die naar het rooster wordt teruggevoerd, evenredig met de anodespanning, dan spreekt men van spanningsterugkoppeling; is zij evenredig met de anodestroom, dan noemt men ze stroomterugkoppeling. Voor de werking van de terugkoppeling is de fase van de roosterspanningsverandering van ingrijpende betekenis. Wordt de werking van de oorspronkelijke roosterspanning door de terugkoppeling versterkt, dan spreekt men van *meekoppeling*, wordt deze werking verzwakt, dan heet dit *tegenkoppeling*.

Zo kan men ook onderscheid maken tussen spanningsmeekoppeling en spanningstegenkoppeling, tussen stroommeekoppeling en stroomtegenkoppeling.

Bij het gebruik van electronenbuizen is de terugkoppeling van zeer grote betekenis; in de laatste jaren wordt in L.F. versterkers veel van tegenkoppeling gebruik gemaakt.

§ 2. Algemene theorie aangaande terugkoppeling.

Terugkoppeling in algemene zin kan men voorstellen door fig. 150.

Op een of andere wijze wordt een spanning V_t van de uitgang naar de ingang teruggevoerd. Daar V_t in serie met de ingangsspanning V_i en de roosterspanning V_g staat, is

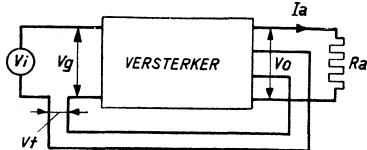


Fig. 150

Principeschema van een teruggekoppelde versterker.

$$V_g = V_i + V_t. \quad (V-1)$$

Bij stroomterugkoppeling is V_t evenredig met de uitgangswisselstroom, dus $V_t = k_i I_a$.

Bij spanningsterugkoppeling is V_t evenredig met de uitgangswisselspanning $V_t = k_v V_a$.

k_i en k_v heten terugkoppelfactoren.

In het algemeen kunnen de factoren k_i en k_v en ook de versterking A complexe waarden hebben, zodat zij van de frequentie afhankelijk zijn en een willekeurige fazeverschuiving tussen V_t en V_i kan optreden. Wij zullen echter eerst aannemen, dat A , k_i en k_v niet van de frequentie afhankelijk zijn. Afhankelijk van de terugkoppelschakeling, kunnen k_i en k_v dan nog positief of negatief zijn. Is k_i of k_v positief, dan wordt de ingangsspanning versterkt en heeft men te maken met meekoppeling. Is k_i of k_v negatief, dan is er sprake van tegenkoppeling. De invloed van de terugkoppeling op de versterking kan men als volgt afleiden. Onafhankelijk van de terugkoppeling is steeds:

$$V_a = AV_g.$$

Met terugkoppeling is $V_g = V_i + V_t$,

zodat $V_a = A(V_i + V_t) = A'V_i$.

Tussen de versterking met en die zonder terugkoppeling bestaat dus de verhouding:

$$\frac{A'}{A} = \frac{V_i + V_t}{V_i}.$$

In het algemeen kan men dus concluderen, dat de versterking door meekoppeling toe- en door tegenkoppeling afneemt.

In het geval van spanningsterugkoppeling is $V_t = k_v V_a$, waaruit volgt:

$$A' = \frac{A}{1 - k_v A} \text{ of } \frac{I}{A'} = \frac{1}{A} - k_v. \dots \dots \dots (V-2)$$

In het geval van stroomterugkoppeling is $V_t = k_i I_a$, waaruit volgt:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - \frac{k_i}{R_a} \dots \dots \dots (V-3)$$

Wij zullen nu eerst eens aannemen dat de terugkoppeling over één versterkbuis geschiedt en dat de karakteristieke grootheden van die buis: de steilheid S , de inwendige weerstand R_i en de versterkingsfactor μ , constant zijn. Voorts wordt verondersteld, dat V_i een enkelvoudige sinusvormige spanning is. Voor de versterkbuis geldt nu de betrekking:

$$\mu V_g = I_a (R_i + R_a), \dots \dots \dots (V-4)$$

of, anders geschreven, daar $I_a R_a = -V_a$:

$$I_a = S \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right).$$

Uit V—1 en V—4 leidt men af, dat bij stroomterugkoppeling:

$$I_a = \frac{S \left(V_i + \frac{V_a}{\mu} \right)}{1 - k_i S} \dots \dots \dots (V-5)$$

$$V_a = -\mu V_i + \frac{\mu}{S} I_a (1 - k_i S) \dots \dots \dots (V-6)$$

Uit de betrekkingen V—5 en V—6 kan men afleiden dat de combinatie van de versterkbuis met de terugkoppelschakeling kan worden beschouwd als een fictieve versterkbuis, die gewijzigde karakteristieke eigenschappen heeft.

Volgens V—2 is de inwendige weerstand:

$$R_i = \left(\frac{dva}{dia} \right) V_g = c = \left(\frac{Va}{Ia} \right) V_g = 0$$

Uit V—6 volgt dat, bij stroomtegenkoppeling:

$$R_i' = \frac{\mu}{S} (1 - k_i S) = R_i (1 - k_i S) \dots \dots \dots (V-7)$$

De steilheid is, volgens II—1:

$$S = \left(\frac{dia}{dvg} \right) V_a = c = \left(\frac{Ia}{Vg} \right) V_a = 0$$

Uit V—5 leidt men af dat, bij stroomtegenkoppeling:

$$S' = \frac{S}{1 - k_i S} \dots \dots \dots (V-8)$$

De versterkingsfactor is, volgens II—3 $\mu = \left(\frac{dav}{dvg} \right)_{ia} = c = \left(\frac{Va}{Vg} \right)_{Ia=0}$

Hieruit volgt dat de versterkingsfactor door de stroomterugkoppeling niet verandert:

$$\mu' = \mu.$$

Samenvattend vindt men derhalve dat, bij stroomterugkoppeling:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - \frac{k_i}{R_a};$$

$$R_i' = R_i (1 - k_i S);$$

$$S' = \frac{S}{1 - k_i S};$$

$$\mu' = \mu.$$

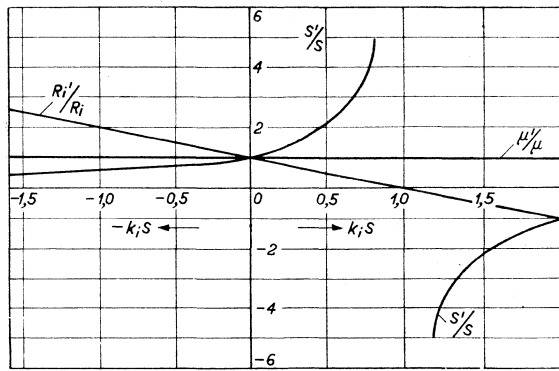
Op overeenkomstige wijze leidt men af dat, voor spanningsterugkoppeling:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - k_v.$$

$$R_i' = R_i \frac{1}{1 - k_v \mu}; \dots \dots \dots (V-9)$$

$$S' = S; \mu' = \frac{\mu}{1 - k_v \mu} \dots \dots \dots (V-10)$$

Het blijkt, dat in beide gevallen $\mu' = R_i' S'$, zoals te verwachten is. Indien de grootheden R_i , S en μ niet mogen worden aangenomen constant te zijn, zoals het geval is bij kromme karakteristieken en wisselspanningen die niet zeer klein zijn, dan wordt het berekenen van de werking van de buis bij terugkoppeling ingewikkeld. Men kan dan zijn toevlucht nemen tot een grafische methode. Daartoe leidt men uit de



$I_a - V_a$ -karakteristieken van de oorspronkelijke buis, gewijzigde $I_a - V_a$ -karakteristieken voor een

Fig. 151

Verloop van de buiskarakteristieken bij anodestroomterugkoppeling.

fictieve buis af, die de oorspronkelijke buis met de daarbij behorende terugkoppeling kan vervangen. Met behulp

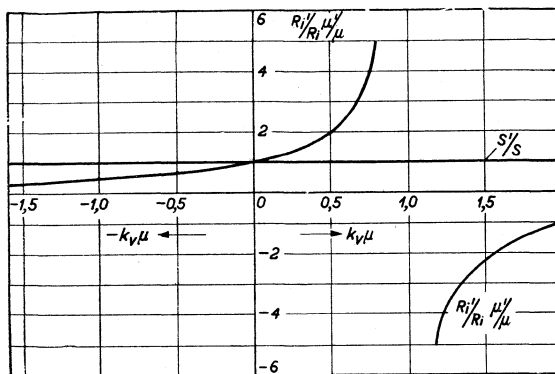


Fig. 152

Verloop van de buiskarakteristieken bij anodespanningsterugkoppeling (fig. 151 en 152 volgens Rothe en Kleen, litter. V § 2, 5, blz. 102 en 103).

van de gewijzigde karakteristieken kan men de werking van de buis + terugkoppeling onder verschillende omstandigheden afleiden (zie litter. § 2, 5). De invloed van de terugkoppeling op de karakteristieke grootheden R_i , S en μ wordt nader verduidelijkt door de figuren 151 en 152 (zie litter. § 2, 1). In deze figuren vindt men voor stroomterugkoppeling, resp. spanningsterugkoppeling, de verhou-

dingen $\frac{R_i'}{R_i}$, $\frac{S'}{S}$ en $\frac{\mu'}{\mu}$, getekend als functies van $k_i S$, resp. $k_v \mu$.

De vergelijking van de figuren toont duidelijk het verschil aan in werking bij stroomterugkoppeling en spanningsterugkoppeling. Bij de stroomterugkoppeling blijft μ , bij de spanningsterugkoppeling S ongewijzigd. Bij de stroomtegenkoppeling neemt de inwendige weerstand geleidelijk met sterker wordende terugkoppeling toe, bij de spanningstegenkoppeling daarentegen neemt de inwendige weerstand asymptotisch tot nul af. Bij de stroommeekoppeling is $k_i = 1/S$ een merkwaardig punt, waarbij de inwendige weerstand door nul gaat en de steilheid positief of negatief oneindig groot wordt. Voorbij dit punt, bij sterkere meekoppeling, wordt de inwendige weerstand negatief.

Een dergelijk merkwaardig punt heeft de spanningsmeekoppeling bij $k_v = 1/\mu$, waarvan de versterkingsfactor en de inwendige weerstand door oneindig gaan. Voorbij dit punt, bij sterkere meekoppeling, is ook hier de inwendige weerstand negatief.

Wij komen op deze eigenschappen nader terug bij de gescheiden behandeling van de meekoppeling en de tegenkoppeling.

In het voorafgaande is aangenomen dat de terugkoppeling over één versterkbuis geschiedt. Zij kan ook geschieden over een gehele versterker, die bestaat uit meer dan een versterktrap. Nu kan men een complete versterker voorstellen als een generator met een E.M.K., die overeenkomt met de uitgangsspanning bij nullast en een inwendige weerstand, zodat voor de complete versterker, geheel overeenkomstig een enkele versterkbuis, de betrekking geldt:

$$\mu_0 v_g = i_a (R_i + R_a),$$

waarin μ_0 = de versterking bij nullast.

De inwendige weerstand van de complete versterker wordt dus op dezelfde wijze door de terugkoppeling gewijzigd als bij één buis. Ook de versterking ondergaat dezelfde invloed.

Ook bij terugkoppeling over meer dan een versterkbuis geldt dus, dat bij stroomterugkoppeling:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - \frac{k_i}{R_a} \text{ en } R_i' = R_i (1 - k_i S) = R_i - k_i \mu_0,$$

en bij spanningsterugkoppeling:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - k_v \text{ en } R_i' = R_i \frac{1}{1 - k_v \mu_0}.$$

§ 3. Meekoppeling.

Opzettelijke meekoppeling wordt in de L.F. versterkingstechniek weinig gebruikt. Men kan de versterking er door verhogen; vandaar dat men een enkele maal meekoppeling ziet toegepast om een versterkbuis uit te sparen. Men moet daarbij echter oppassen, dat geen genereren optreedt.

Een voorbeeld van meekoppeling ter verhoging van de versterking vindt men in de Philips' L.F. versterker type 2864.

In de schakeling volgens fig. 153 geschiedt stroommeekoppeling over de weerstand R_4 . De schakeling van een versterker met secundaire-emissiebuis zonder meekoppeling is beschreven in III § 8, zodat, voor de verklaring van de werking van deze buis en voor de keuze van de grootte van de verschillende weerstanden, daarnaar kan worden verwezen. De wisselspanning op het rooster is gegeven door de serieschakeling van deingangsspanning V_i en van de wisselspanning over R_4 . Daar R_4 verbonden is met de kathode en de stroom door R_4 180° in fase is verschoven ten opzichte van de anodestroom van een normale versterkbuis, waarbij de spanning over de kathodeweerstand stroomtegenkoppeling veroorzaakt (zie 199 fig. 155), moet hier stroommeekoppeling optreden. Door de stroommeekoppeling wordt de inwendige weerstand verlaagd; bij de schakeling volgens fig. 153 heeft dit geen bijzondere betekenis.

Men kan ook spanningstegenkoppeling van de uitgang naar de ingang van een versterker combineren met stroommeekoppeling over hetzelfde

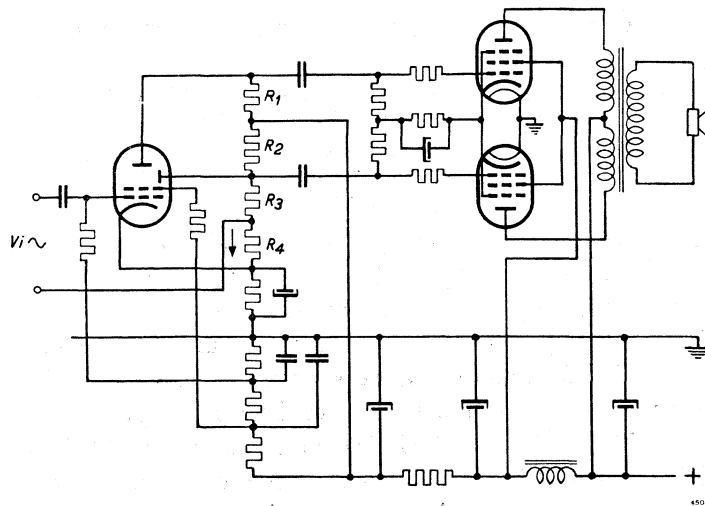


Fig. 153

Principeschema van een versterker met secundaire-emissiebuis, waarin meekoppeling (over R_4) is toegepast.

traject. De spanningstegenkoppeling dient dan voornamelijk voor het verminderen van de distorsie en het rechtmaken van de frequentie-karakteristiek; de stroommeekoppeling dient voor het verder verlagen van de inwendige weerstand van de versterker.

Zoals reeds werd opgemerkt, kan bij meekoppeling ook genereren optreden. In dit verband heeft de meekoppeling een zeer ruime toepassing gevonden, zowel in de zend- als in de ontvangstechniek.

Verbindt men een resonantiekring met een versterkbuis zoals in fig. 154

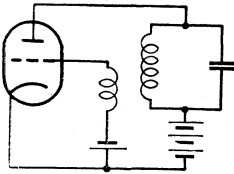


Fig. 154

Principeschema van een teruggekoppelde resonantiekring met resonantiekring in de anodekring.

is weergegeven, dan treedt, door de wederzijdse inductie tussen de beide spoelen, terugkoppeling op. Bij geschikte poling van de spoelen ten opzichte van elkaar, wordt de terugkoppeling tot meekoppeling.

Door de meekoppeling wordt de demping van de resonantiekring verminderd; wordt de meekoppeling voldoende sterk opgevoerd, dan wordt de demping = 0, d.w.z. de schakeling gaat genereren.

Dat bij voldoende sterke meekoppeling genereren mogelijk is, ziet men ook uit de vergelijkingen voor de versterking bij terugkoppeling.

Bij spanningsmeekoppeling is volgens verg. V—2

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - k_v, \text{ terwijl } k_v \text{ positief is.}$$

Is nu $k_v = \frac{1}{A}$ dan is $A' = \infty$, d.w.z. er treedt genereren op.

Hetzelfde is het geval bij stroommeekoppeling, indien volgens verg. V, 3

$$k_i = \frac{Ra}{A}.$$

Tenslotte ziet men ook uit de figuren 151 en 152, dat bij meekoppeling genereren mogelijk is, namelijk in het gebied waar de inwendige weerstand door de meekoppeling negatief wordt. Eigen trillingen zullen optreden, zodra deze negatieve inwendige weerstand de positieve weerstand die in de beschouwde kring werkzaam is, opheft.

Wij zullen op deze belangrijke beginselen hier niet nader ingaan, daar zij voor de L.F. versterkingstechniek van ondergeschikt belang zijn. Het is echter dienstig in deze verschijnselen enig inzicht te hebben, daar genereren door meekoppeling ook in L.F. versterkers kan optreden en wel onopzettelijk bij tegenkoppeling, die van de frequentie afhankelijk is.

Bij het beschouwen van de stabiliteit van een schakeling met tegenkoppeling in § 5 komen wij hierop nog terug.

§ 4. Tegenkoppeling.

Wegens haar belangrijke goede eigenschappen wordt de tegenkoppeling in moderne versterkers in ruime mate toegepast.

De oude vraag of men voor eindbuizen beter trioden dan wel penthoden kan gebruiken, is door de tegenkoppeling definitief ten gunste van de laatste beantwoord. Ook is het, dank zij de tegenkoppeling, mogelijk geworden B -versterking te gebruiken in versterkers, waarbij hoge eisen aan vervormingsvrijheid worden gesteld. Wij zullen in deze paragraaf uiteenzetten waaraan dit alles is te danken.

Wij doen dit in de eerste plaats aan de hand van de betrekkingen die in § 2 voor de spannings- en stroomtegenkoppeling zijn afgeleid.

Voor de versterking bij stroomtegenkoppeling vonden wij de betrekking

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - \frac{ki}{Ra},$$

en bij spanningstegenkoppeling $\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - k_v$.

Om tegenkoppeling te bewerken moeten de terugkoppelfactoren k_i en k_v negatief zijn (zie § 2); de versterking neemt derhalve, zowel bij stroom- als bij spanningstegenkoppeling, af. Op zichzelf is dit eerder een nadeel dan een voordeel, daar het verlies aan versterking op een of andere wijze dikwijls door gebruik van meer versterktrappen moet worden goedgeemaakt. Maar wèl wordt de kwaliteit van de versterker er door verhoogd.

Neemt men aan, dat k_v en k_i constant en van de frequentie onafhankelijk zijn, en is voorts $k_v > \frac{1}{A}$ en $k_i > \frac{Ra}{A}$, dan ziet men, dat, bij toenemende k_v en k_i , de totale versterking A' steeds meer onafhankelijk wordt van A .

Is $k_v \gg \frac{1}{A}$ of $\frac{ki}{Ra} \gg \frac{1}{A}$, dan is zelfs $\frac{1}{A'} = k_v$, resp. $= \frac{ki}{Ra}$, zodat dan de invloed van A geheel uitgeschakeld wordt.

Dit nu is een zeer belangrijke eigenschap van de tegenkoppeling. Over het algemeen toch is A niet constant. In de eerste plaats is de versterking zonder tegenkoppeling steeds van de frequentie afhankelijk; bij lage en hoge frequentie pleegt A af te nemen. Door de tegenkoppeling heeft men het derhalve in de hand de frequentiekaracteristiek rechter te doen verlopen; men kan dit naar willekeur opvoeren, verondersteld

dat de middelen om het steeds groter wordende versterkingsverlies te compenseren, toegepast kunnen worden.

Verder is de versterking afhankelijk van de voedingsspanningen en van de eigenschappen van de versterkbuizen. Treden hierin veranderingen op, bijv. door schommelingen in de netspanning of door het ouder worden van de buizen, dan ondergaat ook de versterking daarvan de invloed; door de tegenkoppeling wordt deze invloed verminderd.

Ook storingen die in de versterker optreden kunnen door de tegenkoppeling worden verzwakt. Uit de aard der zaak is dit niet mogelijk, indien de storing al in het ingangssignaal aanwezig is; immers blijft in dat geval de verhouding tussen de signaalspanning en de storingsspanning met of zonder tegenkoppeling dezelfde. Maar indien de storing in een in de zin van de versterking verder gelegen deel wordt opgewekt, wordt de versterking van de storingsspanning in dezelfde mate verminderd als met de L.F. versterking het geval is. De verhouding tussen de storingsspanning en de signaalspanning wordt derhalve eveneens in die mate verminderd, verondersteld dat de middelen, bijv. een extra versterkbuis die men moet toepassen om het verlies aan versterking te vergoeden, niet zelve weer een nieuwe storing introduceren.

Behalve op de versterking, heeft de tegenkoppeling ook op de inwendige weerstand een belangrijke invloed, maar deze is bij stroom- en spanningstegenkoppeling tegengesteld.

Volgens vergel. V—7 is bij stroomtegenkoppeling:

$$Ri' = Ri (1 - k_i S),$$

en bij spanningstegenkoppeling volgens V—9:

$$Ri' = Ri \frac{1}{1 - k_v \mu};$$

in beide gevallen zijn de terugkoppelfactoren van k_i en k_v weer negatief. Hieruit volgt dat bij stroomtegenkoppeling de inwendige weerstand wordt verhoogd; bij spanningstegenkoppeling daarentegen wordt de inwendige weerstand verlaagd. Dit verklaart de voorkeur voor de spanningstegenkoppeling in L.F. versterkers. Er is daarbij nog op een verschil tussen de triode en de penthode te wijzen.

Bij de triode is de versterking A ongeveer gelijk aan μ , omdat $Ri \ll Ra$; immers, volgens verg. II—4 is:

$$I_a = \frac{\mu}{Ri + Ra} V_g, \text{ of: } V_a = \mu \frac{Ra}{Ri + Ra} V_g;$$

dus
$$A = \mu \frac{Ra}{Ri + Ra}.$$

Bij practisch voorkomende trioden is A ongeveer $\frac{2}{3} \mu$.

Door de spanningstegenkoppeling wordt de versterking verminderd in de verhouding $1 - k_v A$, bij benadering $1 - k_v \mu$. De inwendige weerstand wordt derhalve in dezelfde mate verminderd als de versterking. Bij de penthode is $R_i \gg R_a$; de versterking A is dus belangrijk lager dan μ . Door de spanningstegenkoppeling wordt de versterking verminderd met $1 - k_v A$, de inwendige weerstand met $1 - k_v \mu$, d.w.z. de inwendige weerstand wordt belangrijk meer verlaagd dan de versterking: door de spanningstegenkoppeling krijgt de penthode de eigenschappen van een triode.

Nu is de hoge inwendige weerstand van de penthode een groot bezwaar, zoals reeds op blz. 163 werd opgemerkt, als de belasting van de versterker variabel is (zoals bijv. bij radiocentrales). De spanningstegenkoppeling maakt de penthode ook voor deze doeleinden bruikbaar.

In de praktijk komt het veel voor dat de belasting, wel niet variabel maar van de frequentie afhankelijk is. De impedantie van luidsprekers kan sterk van de frequentie afhankelijk zijn en de uitgangsspanning varieert dan ook met de frequenties. Door de spanningstegenkoppeling kan men ook aan dit bezwaar tegemoet komen, waarbij men het nog in de hand heeft de tegenkoppeling van de frequentie afhankelijk te maken. Ten slotte zij nog opgemerkt, dat men ook een combinatie van spannings- en stroomtegenkoppeling kan toepassen, en op deze wijze de inwendige weerstand geheel naar wens kan veranderen.

Een ander zeer belangrijk voordeel, dat zowel bij spannings- als bij stroomtegenkoppeling aanwezig is, bestaat in de vermindering van het vervormingspercentage. Men kan aantonen dat de vervorming bij benadering evenredig afneemt met de tegenkoppeling.

Men kan dit reeds inzien door te bedenken, dat de vervorming kan worden beschouwd als een storing die in de versterker wordt opgewekt. Door de tegenkoppeling wordt de verhouding tussen de storingsspanning en de signaalspanning verbeterd, zoals reeds op blz. 196 werd uiteenzet. In de hiervolgende uiteenzetting wordt het verschijnsel meer exact behandeld.

Wij veronderstellen, dat de signaalspanning V_i zuiver sinusvormig is. Indien nu de uitgangsspanning een bepaald bedrag P aan tweede harmonischen bevat, zal bij spanningstegenkoppeling de spanning V_i een bedrag $k_v P$ aan tweede harmonischen behelzen (k_v is negatief). Ook V_g (zie fig. 151) bevat derhalve een bedrag $k_v P$ aan tweede harmonischen, hetgeen aan de uitgang een bedrag $A k_v P$ aan tweede harmonischen betekent. Bovendien wordt door de niet-lineaire elementen in de versterker een bedrag Q aan tweede harmonischen opgewekt. Bij kleine vervorming hangt Q alleen af van de sterkte van de grondfrequentie en niet van het bedrag $A k_v P$ aan tweede harmonischen. Dus is Q het be-

drag aan tweede harmonischen in de uitgangsspanning, indien geen tegenkoppeling wordt gebruikt, en een sinusvormige signaalspanning van zodanige grootte wordt aangelegd, dat de grondcomponente van de uitgangsspanning even groot is als met tegenkoppeling.

Daar $P = \frac{Q}{1 - Ak_v}$ volgt hieruit, dat de vervorming door tweede harmonischen in dezelfde mate als de versterking wordt verminderd.

Uit de afleiding volgt, dat A en k_v genomen moeten worden bij de frequentie van de tweede harmonische, niet bij de grondfrequentie. De amplitude van de tweede harmonische wordt dus bij een gegeven uitgangsspanning door de tegenkoppeling met dezelfde factor verkleind als de versterking van een signaal met de frequentie van die harmonische. Als de vervorming groter wordt en hogere harmonischen dan de tweede gaan optreden, zijn de betrekkingen niet meer zo eenvoudig, maar het blijft juist, dat door tegenkoppeling de vervorming wordt verkleind ¹⁾.

Voor het geval A en k_v reël en onafhankelijk zijn van de frequentie, kan de volgende mathematische afleiding worden gebruikt.

Voor de uitgangsspanning kan men schrijven:

$$V_a = a V_g + \beta V_g^2 + \gamma V_g^3 + \text{enz.}$$

De wisselspanning V_g zij $V_g = V_{gm} \cos wt$.

Ingevuld in de betrekking van V_a , geeft dit bij verwaarlozing van $\frac{3}{4} \gamma V_{gm}^2$ ten opzichte van a :

$$V_a = \frac{1}{2} \beta V_{gm}^2 + a V_{gm} \cos wt + \frac{1}{2} \beta V_{gm}^2 \cos 2wt + \frac{1}{4} \gamma V_{gm}^3 \cos 3wt + \text{enz.} \quad (1)$$

Er treedt vervorming op door 2de en 3de harmonischen.

Duiden we de amplituden van de 1ste, 2de en 3de harmonische van V_a aan door V_{a1} , V_{a2} en V_{a3} , dan zien we dat

$$V_{a1} = a V_{gm}, \quad V_{a2} = \frac{1}{2} \beta V_{gm}^2 \quad \text{en} \quad V_{a3} = \frac{1}{4} \gamma V_{gm}^3.$$

Voor het geval van tegenkoppeling hebben we tussen V_i en V_g de betrekking

$$V_g = V_i - n V_a \dots \dots \dots (2)$$

De vergelijkingen (1) en (2) geven samen het verband tussen V_a en V_i . We willen V_a ook schrijven als een machtreeks in V_i . Daartoe gaan we eerst vgl. (1) „omkeren”; er komt dan:

$$V_g = \frac{1}{a} V_a - \frac{\beta}{a^3} V_a^2 + \frac{2\beta^2 - a\gamma}{a^5} V_a^3 + \dots$$

In verband met vgl. (2) volgt hieruit:

$$V_i = \left(\frac{1}{a} + n \right) V_a - \frac{\beta}{a^3} V_a^2 + \frac{2\beta^2 - a\gamma}{a^5} V_a^3 + \dots$$

1) De voorafgaande afleiding is ontleend aan Tellegen, Philips Techn. T. 2 (1937) 291.

Deze vergelijking wordt na „omkeren“:

$$V_a = \frac{\alpha}{1 + an} V_i + \frac{\beta}{(1 + an)^3} V_i^2 + \frac{\gamma(1 + an) - 2\beta^2 n}{(1 + an)^5} V_i^3,$$

waarvoor we met een veelal geringe verwaarlozing mogen schrijven:

$$V_a = \alpha \frac{V_i}{1 + an} + \frac{\beta}{1 + an} \left(\frac{V_i}{1 + an} \right)^2 + \frac{\gamma}{1 + an} \left(\frac{V_i}{1 + an} \right)^3.$$

Hiermede hebben we nu, voor het geval van tegenkoppeling, het niet-lineaire verband tussen V_a en V_i verkregen.

Op dezelfde wijze als boven te werk gaand, vinden we hier voor de amplitude der 1e, 2e en 3e harmonische:

$$V_{a1} = \alpha \frac{V_{im}}{1 + an},$$

$$V_{a2} = \frac{1}{2} \frac{\beta}{1 + an} \left(\frac{V_{im}}{1 + an} \right)^2,$$

$$V_{a3} = \frac{1}{4} \frac{\gamma}{1 + an} \left(\frac{V_{im}}{1 + an} \right)^3.$$

We zien hieruit dat, om in beide gevallen dezelfde waarde van V_{a1} te verkrijgen, bij gebruik van tegenkoppeling $V_{im} = (1 + an) V_{gm}$ moet genomen worden, zodat de versterking $(1 + an)$ maal kleiner is; tevens zijn V_{a2} en V_{a3} ook in dezelfde verhouding kleiner geworden.

Na de voorafgaande theoretische uiteenzettingen over de tegenkoppeling zullen wij thans enige praktische voorbeelden daarvan nader toelichten, waarbij wij ons moeten beperken tot enkele grepen uit de grote verscheidenheid van mogelijkheden. In de eerste plaats vermelden wij dan de tegenkoppeling over de kathodeweerstand volgens fig. 155. Het is de bekende schakeling met automatische negatieve roosterspanning (zie 47), maar met weglating van de condensator die als regel de kathodeweerstand overbrugt. De spanning aan R_k is $V_t = -R_k I_a$; we hebben te maken met stroomtegenkoppeling, en de betrekkingen van blz. 190 gaan over in de volgende:

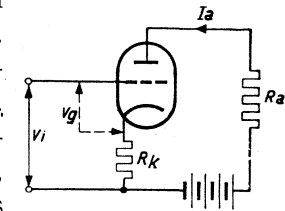


Fig. 155

Principeschema van een triode met stroomtegenkoppeling over de kathodeweerstand.

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} + \frac{R_k}{R_a};$$

$$R_i' = R_i (1 + R_k S).$$

Voorts wordt de vervorming in dezelfde mate verminderd als de versterking.

Tegenover dit laatste voordeel staan de nadelen van de verkleining van de versterking en de vergroting van de inwendige weerstand.

Men kan dit principe volgens fig. 155 op verschillende manieren op eindpenthoden toepassen, zoals in fig. 156 voor een bepaalde buis is weer gegeven.

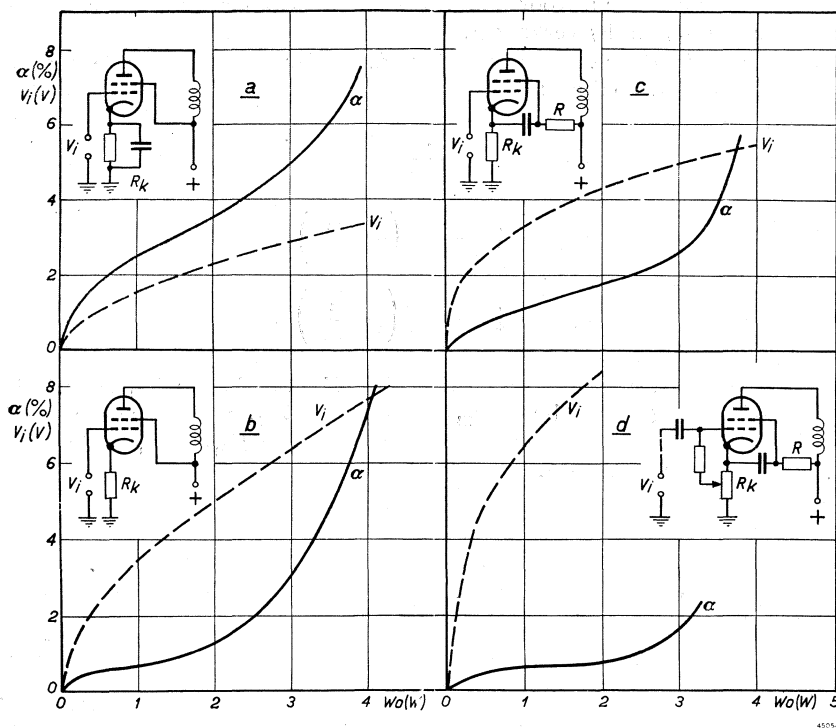


Fig. 156

Uitgangsvermogen, vervormingspercentage en ingangsspanning bij anode-stroomtegenkoppeling van een eindpenthode over de kathodeweerstand.

Fig. 156 geeft de vervorming aan van de ingangsspanning bij de normale schakeling met overbruggingscondensator, dus zonder tegenkoppeling. Bij de schakeling 156 treedt, door het weglaten van de overbruggingscondensator, stroomtegenkoppeling op. De vervorming neemt, vooral bij geringe uitgangsvermogen, sterk af; bij toenemend uitgangsvermogen is het verschil gering. Dit is te wijten aan het feit, dat de tegenkoppeling niet evenredig is met I_a , maar met $I_a + I_{g_2}$.

Bij de schakeling 156c vloeit de schermroosterstroom niet meer door

R_k ; de tegenkoppeling is dus wèl over het gehele gebied evenredig met I_a : de vervorming neemt ook bij toenemend uitgangsvermogen af. Ten slotte geeft fig. 156*d* een schakeling weer, waarbij de tegenkoppeling is vergroot door R_k groter te maken.

Daar in dit geval de gelijkspanning over R_k hoger is dan de vereiste negatieve roosterspanning, moet men deze laatste op R_k aftakken. De vervorming is lager dan bij fig. 156*c*, maar men heeft het nadeel dat een belangrijk deel van het uitgangsvermogen in R_k verloren gaat.

Een schakeling met spanningstegenkoppeling is in fig. 157 weergegeven.

De anode van de eindpenthode is door de weerstand R_{ag} met de anode van de voorversterkbuis en tegelijk met de eigen roosterkring verbonden. Door serieschakeling van R_{ag} met de parallelschakeling van R_i , R_{a1} en R_g , wordt een potentiometer over de uitgangsspanning gevormd.

De terugkoppelfactor k_v bedraagt nu: $k_v = -\frac{R}{R_{ag}}$, waarbij

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{a1}} + \frac{1}{R_g}.$$

De op blz. 191 afgeleide betrekkingen luiden nu als volgt:

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} + \frac{R}{R_{ag}}; \quad R_{i_e}' = \frac{R_{i_e}}{1 + \frac{R}{R_{ag}}\mu}$$

R_{i_e} en R_{i_e}' gelden voor de eindbuis.

De vervorming wordt in dezelfde mate verminderd als de versterking A .

De verlaging van de inwendige weerstand is een voordeel.

Zoals reeds op blz. 192 werd opgemerkt, kan men ook tegenkoppeling over meer dan één buis toepassen; bij buizen met hulproosters kan men ook over deze hulproosters terugkoppeling toepassen.

Wij zullen enkele meer ingewikkelde voorbeelden van tegenkoppeling in § 6 bespreken. Vooraf wijzen wij er echter nog op, dat bij tegenkoppeling labiliteit kan optreden, doordat zowel de versterking A als de tegenkoppelfactoren in het algemeen complex en van de frequentie afhankelijk zijn. Bij tegenkoppelfactoren is dit bijv. in sterke mate het geval, indien over een transformator wordt tegengekoppeld.

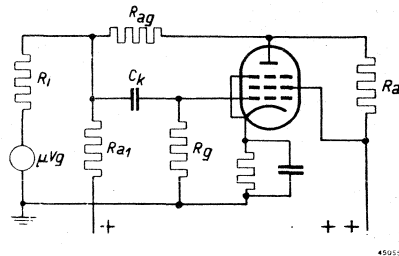


Fig. 157

Schema van een versterker met weerstandskoppeling, waarbij spanningstegenkoppeling (over R_{ag}) is toegepast.

In de volgende paragraaf zullen wij op deze kwestie van stabiliteit bij tegenkoppeling nader ingaan.

§ 5. Stabiliteit en labiliteit bij tegenkoppeling.

De versterking bij terugkoppeling kan door de betrekking

$$\frac{1}{A'} = \frac{1}{A} - k_v \text{ of } A' = \frac{A}{1 - k_v A}$$

worden voorgesteld. Bij tegenkoppeling is k_v negatief en wordt de versterking verminderd. Bij meekoppeling is k_v positief en wordt de versterking vergroot; dat kan zover doorgaan, dat genereren optreedt, nl. indien $k_v A = +1$.

Als men bedenkt, dat zowel A als k_v in het algemeen complex en van de frequentie afhankelijk zijn, dan ziet men in, dat ook het product $k_v A$ complex en van de frequentie afhankelijk is. Het kan dus zijn, dat $k_v A$ bij een bepaalde frequentie negatief is, zodat tegenkoppeling optreedt, maar dat bij een hogere frequentie de faze $k_v A$ is omgekeerd, zodat dit product dan positief is en meekoppeling optreedt. Zodra $k_v A = +1$, treedt genereren op.

Men kan een vectordiagram tekenen door voor verschillende frequenties het product $-k_v A$ in grootte en faze uit te zetten. Het vectordiagram van één trap weerstandsversterking met tegenkoppeling is in fig. 158, dat van twee trappen weerstandsversterking is in fig. 159 weergegeven. Door om een tegengekoppelde versterker het vectordiagram op te nemen, kan men nagaan of gevaar voor eigen trillingen aanwezig is en bij welke frequentie deze verwacht kunnen worden. Daardoor heeft men het dan

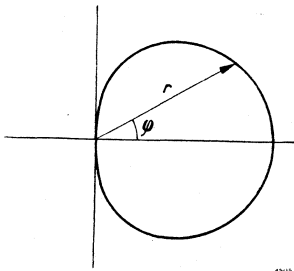


Fig. 158

Diagram van de vector $r = -k_v M$ van één trap weerstandsversterking met spanningstegenkoppeling. De faze draait van 90° vóór bij lage frequentie tot 90° achter bij hoge frequentie.

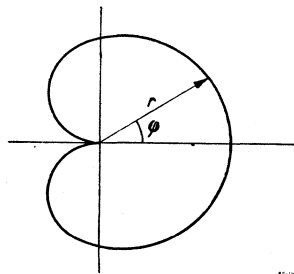


Fig. 159

Diagram van de vector $r = -k_v M$ van twee trappen weerstandsversterking met spanningstegenkoppeling. De faze draait tweemaal zo sterk als bij één trap; dus van 180° vóór tot 180° achter.

weer in de hand de middelen toe te passen, waardoor het genereren wordt voorkomen.

Door Nyquist (zie litter. § 5, 3) is aangetoond, dat de versterker stabiel is, indien het vectordiagram het punt -1 niet omvat, zoals in fig. 160a is weergegeven. Labiel is de versterker, indien het punt -1 wél door het diagram wordt omvat, zoals in fig. 160b.

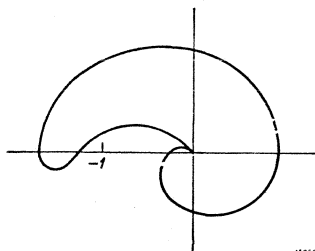


Fig. 160a
Diagram van de vector $-k_v M$ bij een stabiel systeem; het punt 1 ligt nl. buiten het diagram.

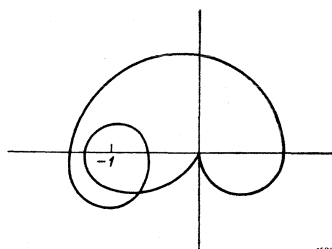


Fig. 160b
Diagram van de vector $-k_v M$ bij een labiel systeem; het punt -1 ligt nl. binnen het diagram.

Laat men de tegenkoppeling geleidelijk van nul toenemen, dan verandert het vectordiagram gelijkvormig met zichzelf. Past men dit toe bij de versterkers volgens fig. 160a en 160b, dan zal bij kleine tegenkoppeling in beide gevallen de versterker stabiel zijn. Bij toenemende tegenkoppeling wordt de versterker volgens fig. 160a eerst labiel (nl. als het punt -1 wordt omvat), daarna stabiel; de versterker volgens fig. 160b wordt labiel en blijft dit ook.

§ 6. Enkele praktische voorbeelden van tegenkoppeling.

In de eerste plaats vindt men in fig. 161 het principe-schema van de eindtrap van een tegengekoppelde A -versterker met de 9 W penthode 4694 als eindbuis. De versterker heeft een 5-voudige spanningstegenkoppeling. De gunstige invloed van de tegenkoppeling op de vervorming is duidelijk zichtbaar in fig. 162, waarin het vervormingspercentage mét en zonder tegenkoppeling als functie van het uitgangsvermogen is weergegeven.

Andere nuttige gevolgen van de tegenkoppeling zijn de lage inwendige weerstand van de eindtrap ($R_i : R_a = 1 : 3$) en de frequentiearakteristiek, die van 25 tot 10 000 Hz praktisch recht is.

In de tweede plaats geven wij het voorbeeld van een tegengekoppelde AB -versterker. In fig. 163 is het prinsipschema van de balansge-

schakelde eindtrap van een *A/B*-versterker met automatische negatieve roosterspanning en met spanningstegenkoppeling weergegeven. Als eindbuizen kunnen bijv. de 18 W penthoden 4689 of de 9 W penthoden 4682 dienst doen.

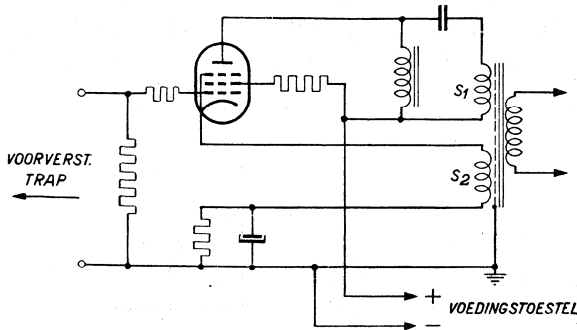


Fig. 161
Principeschema van een tegengekoppelde eindtrap van een *A*-versterker:

- S_1 = anodewikkeling
- S_2 = tegenkoppelingswikkeling.

Voor het geval van een tweevoudige tegenkoppeling bij de penthoden 4689, geeft fig. 164 het vervormingspercentage met en zonder tegenkoppeling als functie van het uitgangsvermogen weer. Het vervormingspercentage is tot ongeveer de helft verminderd. Een meer gecompliceerde tegenkoppeling geeft tenslotte fig. 165 weer.

In deze figuur is het principeschema van de eindtrap van een 300 W versterker getekend. De beide in balans geschakelde eindtriodes 4643

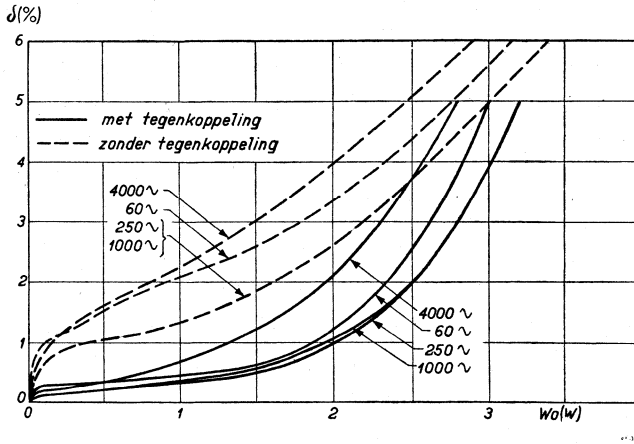


Fig. 162
Vervormingspercentage met en zonder tegenkoppeling als functie van het uitgangsvermogen bij de eindtrap volgens fig. 161.

worden in roosterstroom bedreven met klasse *B* instelling. De roosters van de eindbuizen hebben een vaste negatieve roostervoorspanning, terwijl voor de voeding een stuurtrap met de stuurbuis 4641 en de balanstransformator *T*, dient. Om ook de vervorming door de stuur-

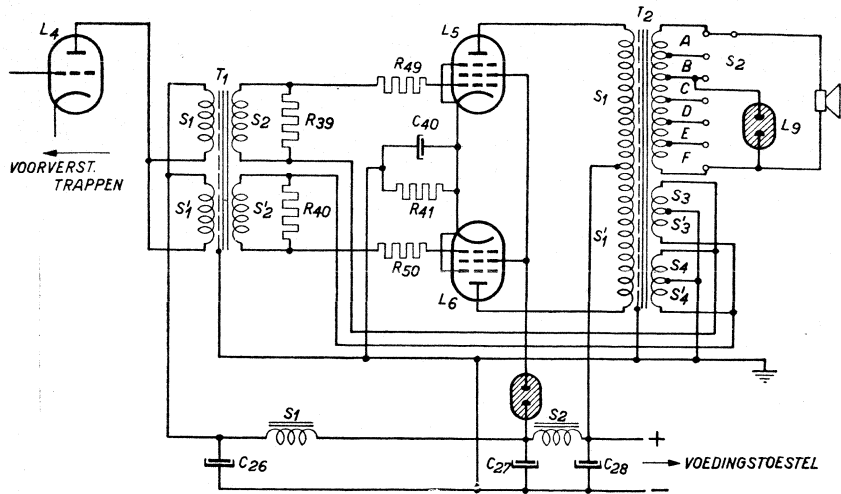


Fig. 163

Principeschema van tegengekoppelde balans-eindtrap S_3, S_3' en S_4, S_4' zijn tegenkoppelingswikkelingen.

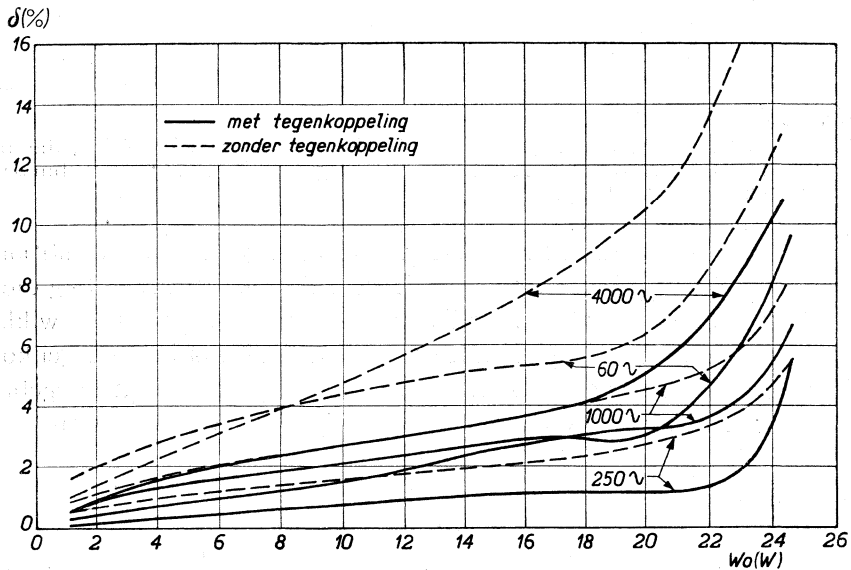


Fig. 164

Vervormingspercentage mét en zonder tegenkoppeling als functie van het uitgangsvermogen bij de eindtrap volgens fig. V, 13 (tweevoudige spannings-tegenkoppeling met de eindbuis 4689).

trap te verminderen, geschiedt de tegenkoppeling over eindtrap en stuurtrap tezamen. Er treden hierbij belangrijk meer fazedraaiingen op, dan het geval is bij de tegenkoppeling over één eindtrap, zoals bij de schakelingen volgens de figuren 161 en 163 het geval is. Wil men labiliteit vermijden, dan moet de tegenkoppeling met zorg worden samengesteld en kan men met een eenvoudige spanningstegenkoppeling niet meer

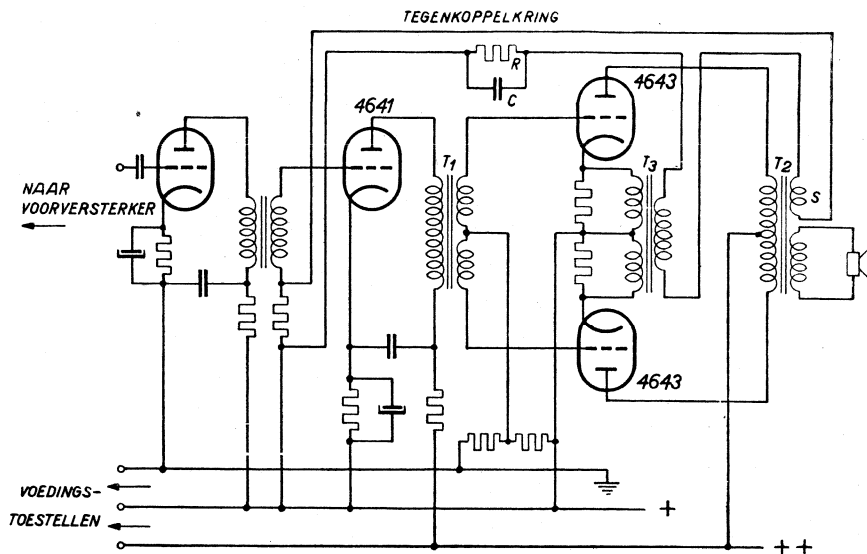


Fig. 165

Principeschema van een tegengekoppelde eindtrap met B-instelling, die in roosterstroom bedreven wordt. De tegenkoppeling geschiedt over de combinatie van stuurtrap en eindtrap.

volstaan. Bij de schakeling volgens fig. 165 is een gecombineerde stroomspanningstegenkoppeling toegepast. Voor de stroomtegenkoppeling dient de balanstransformator T_3 , voor de spanningstegenkoppeling de wikkeling S op de uitgangstransformator T_2 . Bovendien is in de tegenkoppeling een R-C-filter opgenomen, om in een bepaald frequentiegebied de vereiste fazeverschuiving in de tegenkoppeling te veroorzaken.

LITTERATUUR

§ 2

1. Bartels, H., Graphische Behandlung linearer und nichtlinearer Rückkopplungen. Elektr. Nachr. Techn. **11** (1934) 319—329.
2. Feldtkeller, R. Dynamische Kennlinien rückgekoppelter Verstärker. Telegr. Fernspr. u. Funktechn. **26** (1937) 1—7.
3. Mayer, H. F. Control of the effective internal resistance of amplifiers by means of feedback. Proc. Inst. Radio Engrs., N.Y. **27** (1939) 213—218.

4. Peterson, E., J. G. Kreer & L. A. Ware. Regeneration theory and experiment. Proc. Inst. Radio Engrs., N.Y. **22** (1934) 1191—1210.
5. Rothe & Kleen. Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, Band III, Bücherei der H. F. Technik. Leipzig, Becker & Erler (1940).
6. Slooten, J. van. Over de met terugkoppeling bereikbare versterking. Rad. Nieuws **15** (1932) 33—38.

§ 4

1. Bartels, H. Die Aenderung der Oberwellen in Verstärkern mit Gegenkopplung. Telegr., Fernspr. u. Funktechn. **26** (1937) 53—54.
2. Bartels, H. Der Eingangswiderstand rückgekoppelter Verstärker. Elektr. Nachr. Techn. **16** (1939) 155—160.
3. Bartels, H. en F. Schierl. Die Arbeitsweise gegengekoppelter Verstärker. Telefunkenztg. **18** (1937) Nov., 9—23.
4. Bartlett, A. C. A note on negative feedback. Wirel. Engr. **15** (1938) 90—91.
5. Bast, G. H. & E. H. Stieltjes. A new feedback repeater Post Office Electr. Engin. J. **28** (1935/36) 225—231.
6. Black, H. S. Feedback amplifiers. Bell Labor. Rec. **12** (1934) 290—296.
7. Bode, H. W. Relations between attenuation and phase in feedback amplifier design. Bell Syst. techn. J. **19** (1940) Nr. 3, 421—454.
8. Bode, H. W. Net work analysis and feedback amplifier design. New York, van Nostrand (1945).
9. Brück, L. Gegenkopplungsschaltungen. Telef.-Röhren **3** (1937) H-11, 244—277 en (1938) H-14, 237—253.
10. Chrétien, L. Amplificateurs à contre réaction l'Onde élect. **17** (1938) 5—21 en 81—99.
11. Cocking, W. T. Negative feedback amplifiers. Wireless Wld. **39** (1936) 498—502.
12. Cocking, W. T. Further notes on negative feedback amplification. Wireless Wld. **39** (1936) 669—670.
13. Day, J. R. and J. B. Russell. Practical feedback amplifiers. Electronics April **10** (1937) 16—19.
14. Feldtkeller, R. Die 3te Teilschwingung in Verstärkern mit Gegenkopplung. Telegr. u. Fernsprechtechn. **25** (1936) 217—218.
15. van Loon, C. J. Verbeteringen aan radio-ontvangstoestellen Philips' Techn. T. **1** (1936) 264—270.
16. Mayer, H. F. Control of the effective internal impedance of amplifiers by means of feedback. Proc. I.R.E. **27** (1939) 213—217.
17. Nyquist, R. Regeneration theory. Bell Syst. techn. J. **11** (1932) 126—147.
18. Posthumus, K. Ned. Octrooien 28871 en 33318.
19. Philips „Miniwatt“ Monatsheft. Verringerung der Verzerrung in der Endröhre durch niederfrequente Rückkopplung. Nrs. 39. 193—220 en 40. 225—231 (1936).
20. Russell, J. B. & J. R. Davy. Practical feedback amplifier design. Electronics N.Y. **10** (1937) April 16—19.
21. Six, W. en H. Mulders. Het gebruik van versterkers in de telefoontechniek. Philips' Techn. T. **2** (1937) 209—215.
22. Tellegen, B. D. H. Tegenkoppeling. Philips' Techn. T. **2** (1937) 289—294.
23. Tellegen, B. D. H. Inverse feedback. Wirel. Engr. **14** (1937) 409—413.
24. Terman, F. E. Feedback amplifier design. Electronics N.Y. **10** (1937) Jan. 12—15 en 50.

25. Werrmann, H. Wege zur Verzerrungsminderung bei Leistungsverstärkern. *Telefunkenztg.* **18** (1937) H77, 50—65.
26. Zaalberg van Zelst, J. J. Versterkers met constante versterking. *Philips' Techn. T.* **9** (1947) 24—31.
27. Zaalberg van Zelst, J. J. Constante versterking ondanks veranderlijkheid van de schakelementen. *Philips' Techn. T.* **9** (1947) 309—315.

§ 5

1. Black, H. S. Stabilized feedback amplifiers. *Electr. Eng.* **53** (1934) 114—120.
2. Black, H. S. Stabilized feedback amplifiers. *Bell Syst. techn. J.* **13** (1934) 1—18.
3. Nyquist, R. Regeneration theory. *Bell Syst. techn. J.* **11** (1932) 126—147.

HOOFDSTUK VI

AANPASSING, REGELING EN BEGRENZING

§ 1. Aanpassing.

In L.F. versterkingsinstallaties is het van groot belang, dat de verschillende elementen waaruit de installatie bestaat, op de juiste wijze aan elkaar zijn aangepast. Herhaaldelijk is in de praktijk gebleken, dat het slecht functioneren van een installatie aan verkeerde aanpassing is toe te schrijven. Voor de juiste aanpassing van onderdelen binnen één element, bijv. binnen een versterker, kan de fabrikant zorgen, terwijl hij ook behoort aan te geven hoe men aan ingangs- en uitgangszijde van dat element behoort aan te passen. Een complete installatie echter bestaat menigmaal uit elementen van verschillend fabrikaat, vandaar dat het ook voor de installateur van belang is, goed op de hoogte te zijn van de beginselen die tot een juiste aanpassing leiden.

In de voorafgaande hoofdstukken is op verscheidene plaatsen reeds over aanpassing geschreven; in verband met het grote praktische belang ener juiste aanpassing wordt het onderwerp in deze paragraaf samenvattend behandeld. Onder aanpassing verstaat men het zodanig vaststellen van de verhouding tussen de uitgangsimpedantie van een voorafgaand en de ingangsimpedantie van een volgend element, dat de betreffende elementen op de beste wijze aan hun *doel* beantwoorden.

Voor het aanpassen wordt veelvuldig gebruik gemaakt van L.F. transformatoren, waarbij men onderscheid maakt tussen ingangs- en uitgangstransformatoren, tussen- en lijntransformatoren. De constructie en de eigenschappen van L.F. transformatoren worden in hoofdstuk VII § 16 beschreven. In deze paragraaf wordt verondersteld, dat de L.F. transformatoren ideaal zijn, d.w.z. de primaire en secundaire weerstand en zelfinductie¹⁾, capaciteit en spreiding worden verwaarloosd. Met deze onderstelling geldt voor alle frequenties, dat het kwadraat van de transformatieverhouding, dat is de verhouding tussen het secundaire en het primaire windingental, gelijk is aan de verhouding tussen de secundaire en de primaire impedantie

$$u^2 = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 = \frac{Z_2}{Z_1}.$$

De impedantie van de elementen is dikwijls complex en dus van de frequentie afhankelijk. Zo verandert bijv. de impedantie van een electro-dynamische luidspreker vrij sterk met de frequentie (zie III § 2). Daar men slechts voor één waarde de aanpassing ideaal kan maken, moet

1) Voor het begrip „zelfinductie” van een L.F.-transformator, zie hfdst.VII, § 15

men dus noodzakelijkerwijze een bepaalde waarde hiervoor uitkiezen. In de praktijk rekent men als regel met de impedantie bij 1000 Hz en neemt aan, dat de impedantie reëel is.

Voor het vaststellen van de juiste aanpassing moet men onderscheid maken tussen de volgende groepen:

- aanpassing bij energieversterking met eindbuizen;
- aanpassing bij energieversterking met gegeven ingangswisselspanning;
- aanpassing bij spanningsversterking met weerstandskoppeling;
- aanpassing bij spanningsversterking met transformatoren;
- aanpassing van opwekkers zoals microfoons;
- aanpassing bij lange leidingen (lijnaanpassing).

De juiste aanpassing aan de eindbuizen is voor de installateur wel de belangrijkste, daar men hiermede in de praktijk regelmatig heeft te maken. In hoofdstuk IV is uitvoerig beschreven met welke weerstand de eindbuizen het beste worden belast. Men gaat daarbij in de eerste plaats uit van de eis, dat een zo gunstig mogelijk rendement wordt bereikt. Het rendement is in dit geval de verhouding tussen het uitgangsvermogen en de som van uitgangsvermogen en anodedissipatie. In de tabel G wordt voor verschillende schakelingen van de eindtrap de transformatieverhouding voor de juiste aanpassing aangegeven.

Als regel hebben de versterkers een uitgangstransformator, die in vele gevallen van aftakkingen op de secundaire wikkeling is voorzien. Sluit men hierop een luidspreker aan, dan heeft men er slechts op te letten dat de impedantie van de luidspreker bij 1000 Hz overeenkomt met de door de fabrikant voorgeschreven aanpassingswaarde. Wijkt de impedantie van de luidspreker van deze waarden af, dan moet men gebruik maken van een aanpassingstransformator.

Zijn er meer luidsprekers, dan wordt de zaak ingewikkelder, vooral als deze verschillende impedanties hebben. Men moet er dan op letten, dat de impedantie van het samenstel van luidsprekers overeenkomt met de voorgeschreven uitgangsimpedantie van de versterker en dat elke luidspreker het hem toekomende deel van het totale vermogen ontvangt. Schakelt men bijv. twee luidsprekers van resp. 5 watt en 20 watt met

impedanties Z_1 en Z_2 parallel, dan moet $Z = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2}$ overeenkomen met

de voorgeschreven uitgangs-impedantie en Z_1 moet $4 \times Z_2$ zijn, mits Z_1 en Z_2 reëel zijn.

Door de N.V. Philips is het z.g. 100 V aanpassingssysteem voor luidsprekers ingevoerd, dat vanwege de grote praktische voordelen ruime ingang heeft gevonden. Dit systeem vindt men beschreven in XIII § 1. Indien een voortrap energie moet leveren, zoals bijv. het geval is bij

een zodanige excitatie van de eindbuizen dat er roosterstroom gaat lopen, of bij lijn- of scheidingsversterkers die lange leidingen of een groot aantal eindtrappen voeden, dan moet men voor de juiste aanpassing uitgaan van de eis, dat een zo groot mogelijk vermogen bij een gegeven ingangswisselspanning wordt verkregen. Noemt men R_i de inwendige weerstand van de versterkbuis en R_a de belastingsweerstand, dan is het afgegeven vermogen

$$W = I_a^2 R_a = \frac{\mu^2 V_g^2}{(R_i + R_a)^2} R_a.$$

Dit vermogen bereikt zijn maximum als $R_i = R_a$.
Daarbij is

$$W_{max} = \frac{\mu^2 V_g^2}{4R_i} \dots \dots \dots (VI-1)$$

Wat de eigenschappen van de versterkbuis aangaat, wordt dus het grootste vermogen bij een bepaalde V_g verkregen, als $\frac{\mu^2}{R_i} = S_{\mu}$ een zo groot mogelijke waarde heeft.

Komt de ingangsimpedantie Z_i van het element of het samenstel van elementen dat men op de voortrap wil aansluiten, niet met $R_a = R_i$ overeen, dan moet men door een aanpassingstransformator met $\mu^2 = \frac{Z_i}{R_i}$ er voor zorgen, dat de juiste aanpassing toch wordt verkregen.

Over de juiste aanpassing bij voortrappen met weerstandskoppeling of met transformatorkoppeling zijn in III, § 3 en 5 de nodige opmerkingen gemaakt. Deze aanpassing geschiedt over het algemeen binnen de versterker en wordt derhalve door de fabrikant bepaald.

Wat betreft de aanpassing aan de ingang van versterkers zonder ingangstransformator, kan men aannemen dat de ingangsimpedantie ca. 100 000 Ω bedraagt, tenzij de fabrikant daaromtrent andere gegevens verstrekt. Opwekkers als microfoons en grammofoonopnemers hebben als regel een veel lagere impedantie. Men past deze het beste zó aan, dat de max. secundaire spanning van de aanpassingstransformator overeenkomt met de max. toelaatbare ingangsspanning van de versterker. Blijft daarbij de secundaire impedantie beneden de ingangsimpedantie van de versterker, dan is dit, als regel geen bezwaar. Worden meer opwekkers op één versterker aangesloten, dan zijn hiervoor verschillende schakelingen met serie- of parallelschakeling mogelijk; deze worden in § 4 beschreven, waarbij ook de juiste aanpassing van de elementen is aangegeven.

Bevindt zich tussen een opwekker en de versterker een lange leiding,

dan moet men er rekening mee houden dat de capaciteit van de leiding de frequentie-karakteristiek in de hoge frequenties kan wijzigen.

Bij zeer lange leidingen gaat ook de zelfinductie een rol spelen; het kan dan nodig worden de leiding met de z.g. golfweerstand af te sluiten. Dit onderwerp wordt in XIII § 4 behandeld.

Bij lange leidingen is het voorts wenselijk, dat de beide aders symmetrisch liggen ten opzichte van aarde. Worden in deze leidingen aanpassingstransformatoren, z.g. lijntransformatoren, gebruikt, dan moet de op de leiding aangesloten wikkeling uit twee helften bestaan, die symmetrisch ten opzichte van aarde zijn gewikkeld.

§ 2. Algemene opmerkingen over regeling.

In L.F. versterkingsinstallaties wordt op verschillende wijze regeling toegepast.

In de eerste plaats is een regeling van de versterking over het gehele frequentiegebied, een sterkteregeling, onontbeerlijk. Bij de zeer uiteenlopende sterkten van hetingangssignaal moet men in staat zijn de sterkte van het uitgangssignaal op een bepaald gewenst niveau te brengen, en bovendien moet men in de gelegenheid zijn overbelasting van de eindtrap, waardoor vervorming kan optreden, te vermijden.

Deze sterkteregeling wordt gewoonlijk met de hand uitgevoerd. In kleine installaties regelt men de geluidsterkte op het gehoor, in grote installaties maakt men gebruik van meetinstrumenten, om zowel de gemiddelde sterkte van het geluid, als de sterkte van de daarin optredende pieken te meten (zie XVI § 7).

Ook automatische sterkteregeling wordt wel toegepast.

Behalve de regeling van de geluidsterkte is ook nodig een regeling van de samenstelling van het geluid, wat betreft de verdeling van de sterkte bij verschillende frequenties. Men kan dus niet volstaan met een versterkingskanaal, waarvan de frequentiekarakteristiek van laag tot hoog volkomen recht is, maar de versterking moet bij bepaalde frequenties ten opzichte van het gemiddelde versterkingsniveau óf verkleind of vergroot worden. Verschillende oorzaken maken deze z.g. karakteristiek-regeling noodzakelijk.

In de eerste plaats kan het voorkomen dat de opwekkers geen rechte frequentiekarakteristiek hebben, zodat men in het versterkingskanaal middelen moet aanbrengen om de afwijking te compenseren.

Voorts blijkt het in de praktijk wenselijk, bij verschillende soorten van geluid een andere frequentiekarakteristiek te gebruiken. Zo is het bijv. bij spraakversterking gebruikelijk, om de lage tonen af te snijden. Onder bepaalde omstandigheden, bijv. als de hoge tonen ontbreken, wordt de verstaanbaarheid bevorderd. Men heeft bovendien het voordeel dat

storingen van lage frequentie in mindere mate worden doorgegeven en men heeft minder last van acoustische terugkoppeling. Daarentegen wordt bij het weergeven van dansmuziek dikwijls naar een extra-versterking van de lage tonen gevraagd. Om storingen in het gebied der hoge frequenties, bijv. het naaldgeruis bij grammofoonplaten, te verminderen, worden de hoge frequenties afgesneden. Anderzijds moet het soms mogelijk zijn het verlies aan hoge tonen, dat in de versterkings-elementen en in leidingen optreedt, door een extra versterking in dit gebied te compenseren. Ten slotte wordt soms de eis gesteld, dat men de frequentiekaracteristiek moet kunnen instellen, met het oog op de acoustische eigenschappen van een bepaalde ruimte (zie hierover X § 7, slot en XIV § 13).

Automatische karakteristiekregeling wordt weinig toegepast. Wel combineert men soms karakteristiekregeling met sterkteregeling, omdat bij verschillende geluidsterkten andere verhoudingen van lage en hoge tonen wenselijk zijn. Wij komen hierop in § 8 terug.

Een belangrijke vraag die bij het gebruik van regelorganen beantwoord moet worden is, op welke plaats in het versterkingskanaal men deze organen het best kan aanbrengen.

De volgende gezichtspunten komen hierbij naar voren:

1. Er moet voor worden gezorgd, dat de storingen die in de regelorganen worden opgewekt (zie hierover hfdst. VII § 5), geen ontoelaatbare invloed op de weergave uitoefenen.
2. Bij maximaal ingangssignaal mag in het gedeelte vóór de sterkte-regelorganen geen ontoelaatbare vervorming optreden.
3. Hoe verder de regelorganen van de ingang verwijderd worden, hoe meer vermogen er in verloren gaat en hoe groter en kostbaarder de organen worden.
4. De regelorganen moeten gemakkelijk bereikbaar zijn en aan speciale eisen voor de bediening van de installatie moet worden voldaan.

Met het oog op de punten 2 en 3 zal men de regelorganen zo dicht mogelijk bij de ingang, dus direct achter de opwekker, willen opstellen.

Doordat men tevens aan punt 4 moet voldoen, is dit echter niet altijd mogelijk. In grote versterkingsinstallaties, waarbij soms vele luidsprekers achter één versterker worden geplaatst (radiocentrales, ziekenhuizen) brengt men als regel bij elke luidspreker een regelorgaan aan.

Bevat een versterkingsinstallatie een aantal eindversterkers, die, hetzij bijeen in een versterkercentrale, hetzij verspreid zijn opgesteld, dan zal men het signaal op een centrale plaats willen regelen.

Hetzelfde is het geval indien er verscheidene opwekkers zijn die soms op grote afstand van elkaar zijn opgesteld. Vooral als de opwekkers

slechts weinig vermogen leveren, zoals electrodynamische of kristal-microfoons, worden bij de opwekkers, met het oog op het optreden van storingen bij het energietransport, voorversterkers opgesteld. In grote versterkingsinstallaties zal men dus de regelorganen veelal tussen de voorversterkers en de eindversterkers opgesteld vinden (zie ook XIII § 1). Kan men, wat 4 betreft, de regelorganen wèl direct achter de opwekker aanbrengen, dan blijft nog de vraag of dit met het oog op de storingen geoorloofd is. Dit hangt weer af van de grootte van de storingen die in de regelorganen worden opgewekt, van de sterkte van het signaal van de opwekker en van de verhouding tussen de storing en het signaal die men toelaatbaar acht. Men vindt hierover gegevens in VII § 5 en in X § 4.

Enkele praktijkgegevens zijn de volgende:

	toelaatbaar min. niveau van het signaal	zeer goede kwaliteit
koolpotentiometers (niet belast)	10 mV op $10^5 \Omega$	100 mV op $10^5 \Omega$
stappenpotentiometers (niet belast)	1,4 mV op $10^5 \Omega$	14 mV op $10^5 \Omega$
	ca. (0,1 mV op 500Ω)	(1 mV op 500Ω)

Worden regelbuizen gebruikt, dan blijft de storingsvraag in principe dezelfde. De L.F. penthode CF 50 heeft een bijzonder laag storingsniveau, zodat gebruik van deze buis direct achter zwakke opwekkers als electrodynamische microfoons, mogelijk is.

§ 3. Sterkteregeling.

Voor sterkteregeling komen potentiometers, regelbuizen en transformatoren met aftakkingen in aanmerking. Ook door een veranderlijke tegenkoppeling kan men de sterkte regelen.

De potentiometers, te scheiden in koolpotentiometers en stappenpotentiometers, worden uitvoerig behandeld in VII § 5 en 6. Daar is ook vermeld op welke wijze men er voor kan zorgen dat de ingangsimpedantie alleen, of zowel de ingangs- als de uitgangsimpedantie over het gehele regelgebied, constant blijven, (*T*, *H*, ladderpotentiometers) indien dit met het oog op een juiste aanpassing wordt geëist.

Men gebruikt in de regel logarithmische potentiometers, zodat de geluidsterkte evenredig met de draaiingshoek van de potentiometer verandert. Een eenvoudig voorbeeld van sterkteregeling met een potentiometer is in fig. 166 weergegeven.

De opwekker *O* met een $EMK = V_i$ en een inwendige weerstand R_i wordt met het rooster van een ingangstriode via de potentiometer *R* verbonden. Ten einde een zo hoog mogelijke spanning op *R* te verkrijgen, zal men *R* zo groot mogelijk nemen.

Hieraan wordt een grens gesteld door de ingangscapaciteit C_g van de triode. Bij de hoge frequenties mag V_g niet te veel door C_g dalen. In de maximumstand van de potentiometer is

$$\left| \frac{V_g}{V_i} \right| = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_i}{R}\right)^2 + \omega^2 C_g^2 R_i^2}.$$

Is $R \gg R_i$, dan is $\left| \frac{V_g}{V_i} \right|$ in die stand $= \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_g^2 R_i^2}}$ en heeft R geen invloed op de frequentiecarakteristiek. In de middenstand van de potentiometer echter is

$$\left| \frac{V_g}{V_i} \right| = \frac{1}{2 \sqrt{1 + \frac{\omega^2 C_g^2 R^2}{16}}}.$$

R blijkt nu wèl invloed uit te oefenen. Stelt men als eis, dat $\omega C_g R \leq 4$ bij een bepaalde grensfrequentie, bijv. bij 15 000 Hz, dan volgt daaruit dat R zeer hoog kan zijn. In de practijk gebruikt men wel ingangspotentiometers van 200 000 Ω .

Men kan niet altijd volstaan met een zo eenvoudige constructie van de potentiometer als in fig. 166 is weergegeven.

Voorbeelden van het noodzakelijke gebruik van meer ingewikkelde potentiometers vindt men in mengschakelingen (zie § 4) en bij de combinatie van potentiometers met filters (zie § 6).

De sterkteregeling door middel van speciaal daarvoor geconstrueerde regelbuisen wordt meer en meer toegepast, vooral nu er versterkbuisen bestaan zoals de CF 50, die door hun geringe eigen storingen direct achter opwekkers van geringe sterkte kunnen worden gebruikt.

De eigenschappen waaraan de I_a — V_g -karakteristiek van deze regelbuisen moet voldoen, vindt men in II § 12 behandeld.

In fig. 167 vindt men een schema van de ingang van een versterker met de penthode CF 50 als regelbuis.

De ingang is voor verschillende soorten microfoons geschikt, ook voor de minder gevoelige band-, kristal- en condensatormicrofoons. De sterkteregeling geschiedt met behulp van de potentiometer R_5 , waarmee de negatieve roosterspanning van de CF 50 kan worden ingesteld. De negatieve roosterspanning wordt verkregen, doordat de kathode met de

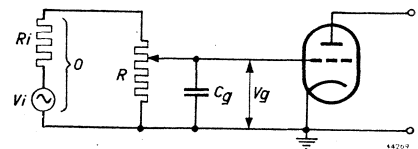
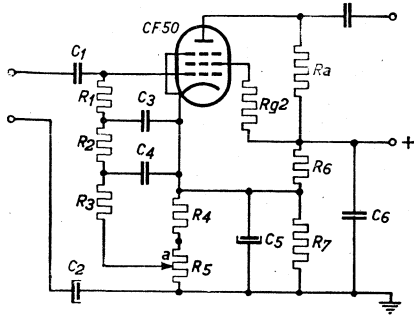


Fig. 166

Schema van sterkteregeling met een potentiometer aan de ingang van een versterker. Gelijkspanningen zijn weggelaten.

spanningsdeler R_6 — R_7 op een positieve spanning wordt gebracht. Deze kathodespanning wordt afgevlakt door de electrolytische condensator C_5 van $150 \mu F$. De spanning over R_5 wordt zeer goed afgevlakt door de filters R_3C_4 en R_2C_3 . Door de electrolytische condensator C_2 van $32 \mu F$ heeft de microfoonleiding een lage impedantie t.o.v. aarde; dit is gunstig met het oog op het opvangen van storingen door deze leiding, die soms een aanzienlijke lengte heeft.



$R_1 = 1 M\Omega$	$C_1 = 0,1 \mu F$
$R_2 = 0,22 M\Omega$	$C_2 = 32 \mu F$
$R_3 = 0,47 M\Omega$	$C_3 = 0,1 \mu F$
$R_4 = 12000 \Omega$	$C_4 = 0,27 \mu F$
$R_5 = 10000 \Omega$	$C_5 = 150 \mu F$
$R_6 = 33000 \Omega$	$C_6 = 0,47 \mu F$
$R_7 = 3300 \Omega$	
$R_a = 50000 \Omega$	
$R_{g2} = 0,82 M\Omega$	

44270

Fig. 167

Schema van de ingang van een microfoonversterker met de penthode CF 50 als sterkteregelbuis.

De regeling met een versterkbuis volgens fig. 167 heeft t.o.v. de normale sterkteregeling met een potentiometer, twee belangrijke voordelen:

1. zijn de storingen geringer, waartoe de speciale constructie van de buis meewerkt. Kraakstoringen van de koolpotentiometer R_5 zijn hier niet hinderlijk, omdat deze gemakkelijk kunnen worden afgevlakt.
2. is het mogelijk de sterkteregeling op een afstand van de versterker uit te voeren, daar men de potentiometer R_5 met lage weerstand zonder enig bezwaar door een lange leiding met de punten *a* en *b* kan verbinden.

Sterkteregeling door middel van transformatoren past men in de uitgangskring van L.F. versterkingsinstallaties toe; regeling door potentiometers geeft daar te veel energieverlies. Zo voorziet men wel de uitgangstransformatoren van aftakkingen (zie XIII § 1). Ook voor het individueel regelen van luidsprekers gebruikt men transformatoren met aftakkingen, o.a. in radiocentrales (zie XV § 4).

Ten slotte vermelden wij de sterkteregeling door middel van veranderlijke tegenkoppeling. Volgens V § 2 bedraagt de versterking bij spannings-

$$\text{tegenkoppeling} \quad \frac{1}{A^1} = \frac{1}{A} - k_v.$$

Door verandering van de factor k_v , d.w.z. door een veranderlijk deel van de uitgangsspanning naar de ingang terug te voeren, regelt men de versterking. Men moet er echter rekening mee houden, dat bij het veranderen van de tegenkoppeling zowel de vervorming als de frequentie-karakteristiek zich wijzigen. Bij geringe versterking (groot ingangssignaal) is de tegenkoppeling groot, de vervorming klein, de karakteristiek recht; bij grote versterking (klein ingangssignaal) is de tegenkoppe-

ling gering, de vervorming groter, de karakteristiek minder recht. Deze eigenschappen kunnen bezwaren voor het practisch gebruik opleveren. Men vindt de sterkteregeling door veranderlijke tegenkoppeling practisch weinig toegepast. In § 6 is een schakeling aangegeven voor automatische sterkteregeling met veranderlijke tegenkoppeling.

§ 4. Schakelingen voor menging en „fading”.

Bij aanwezigheid van een aantal geluidsbronnen kan men schakelingen toepassen, waarbij het mogelijk is de verschillende geluiden in elke gewenste sterkte met elkaar te mengen. Men kan daartoe de potentiometers in serie schakelen, zoals in fig. 168 is weergegeven.

Elk van de drie signalen kan men individueel regelen en zodoende een gewenste menging bereiken.

Als regel zal men de eis stellen dat de sterkte van één signaal niet door het regelen van de sterkte van een ander signaal wordt gewijzigd. Men bereikt dit vrij goed door de geluidsbronnen op de potentiometers aan te passen, zodat $R = R_i$, en met elke looper een vaste weerstand $R/2$ in serie te schakelen. De uitgangsimpedantie van elke potentiometer verandert nl. van 0 tot $R/2$, mét de

vaste weerstand derhalve van $R/2$ tot R ; de verandering is dus veel minder sterk. De uitgangsimpedantie van de combinatie van potentiometers varieert van $3R/2$ tot $3R$; daarom geeft men de aanpassings-transformator een transformatieverhouding $u = 1/\sqrt{3}$.

Ideaal is de schakeling volgens 168 niet. Wil men de regeling van de verschillende geluidsbronnen geheel van elkaar onafhankelijk maken, dan kan men dit bereiken door in elk kanaal een regelbuis te gebruiken. Wil men het gebruik van regelbuizen vermijden, dan moet men zijn toevlucht nemen tot ingewikkelde stappenpotentiometers met T -, H - of ladderschakeling, zoals in VII § 6 zijn beschreven. Worden deze potentiometers juist aangepast, dan blijft hun ingangs- en uitgangsimpedantie over het gehele regelingsgebied constant, zodat zij in het geheel geen invloed op elkaar uitoefenen. In fig. 169 is een schakeling met drie T -potentiometers weergegeven; de geluidsbronnen zijn hierbij parallel geschakeld. Met de hoofdpotentiometer H kan men de sterkte van het totaal regelen. De geluidsbronnen moeten zodanig op de potentiometers

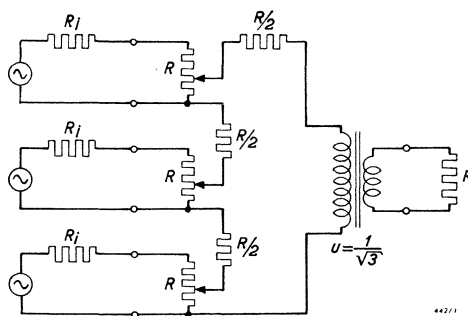


Fig. 168

Schakeling voor het mengen van drie signalen met in serie geschakelde potentiometers.

worden aangepast, dat $R_i =$ de voorgeschreven impedantie Z van de potentiometer.

Opdat de potentiometer H ook weer juist is aangepast, moet $R_x + \frac{R_x + Z}{3} = Z$ of $R_x = \frac{2}{3} Z$ zijn. In het algemeen is, bij n parallel geschakelde potentiometers, $R_x = \frac{n-1}{n+1} Z$.

Behalve menging wordt ook „fading” toegepast. Met één samengestelde

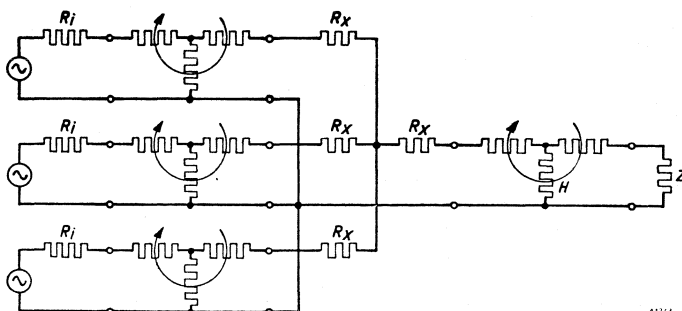


Fig. 169

Schakeling voor het mengen van drie signalen met drie parallel geschakelde T-potentiometers. Met H wordt het totaal geregeld.

potentiometer regelt men daarbij de sterkte van twee geluidsbronnen zodanig, dat de sterkte van het signaal geleidelijk tot nul wordt verzwakt en daarna het andere signaal geleidelijk in sterkte toeneemt. Fig. 170 geeft zulk een schakeling weer.

Men kan de samengestelde potentiometer ook zó inrichten, dat tegelijk

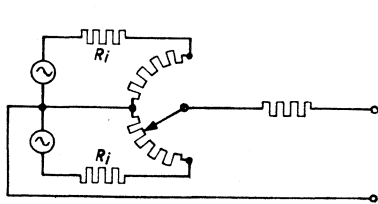


Fig. 170

„Fading” potentiometer.

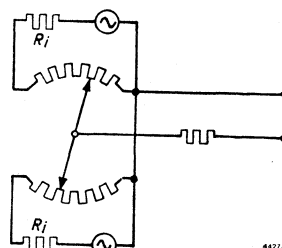


Fig. 171

Schakeling voor „fading” en menging.

met de „fading”, menging van de signalen optreedt. Dit is in fig. 171 weergegeven. Is het ene signaal maximaal, dan is het andere nul. Met het verzwakken van het eerste signaal neemt het andere geleidelijk in sterkte toe.

§ 5. **Begrenzing.**

Onder begrenzing verstaat men het aanwenden van middelen, waardoor wordt voorkomen, dat aan de eindtrap een zó groot signaal wordt toegevoerd dat een ontoelaatbare vervorming optreedt.

Indien de sterkteregeling met de hand wordt verzorgd, bereikt men dit door op een meter, waarmee de grootte van het L.F. signaal wordt vastgesteld, een teken aan te brengen. De uitslag van de meter moet dan steeds beneden dit teken blijven. In plaats van met een meter, kan men de grootte van het L.F. signaal ook met behulp van een neonzuil vaststellen.

Het prinsipeschema van een toestel waarin deze laatste methode is toegepast, vindt men in fig. 172. Op de uitgangsspanning V_0 van een versterker, is via de potentiometer R_4R_5 een neonzuil L_2 aangesloten. Voor het begrenzen van de uitgangsstroom I_0 is in de luidsprekerkring een vaste weerstand R_1 opgenomen; over deze weerstand is de transformator T aangesloten, die via een potentiometer R_2R_3 een tweede neonzuil L_1 voedt. De weerstanden R_2 en R_3 zijn instelbaar en dienen om bij het ijken van het toestel de toleranties in de doorslagspanningen van de neonzuilen op te nemen, zodat de neonzuilen bij van te voren vastgestelde maximum toelaatbare pieken van uitgangsspanning en stroom oplichten.

Zodra het oplichten bij het bedrijf te menigvuldig optreedt, is dit een teken dat de versterking dan wel de belasting moet worden verminderd. Ook een eventuele kortsluiting in de luidsprekerkring wordt aanstonds door L_1 aangetoond.

Fig. 173 is een foto van het complete toestel; de beide neonzuiltjes zijn in een houder aangebracht, die bijv. op een schakelbord kan worden gemonteerd.

§ 6. **Automatische sterkteregeling.**

Automatische sterkteregeling wordt in de praktijk toegepast voor dynamiekregeling en voor begrenzing.

In XI § 4 wordt uiteengezet om welke redenen dynamiekregeling noodzakelijk is en in welke mate deze moet worden toegepast. Men vindt daar

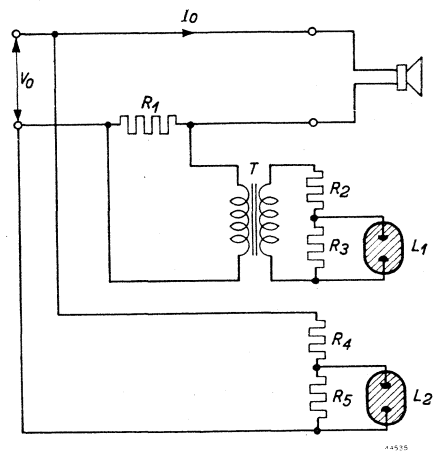


Fig. 172

Principeschema van een begrenzingstoestel met twee neonzuilen L_1 en L_2 , waarmee de uitgangsspanning en -stroom van een L.F.versterker worden gemeten.

ook de voor- en nadelen van dynamiekregeling met de hand of automatisch.

De dynamiekregeling wordt onderscheiden in compressie die bij het zenden of vastleggen op grammofoonplaten e.d. wordt toegepast, en in expansie die bij het ontvangen of het weergeven van een op grammofoonplaten e.d. vastgelegd geluid geschiedt.

Bij de compressie is de versterking bij sterke passages klein en bij zwakke passages groot; bij de expansie is het omgekeerde het geval.

De snelheid van de automatische compressie moet enerzijds groot zijn

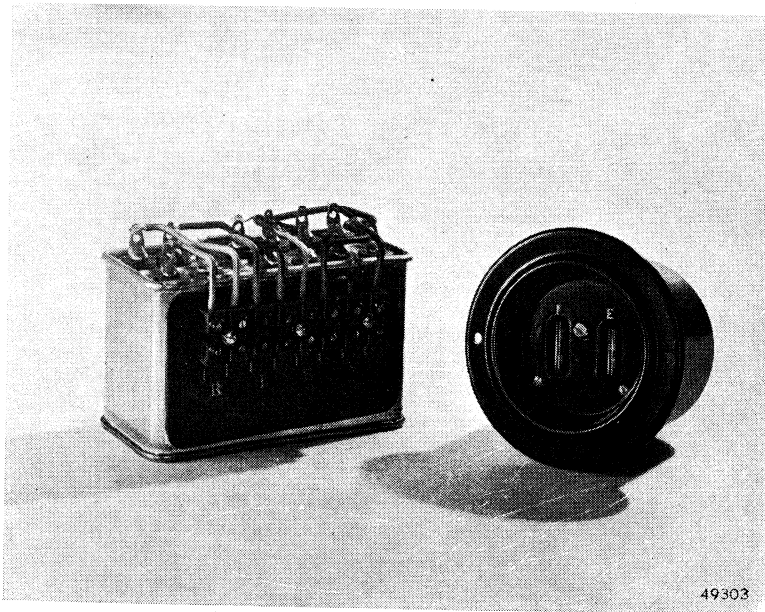


Fig. 173

Foto van het toestel volgens fig. 172.

om te voorkomen, dat bij plotseling optredende pieken in het geluid, de versterker wordt overbelast en daardoor vervorming zou ontstaan. Ook is een trage compressie hoorbaar, omdat, bijv. na het optreden van een piek, de versterking te lang gering blijft en daardoor de zwakke passages ná de piek te veel verzwakt worden. Anderzijds mag de compressie ook niet te snel zijn, omdat anders niet-lineaire vervorming zou ontstaan bij het weergeven van geluiden van lage frequentie; de versterking moet minstens gedurende één priode van de laagste frequentie die weergegeven moet worden, practisch onveranderd blijven. Ook voor de snelheid van de automatische expansie gelden dergelijke overwegingen. Bij het vaststellen van de regeltijden, waarbij men onderscheid moet

maken tussen de inregeltijd en de uitregeltijd, komen ook de eigenschappen van het oor naar voren. Het oor neemt geen verschil waar tussen het plotseling inzetten en het geleidelijk aangroeien van een toon, indien het laatste niet te langzaam gebeurt. Ook blijft de geluidsindruk van een toon die plotseling wordt uitgeschakeld, even voortbestaan. Stelt men het verloop van de intensiteit van het geluid met de tijd bij het aangroeien voor door de betrekking:

$$I = I_{\text{eind}} \left(1 - e^{-\frac{t}{a_i}} \right),$$

dan blijkt er geen verschil in waarneming te bestaan als

$$a_i \leq 0,02 \text{ sec.}$$

In de praktijk neemt men $a_i \approx 0,1 \text{ sec.}$

De intensiteit bij het afnemen van het geluid verandert met de tijd volgens:

$$I = I_{\text{begin}} e^{-\frac{t}{a_u}}.$$

Geen verschil in waarneming is er, als $a_u \leq 0,1 \text{ sec}$ voor zwakke en $\leq 0,3 \text{ sec}$ voor sterke geluiden. In de praktijk worden bij het afnemen van het geluid ook wel langere tijden ($a_u = 0,5$) gebruikt, omdat men de weergave dan aangenaamer vindt¹⁾. Kiest men de in- en uitregeltijden in overeenstemming met de genoemde gegevens, dan is de regeling nog traag genoeg om signalen met lage frequenties van 40 tot 50 Hz zonder niet-lineaire vervorming weer te geven.

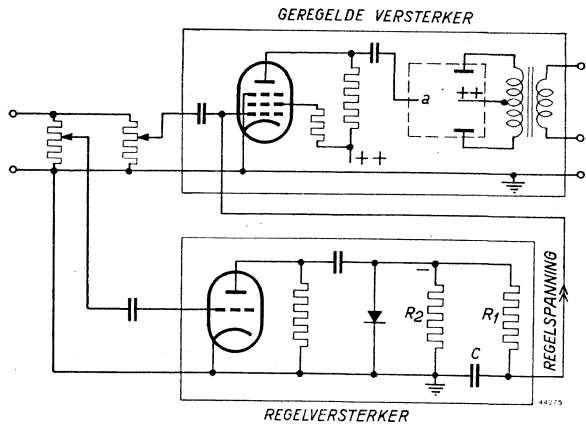


Fig. 174

Principeschema van een versterker met automatische sterkteregeling door middel van een speciale regelversterker (parallelregeling).

zijn verschillende schakelingen bekend. Men maakt o.a. van regelbuizen (zie II § 12) gebruik. De regeling heeft dan plaats door variatie van de negatieve roosterspanning, verkregen door gelijkrichting van het signaal. Men onderscheidt daarbij de achteruitregeling en de parallelregeling. Bij de parallelregeling wordt gebruik gemaakt van een speciale regelversterker.

1) Deze gegevens zijn ontleend aan Cohen Henriquez, litter. VI § 6, 1).

Om niet-lineaire vervorming te vermijden, moet de roosterwisselspanning van de regelbuis belangrijk kleiner zijn dan de voor het regelen gebruikte variaties van de negatieve roosterspanning. Het is dus nodig het signaal vóór het gelijkrichten te versterken.

In fig. 174 is deze speciale regelversterker weergegeven.

Een regelbaar deel van de ingangsspanning wordt aan de regelversterker toegevoerd. Het signaal wordt versterkt, daarna gelijkgericht en de aldus verkregen gelijkspanning wordt, na afvlakking door het filter R_1C , als regelspanning gebruikt. De regelspanning levert de negatieve rooster-spanning aan de eerste versterkbuis van de geregelde versterker, een regelbuis met veranderlijke steilheid. De schakeling volgens fig. 174 is een compressieschakeling; bij sterker wordend signaal neemt de regelspanning toe, de negatieve roosterspanning van de regelbuis stijgt dus ook, daarmee vermindert de steilheid van deze buis en zodoende wordt de versterking van de geregelde versterker verkleind.

Het afvlakfilter R_1C voert tevens een vertraging in. Daar volgens 221 de inregeltijd = 0,1 sec en de uitregeltijd = 0,5 sec moet zijn, moet de tijdconstante ¹⁾ $R_1C = 0,1$ sec en $R_2C = 0,5$ sec zijn.

Bij de parallelregeling is een extraregelversterker nodig; om deze uit te

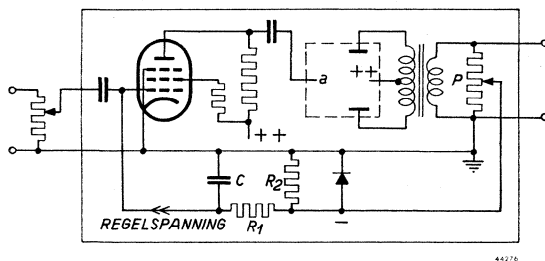


Fig. 175

Principeschema van een versterker met automatische sterkteregeling door „achteruitregeling“.

sparen, past men bij voorkeur de achteruitregeling toe. Het principeschema daarvoor vindt men in fig. 175. Een regelbaar deel van de uitgangsspanning wordt door middel van de potentiometer P rechtstreeks gelijkgericht. De gelijkspanning die over R_2 ontstaat, wordt over het filter R_1C aan het rooster

van de regelbuis met veranderlijke steilheid toegevoerd. Bij toenemende uitgangsspanning neemt de negatieve roosterspanning van de regelbuis toe; ook de schakeling volgens fig. 175 is een compressieschakeling.

Zowel de parallel- als de achteruitregeling kan, behalve voor compressie, ook voor expansie worden gebruikt. In het laatste geval behoeft men, om het doel te bereiken, slechts de polariteit van de regelspanning om te keren en aan het rooster van de regelbuis een voldoende grote negatieve voorspanning te geven.

Bij toenemend signaal neemt de regelspanning toe; daar deze tegengesteld is aan de negatieve roosterspanning, wordt het rooster hierdoor

1) Voor het begrip „tijdconstante“ zie 227.

minder negatief, de steilheid van de regelbuis stijgt en de totale versterking wordt dus groter.

Men kan voorts, door aan de anode van de gelijkrichter die voor de regelspanning dient, een negatieve voorspanning te geven, bewerken dat de regeling pas bij een zekere signaalsterkte inzet. Zwakke signalen worden dus ongeregeld weergegeven; signalen boven een zekere drempel worden geregeld, bij compressie wordt de versterking verkleind, bij expansie vergroot.

Wat de werking aangaat, zijn er principiële verschillen tussen de parallel- en de achteruitregeling. Bij de achteruitregeling moet de uitgangsspanning noodzakelijkerwijs in dezelfde mate als de regelspanning veranderen; bij de parallelregeling kan men door juiste dimensionering de uitgangsspanning geheel constant maken, onafhankelijk van de ingangsspanning. Verder is bij achteruitregeling labiliteit mogelijk.

Noemt men, in decibels uitgedrukt, P_u het uitgangsniveau, P_i het ingangsniveau en φ de versterking, dan is

$$P_u = P_i + \varphi.$$

Nu is bij parallelregeling $\varphi = \varphi_0 + a P_i$, waarbij a positief is bij expansie en negatief bij compressie.

Hieruit volgt dat $P_u = P_i (1 + a) + \varphi_0$.

Neemt men bij compressie $a = -1$, dan blijft P_u steeds φ_0 . Door a op te voeren is een willekeurig sterke expansie mogelijk.

Anders is het bij achteruitregeling.

Daarbij is $\varphi = \varphi_0 + a P_u$,

$$\text{dus } P_u = \frac{P_i + \varphi_0}{1 - a}.$$

Om labiliteit te voorkomen moet dus bij expansie $a < +1$ worden gehouden. Ook bij compressie is labiliteit niet uitgesloten, nu niet door de invloed van de regelspanning, maar doordat, via het regelkanaal, bij onvoldoende filtering L.F. spanningen van de uitgang naar de ingang worden gevoerd.

Bij de praktische uitvoering van deze regelschakelingen maakt men voor de gelijkrichting gebruik van de speciale diode die in sommige versterkbuizen is aangebracht. Dergelijke buizen, die dan meestal twee diode-anoden hebben, worden in ontvangtoestellen gebruikt; voorbeelden zijn de Philips' versterkbuizen EBC 3 en EBF 2.

Het is hier de plaats er op te wijzen, om welke reden deze buizen van twee dioden zijn voorzien. In ontvangtoestellen heeft men gelijkrichting nodig om uit de H.F. gemoduleerde draaggolf de L.F. trillingen af te

scheiden (detectie) en om voor de automatische sterkteregeling een regelspanning te verkrijgen. De regelspanning die ontstaat is evenredig met de amplitude van de draaggolf. Bij de automatische sterkteregeling in ontvangtoestellen worden de contrasten in de draaggolfsterkte dus verminderd; de dynamiek van de L.F. trillingen blijft onaangetast! Nu stelt men gaarne de eis, dat zwakke H.F. signalen ongegeld worden doorgegeven, zodat de regeling eerst boven een zekere drempelwaarde van de draaggolfsterkte inzet. Dit bereikt men door aan de anode van de diode een negatieve voorspanning te geven, maar nu kan men deze diode niet meer voor de detectie gebruiken, daar bij deze spanningspositie van de diode te veel vervorming zou optreden. Het is dus nodig twee dioden te gebruiken.

De schakeling voor compressie met een drempelwaarde van het L.F. signaal waarboven de compressie inzet, kan men ook gebruiken voor automatische begrenzing. Men legt de drempel dan zo hoog, als met het oog op de niet-lineaire vervorming in de eindbuizen toelaatbaar is; daarboven wordt de versterking belangrijk omlaaggebracht, zodat ook bij

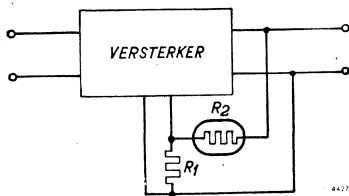


Fig. 176

Schakeling voor automatische expansie door middel van veranderlijke tegenkoppeling (volgens Cohen Henriquez, litter. VI § 6, 1).

automatische expansie geschikt is. Bij spanningstegenkoppeling is de versterking

$$A' = \frac{A}{1 - k_v A},$$

waarin A = de versterking zonder tegenkoppeling en k_v = de terugkoppelfactor, die bij tegenkoppeling negatief is. Bij de schakeling volgens fig. 176 is

$$k_v = - \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Nu is R_2 een gloeilampje, waarvan de weerstand met de doorgaande stroom toeneemt. Bij toenemende uitgangsspanning neemt dus R_2 toe, de tegenkoppeling neemt af en de versterking neemt toe. Het gloeilampje moet aan de volgende eisen voldoen:

1. In het gebied van de spanningen die aan de uitgang optreden, moet de weerstand zoveel veranderen, dat voldoende expansie wordt bereikt.
2. Het mag niet te veel energie opnemen.
3. De warmtetraagheden van de gloeidraad moeten zodanig zijn, dat de juiste regeltijden worden verkregen.

Aan de sterkteregeling door veranderlijke tegenkoppeling zijn zekere bezwaren verbonden, waarop in VI § 4 reeds is gewezen.

§ 7. Karakteristiekregeling.

Voor het regelen van de frequentiekarakteristiek maakt men gebruik van zogenaamde filters, waardoor de versterking in een bepaald frequentiegebied wordt vergroot of verkleind. Het eenvoudigst in constructie en berekening zijn de *onbelaste filters*, die men dan ook bij voorkeur gebruikt. Door het filter aan te brengen tussen twee voorversterkbuizen, of tussen een opwekker en een ingangsbuis, blijft het filter practisch onbelast, zoals aanstonds nader zal worden aangetoond.

In het algemeen kan men de werking van zo'n onbelast

filter voorstellen door fig. 177. De impedanties Z_1 en Z_2 worden zodanig vastgesteld, dat de frequentiekarakteristiek van de spanning V_2 op een van te voren bepaalde wijze verloopt. Zowel Z_1 als Z_2 kunnen vast of regelbaar zijn. Men ziet nu aanstonds in, dat de geregelde spanning V_2 nooit groter kan worden dan V_1 , tenzij van resonantie gebruik wordt gemaakt. Dat in het laatste geval V_2 wel

groter kan zijn dan V_1 , ziet men aan het voorbeeld, dat Z_1 een smoorspoel en Z_2 een condensator is; in resonantie is de spanning aan de beide elementen dus ook aan C belangrijk groter dan V_1 . Nu vermijdt men om verschillende redenen gaarne het gebruik van L.F. spoelen die voor het opwekken van resonantie nodig zijn. Ten eerste is het ontwerpen van filters die uitsluitend met R 's en C 's werken, belangrijk eenvoudiger, verder wordt de prijs door het gebruik van spoelen verhoogd en ten slotte leveren spoelen gevaar op voor het opvangen van storingen, vooral als zij een ijzerkern hebben. In het laatste geval kan er bovendien in de spoelen vervorming optreden, terwijl de zelfinductie niet constant is.

Berperkt men zich tot het gebruik van capaciteiten en weerstanden, dan zijn daarmee door geschikte combinatie toch alle vormen van frequentiekarakteristieken te bereiken. Het eenvoudigste filter van deze soort is wel het enkelvoudige RC -filter, dat in de L.F. versterkingstechniek zeer veel wordt gebruikt, niet alleen voor karakteristiek-

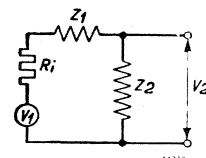


Fig. 177

Algemeen principeschema van een enkelvoudig filter. Z_1 en Z_2 zijn willekeurige impedanties, al of niet regelbaar.

regeling, nl. voor het afsnijden van de hoge frequenties, maar ook voor het opheffen van allerlei storingen, bijv. het afvlakken van de netspanningsrimpel bij plaatsspanningstoestellen.

Dit enkelvoudige RC-filter, dat in I § 4 en in III § 3 in principe reeds

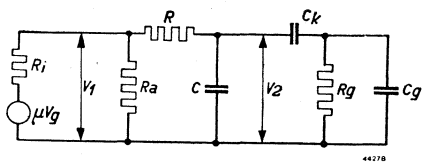


Fig. 178

Schema van een weerstandskoppeling tussen twee buizen, met gebruikmaking van een RC-filter.

behandeld is in verband met de weerstandskoppeling van voorversterkers, wordt aan de hand van fig. 178 hier nog eens uitvoeriger beschouwd.

De anodewisselspanning V_1 wordt niet rechtstreeks, maar via het RC-filter, op het rooster van de volgende buis overgebracht. In het geval dat dit rooster een negatieve voorspanning heeft, zodat er geen roosterstroom vloeit, kan men het RC-filter als onbelast beschouwen. Bij het onbelaste filter vindt men, met verwaarlozing van de invloed van $C_k - R_g - C_g$, de verhouding tussen $V_2 + V_1$ als volgt:

$$V_1 = I \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \quad V_2 = \frac{I}{j\omega C} \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

In absolute waarde

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}$$

Exact te werk gaande, moet men de invloed van C_k , R_g en C_g in rekening brengen.

De koppelcondensator C_k wordt zó groot gekozen, dat hij alleen bij de zeer lage frequenties invloed uitoefent; deze kan dus voor de werking van het filter worden verwaarloosd. Hetzelfde is het geval met R_g en C_g , als men kan aantonen, dat $C_g \ll C$ en $R_g \gg 1/\omega C$.

Het volgende voorbeeld maakt duidelijk dat aan deze voorwaarden inderdaad wordt voldaan.

De eerste versterkbuis zij een EF6, daarbij is $R_a = 200\,000 \Omega$ en $R_i = 2,5 \cdot 10^6 \Omega$. De volgende buis zij eveneens een voorversterkbuis, bijv. een EF6. De rooster-lekweerstand mag dan meestal maximaal $3 \text{ M} \Omega$ bedragen; de capaciteit C_g , bestaande uit de dynamische ingangscapaciteit plus de bedradingscapaciteit, is op zijn hoogst 20 pF . Stel nu dat men door het filter wil bereiken dat de versterking bij $10\,000 \text{ Hz}$ 70% bedraagt van de versterking in het middengebied. Dan is $\omega RC = 2\pi \cdot 10^4 RC = 1$ of $RC \approx 16 \text{ M} \Omega, \text{ pF}$. Neemt men $R = R_a = 0,2 \text{ M} \Omega$, dan is dus $C = 80 \text{ pF}$. Bij $10\,000 \text{ Hz}$ is $1/\omega C$ derhalve $= 0,2 \text{ M} \Omega$.

Hieruit blijkt dat inderdaad $R_g \gg 1/\omega C$, zodat ook R_g verwaarloosd mag worden. Aan de voorwaarde $C_g \ll C$ wordt minder goed voldaan; men kan echter de invloed van C_g zeer eenvoudig in rekening brengen door C_g bij C op te tellen.

In de navolgende beschouwingen zullen wij steeds aannemen dat de RC -filters onbelast zijn; in de praktijk kan men de eventueel noodzakelijke correcties zonder grote moeite aanbrengen. Indien V_1 een sinusvormige spanning is, bestaat tussen V_2 en V_1 een faseverschuiving die afhangt van het product van R en C . Is V_1 een plotselinge spannings-sprong, dan duurt het enige tijd voordat de spanning V_2 dezelfde waarde heeft bereikt. De tijdvertraging die door een filter wordt ingevoerd, wordt bepaald door de tijdconstante van het filter.

Op een willekeurig tijdstip is $V_1 = iR + \int \frac{idt}{C}$.

Hieruit volgt door differentiatie $0 = \frac{di}{dt} \cdot R + \frac{i}{C}$.

Stelt men nu dat $i = Ae^{mt}$, dan vindt men $m = -\frac{1}{RC}$ en $A = \frac{V_1}{R}$,

zodat $V_2 = V_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right)$.

Ten tijde dat $t = 0$, is $V_2 = 0$, ten tijde dat $t = \infty$, is $V_2 = V_1$, ten tijde dat $t = RC$, is $V_2 = V_1 (1 - 1/e)$.

RC seconden na het inschakelen van V_1 , heeft V_2 dus een waarde bereikt, die het $1/e$ gedeelte beneden de eindwaarde blijft.

Men noemt nu het product RC de *tijdconstante*.

Bij alle met de tijd veranderlijke grootheden, waarbij deze verander-

lijkheid door een e -macht $e^{-\frac{t}{a}}$ wordt bepaald, noemt men de tijdconstante de waarde van t , waarbij $t/a = 1$.

Zijn V_1 en V_2 sinusvormig, dan wordt — zoals reeds werd aangetoond — de verhouding tussen V_2 en V_1 in absolute waarde bepaald door de betrekking

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega CR)^2}} \dots \dots \dots \text{(VI—2)}$$

Voor $\omega CR \gg 1$ gaat dit over in $\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\omega CR}$.

Men ziet dat de spanning V_2 nu omgekeerd evenredig afneemt met de frequentie.

Het is een algemene eigenschap van alle filters die zonder resonantie werken, tenzij deze door combinatie van R 's en C 's of van R 's en L 's zijn opgebouwd, dat de versterking nooit sterker dan evenredig met de frequentie toeneemt of, omgekeerd evenredig met de frequentie afneemt.

Bij het afleiden van de betrekkingen voor verschillende filters zal dit telkens weer blijken.

Wil men de versterking volgens een steiler front regelen en tóch het gebruik van resonantie vermijden, dan kan men dit bereiken door verscheidene RC-secties achter elkaar te schakelen, zoals in fig. 179 is weergegeven.

Beschouwt men bij benadering alle secties van dit filter als onbelast, dan is

$$V_4 = V_1 \times \frac{1}{\sqrt{\{1 + (\omega C_1 R_1)^2\} \{1 + (\omega C_2 R_2)^2\} \{1 + (\omega C_3 R_3)^2\}}}$$

Noemt men $C_1 R_1 = a_1$ enz. en is $\omega a_1 \gg 1$ enz., dan is $V_4 = V_1 \frac{1}{\omega^3 a_1 a_2 a_3}$.

Maakt men $a_1 = a_2 = a_3$, dan is $V_4 = \frac{V_1}{\omega^3 a^3}$. In het algemeen is

$$V_n = \frac{V_1}{\sqrt{\{1 + (\omega a_1)^2\} \dots \{1 + (\omega a_{n-1})^2\}}} \dots \quad (\text{VI-3})$$

en indien $a_1 = a_2 \dots$ enz.

$$V_n = \frac{V_1}{\sqrt{1 + (\omega a)^{n-1}}}$$

Op deze wijze kan men dus bij deze onbelaste RC-filters een willekeurig steil front bij de karakteristiekregeling bewerkstelligen.

Voor het afsnijden en ophalen van hoge en lage frequenties zijn verschillende combinaties van R's en C's mogelijk. Wil men deze karak-

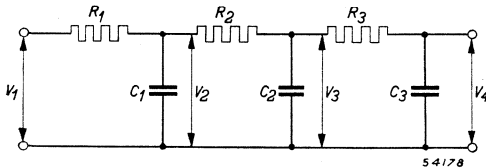


Fig. 179
Schema van een filter met een aantal RC-secties.

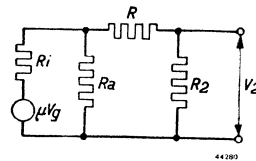


Fig. 180
Grondschem, waarmee, door gebruikmaking van condensatoren, het afsnijden en ophalen van lage en hoge frequenties mogelijk is.

teristiekregeling toepassen met constanthouden van de versterking in het middengebied, dan kan dit alleen door voor het gehele frequentiegebied een verzwakking in te voeren ¹⁾.

Men gaat dus bijv. uit van de schakeling volgens fig. 180. Door de vaste potentiometer R—R₂ ontstaat een verzwakking die voor het gehele frequentiegebied geldig is.

Volgens blz. 5 ad 3 kan men voor de schakeling volgens fig. 179 het ver-

1) Wij volgen in hoofdzaak de berekeningswijze van Cocking, litter. VI § 7, 3.

vangingschema volgens fig. 181 invoeren, waarbij

$$V_1 = \mu V_g \frac{R_a}{R_a + R_i} \text{ en } R_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R.$$

De verhouding tussen V_2 en V_1 is $\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \beta$. Zonder inschakeling van filters is derhalve de versterking over het gehele frequentiegebied:

$$A = \beta \mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Wij zullen nu achtereenvolgens behandelen het afsnijden van de lage frequenties, het afsnijden van de hoge frequenties, het ophalen van de lage frequenties en tenslotte het ophalen van de hoge frequenties.

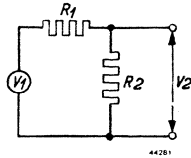


Fig. 181

Vervangingschema van de schakeling volgens fig. 189.

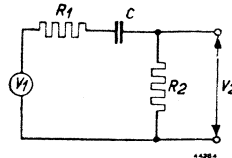


Fig. 182

Schakeling, overeenkomstig fig. 180, voor het afsnijden van de lage frequenties:

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{10C(R_1 + R_2)} \right)^2}} \quad \beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Afsnijden van de lage frequenties.

Hiervoor schakelt men tussen R_1 en R_2 een condensator, zoals in fig. 182 is weergegeven.

De verhouding tussen V_2 en V_1 vindt men als volgt:

$$V_1 = I \left(R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C} \right).$$

$$V_2 = I R_2 \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}}.$$

Hieruit volgt

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \frac{1}{\sqrt{1 + \left\{ \frac{1}{\omega C (R_1 + R_2)} \right\}^2}}.$$

Het verlies aan lage tonen wordt dus bepaald door de verhouding

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left\{ \frac{1}{\omega C (R_1 + R_2)} \right\}^2}}$$

Aan de hand van deze betrekking kan men voor een bepaald geval het filter berekenen. Gemakkelijker is het gebruik te maken van een

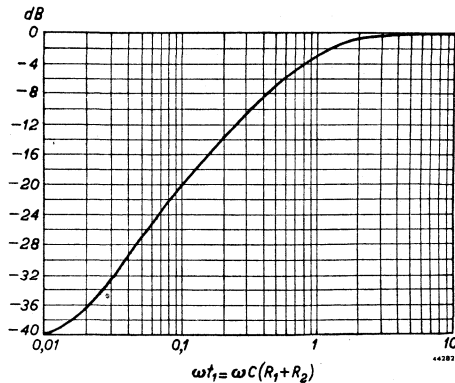


Fig. 183

Grafiek van het afsnijden van de lage frequenties volgens fig. 182.

Wil men nu bijv. een verlies 20 dB bij 50 Hz, dan leest men uit de grafiek af, dat $\omega C (R_1 + R_2) = 0,1$, zodat $C (R_1 + R_2) = 318 \mu F, \Omega$. De grootte van $R_1 + R_2$ hangt af van de eigenschappen van de voorgeschakelde buis; men kiest $R + R_2$ groot ten opzichte van R_i . De verhouding tussen R_1 en R_2 wordt door de ophaalfilters bepaald (zie blz. 231).

Afsnijden van de hoge frequenties.

Hiervoor wordt de schakeling volgens fig. 184 gebruikt. Men leidt af:

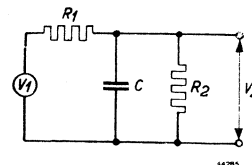
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C R_1 R_2}$$

of in absolute waarde

Fig. 184

Schakeling, overeenkomstig fig. 180, voor het afsnijden van de hoge frequenties

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2}}$$



1) De grafieken fig. 183, 185, 187 en 189 zijn overgenomen uit Cocking, W. T. Wirel. Wld. 44 (1939) 532-537.

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\omega C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2}}$$

Men kan weer een grafiek van het hoge-tonenverlies tekenen, waarbij op de abscis het product $\omega C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ is aangegeven (zie fig. 185).

Voor een verlies van 20 dB is $\omega C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 10$.

Ophalen van de lage frequenties.

Hiervoor wordt een condensator met R_2 in serie geschakeld, zoals in fig. 186 is getekend.

Men leidt af:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \beta \frac{1 + \frac{1}{j\omega C R_2}}{1 + \frac{\beta}{j\omega C R_2}}$$

Noemt men $k_1 = \omega C R_2$, dan is

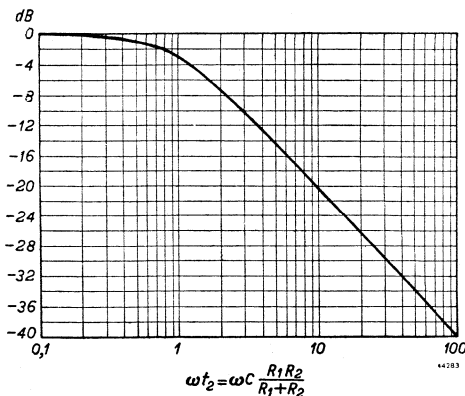


Fig. 185

Grafiek voor het afsnijden van de hoge frequenties, volgens fig. 184.

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_1^2}{\beta^2 + k_1^2}}$$

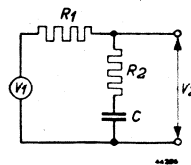


Fig. 186

Schakeling, overeenkomstig fig. 180, voor het ophalen van de lage frequenties

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_1^2}{\beta^2 + k_1^2}}, \quad k_1 = \omega C R_2.$$

Het blijkt dat de winst aan lage tonen, behalve van het product $k_1 = \omega C R_2$, ook afhankelijk is van de verzwakking β . Wil men de winst aan lage tonen als functie van $\omega C R_2$ aangeven, dan moet men daarbij de verzwakking als parameter kiezen. Dit is weergegeven in fig. 187. Men ziet, dat de bereikbare winst afhangt van de uitgevoerde verzwakking. Wil men bij een bepaalde frequentie 20 dB ophalen, dan mag β op zijn hoogst 0,1 zijn.

Ophalen van de hoge frequenties.

Men kan dit bereiken door aan R een condensator parallel te schakelen.

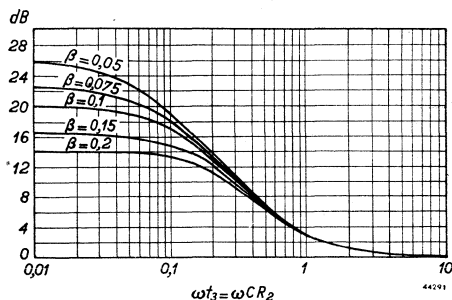


Fig. 187
Grafiek van het ophalen van de lage frequenties volgens fig. 186.

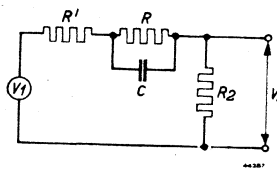


Fig. 188
Schakeling, overeenkomstig fig. 180, voor het ophalen van de hoge frequenties.

Dit is weergegeven in fig. 188. In werkelijkheid bestaat R_1 uit de serie-schakeling van de vervangingsweerstand $R^1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$ en het ene vaste deel R van de potentiometer, men kan C dus niet parallel schakelen aan R_1 maar wel aan R .

$$\text{Nu is } \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2}{R_1 + \frac{R}{1 + j\omega CR} + R_2} = \beta \frac{1 + j\omega CR}{1 + \frac{R' + R_2}{R' + R + R_2} j\omega CR}$$

Noemt men $\frac{R' + R}{R' + R + R_2} = \beta_1$ en $\omega CR = k_2$, dan volgt hieruit dat:

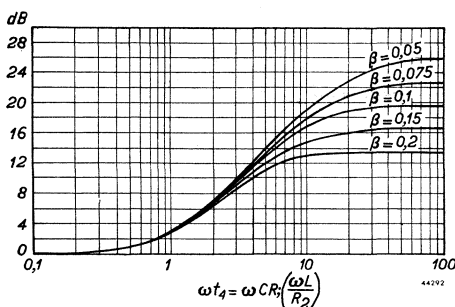


Fig. 189
Grafiek voor het ophalen van de hoge frequenties volgens fig. 188

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_2^2}{1 + \beta_1^2 k_2^2}}, \quad k_2 = \omega CR_2$$

$$\beta_1 = \frac{R' + R}{R' + R + R_2}$$

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_2^2}{1 + \beta_1^2 k_2^2}}$$

Tekent men de winst aan hoge tonen, bepaald door de verhou-

ding $\sqrt{\frac{1 + k_2^2}{1 + \beta_1^2 k_2^2}}$, in een grafiek

als functie van $k_2 = \omega CR$, dan moet men daarbij β_1 als parameter kiezen. In fig. 189 zijn deze grafieken weergegeven. Evenals

bij het ophalen van de lage frequenties, blijkt ook hier een zekere maximum β_1 nodig te zijn, om

een bepaalde winst aan hoge

tonen te bereiken. Is $\beta_1 \geq 0,1$, dan is een winst van 20 dB in het geheel niet bereikbaar.

Heeft men eenmaal een bepaalde β_1 vastgesteld, dan is de verzwakking β_1 die voor het gehele frequentiegebied geldt, nog groter, immers $\beta = \frac{R_1 + R_2}{R' + R_2} \beta_1$.

Wil men deze extra verzwakking vermijden, dan moet men gebruik maken van een zelfinductie, die dan in serie met R_2 moet worden aangebracht. Deze schakeling is in fig. 190 getekend.

$$\text{Hierbij is } \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_2 + j\omega L}{R_1 + R_2 + j\omega L} = \beta \frac{1 + \frac{j\omega L}{R_2}}{1 + \frac{j\omega L}{R_1 + R_2}}$$

Noemt men $\frac{\omega L}{R_2} = k_3$, dan leidt men hieruit af

$$\text{dat } \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_3^2}{1 + \beta^2 k_3^2}}$$

De winst aan hoge tonen vindt men weer uit de grafieken van fig. 189.

In deze figuur moet men nu op de abscis $k_3 = \frac{\omega L}{R_2}$ tekenen, terwijl als

parameter de verzwakking β moet worden genomen. Men ziet dat nu voor het bereiken van dezelfde winst aan hoge tonen een verzwakking β ,

die $\frac{R' + R_2}{R_1 + R_2} \times$ kleiner is dan bij gebruik van een parallel-condensator,

kan worden toegelaten. Tegenover dit voordeel staan de op blz. 225 genoemde bezwaren van het gebruik van een zelfinductie.

Men kan de schakelingen volgens de figuren 182, 184, 186 en 188 combineren door gebruik te maken van een schakelaar, waarmee men naar wens condensatoren in- en uitschakelt. De condensatoren kunnen dan ook bij gedeelten worden ingeschakeld, waardoor verschillende karakteristieken voor het afsnijden en ophalen ontstaan. Ook kan men regelbare condensatoren gebruiken en bij de schakeling volgens fig. 190 kan men de spoel van aftakkingen voorzien.

Ook kan men regelbare weerstanden gebruiken. Een gebruikelijke schakeling is bijv. die volgens fig. 186, waarbij men dan de weerstand R_2 regelbaar maakt. Men krijgt aldus een regelbaar filter voor het ophalen van de

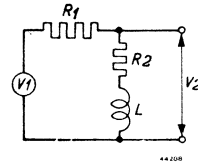


Fig. 190

Schakeling, overeenkomstig fig. 180, voor het ophalen van de hoge frequenties met gebruikmaking van een zelfinductie

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \beta \sqrt{\frac{1 + k_3^2}{1 + \beta^2 k_3^2}} \quad k_3 = \frac{\omega L}{R_2}$$

lage of ook voor het afsnijden van de hoge frequenties. Men kan in de frequentiekaracteristieken die bij het gebruik van de verschillende beschreven filters optreden, enkele merkwaardige punten aanwijzen.

Bij alle karakteristieken bedraagt het verschil met de versterking in het middengebied, waar $\frac{V_2}{V_1} = \beta$ is,

3 dB als het product op de abscis getekend = 1

1 dB als het product op de abscis getekend = 2 bij het ophalen en = 0,5 bij het afsnijden.

Men kan dit aflezen uit de karakteristieken of afleiden uit de betrekkingen van $\frac{V_2}{V_1}$. Zo is bijv. bij het afsnijden van lage tonen $\frac{V_2}{V_1} = \beta \sqrt{\frac{1+k_1^2}{\beta^2+k_1^2}}$,

waarin $k_1 = \omega CR_2$. Is nu $k_1 = 2$, dan is $\frac{V_2}{V_1} = \beta \sqrt{\frac{1+4}{\beta^2+4}}$.

Daar $\beta^2 \ll 1$, is $\frac{V_2}{V_1} \cong \beta \sqrt{1,25}$. De spanningsverhoging bedraagt ongeveer 10%, of 1 dB.

Is $k_1 = 1$, dan is $\frac{V_2}{V_1} = \beta \sqrt{\frac{1+1}{\beta^2+1}} \cong \beta \sqrt{2}$; de spanningsverhoging is 3 dB.

Bij de karakteristieken voor het ophalen kan men nog op andere punten wijzen. In de eerste plaats zij opgemerkt, dat de versterkingstoename boven die bij het middengebied maximum $1/\beta$ bedraagt. V_2 is dan = V_1 .

Dit is het geval als de frequentie zo laag is, dat $\sqrt{\frac{1+k_1^2}{1+k_1^2/\beta^2}} \cong 1$ of zo

hoog, dat $\sqrt{\frac{1+k_2^2}{1/\beta_1^2+k_2^2}} \cong 1$ (parallelcondensator),

of $\sqrt{\frac{1+k_3^2}{1/\beta^2+k_3^2}} \cong 1$ (zelfinductie).

Men kan zich nu ook afvragen bij welke frequentie de spanning t.o.v. deze maximale versterking 1 dB gedaald is. Dit is het geval, als bij het

ophalen van de lage tonen $\sqrt{\frac{1+k_1^2}{1+k_1^2/\beta^2}} \cong \frac{1}{\sqrt{1,25}}$. Daar $k_1^2 \ll 1$ komt

dit neer op de eis $k_1 = 0,5 \beta$.

Bij het ophalen van de hoge tonen door een parallelcondensator (fig.

188) treedt deze daling van 1 dB op als $\sqrt{\frac{1+1/k_2^2}{1/\beta_1^2 k_2^2 + 1}} \cong \frac{1}{\sqrt{1,25}}$. Daar

$1/k_3^2 \ll 1$ betekent dit $k_2 = \frac{2}{\beta_1}$.

en bij het ophalen van de hoge tonen door een zelfinductie (fig. 190) als

$$\sqrt{\frac{1 + 1/k_3^2}{1 + 1/\beta^2 k_3^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1,25}}. \text{ Daar } 1/k_3^2 \ll 1 \text{ betekent dit, dat } k_3 = \frac{2}{\beta}.$$

Noemt men f_1 de grensfrequentie, waarbij de versterking ten opzichte van de gemiddelde versterking 1 dB is toe- of afgenomen en f_2 de grensfrequentie, waarbij de versterking 1 dB minder is dan bij het ophalen van hoge of lage tonen maximaal bereikbaar is, dan kan men de volgende tabel opstellen:

$$A_1 = \text{de spanningsverhouding } \frac{V_2}{V_1} \text{ bij de grensfrequentie } f_1.$$

$$A_2 = \text{de spanningsverhouding } \frac{V_2}{V_1} \text{ bij de grensfrequentie } f_2.$$

Afsnijden van lage tonen

$$\omega CR_2 = 2 \quad f_1 = \frac{1}{\pi CR_2} \text{ (fig. 182).}$$

Afsnijden van hoge tonen

$$\omega C \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 0,5 \quad f_1 = \frac{R_1 + R_2}{4\pi CR_1 R_2} \text{ (fig. 184).}$$

Ophalen van lage tonen

$$k_1 = \omega CR_2 = 2 \quad f_1 = \frac{1}{\pi CR_2} \text{ (fig. 186).}$$

$$k_1 = 0,5\beta \quad f_2 = \frac{\beta}{4\pi CR_2} \frac{f_1}{\beta} = \frac{4}{\beta}.$$

$$\frac{A_1}{A_2} = \frac{1}{1,25\beta} \text{ of } (10 \log \frac{1}{\beta} - 2) \text{ dB.}$$

Ophalen van hoge tonen

$$k_2 = \omega CR = 0,5 \quad f_1 = \frac{1}{4\pi CR} \text{ (fig. 188).}$$

met parallelcondensator

$$k_2 = \frac{2}{\beta_1} \quad f_2 = \frac{1}{\pi CR \beta_1} \quad \frac{f_2}{f_1} = \frac{4}{\beta_1}.$$

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{1}{1,25\beta_1} \text{ of } (10 \log \frac{1}{\beta_1} - 2) \text{ dB.}$$

Ophalen van hoge tonen met een zelfinductie

$$k_3 = \frac{\omega L}{R_2} = 0,5 \quad f_1 = \frac{R_2}{4\pi L}$$

$$k_3 = \frac{2}{\beta} \quad f_2 = \frac{R_2}{\pi L \beta} \quad \frac{f_2}{f_1} = \frac{4}{\beta}$$

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{1}{1,25 \beta} \text{ of } (10 \log \frac{1}{\beta} - 2) \text{ dB.}$$

Men ziet hieruit o.a. dat de verhouding tussen de grensfrequenties omgekeerd evenredig is met β . Ook blijkt dat de grensfrequenties ver uiteen liggen, daar $\beta < 1$.

De tabel van de grensfrequenties kan ook bij berekeningen van dienst zijn. Stel dat men een filter wil samensellen voor het ophalen van lage tonen, zodat de werking begint bij ca. 1000 Hz en eindigt bij 50 Hz,

dan is $\frac{f_1}{f_2} = 4 = 20$, zodat $\beta = 0,2$. Het verschil tussen de versterking bij 1000 Hz en bij 50 Hz bedraagt dan $14 - 2 = 12$ dB.

Bij de voorafgaande beschouwingen is aangenomen dat het filter zich tussen twee voorversterkbuizen bevindt. Men kan echter de eerste versterkbuizen evengoed vervangen door een andere energiebron, bijv. door

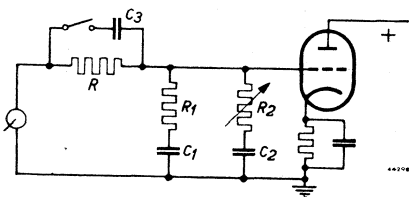


Fig. 191

Schakeling met een samengesteld filter, om bij een grammofoonopnemer de lage tonen op te halen en de hoge tonen op te halen of regelbaar af te snijden.

een microfoon, een grammofoonweergever enz. Bij grammofoonweergevers is het gewenst de lage tonen op te halen, omdat de amplitude daarvan bij het snijden van de platen opzettelijk verkleind wordt (zie XII § 7). In verband met de ruis die bij het afspelen door het materiaal van de platen ontstaat (zie XI § 8), is het voorts gewenst de hoge tonen regelbaar te kunnen afsnijden, terwijl in sommige gevallen ook een ophalen

van de hoge tonen wordt gevraagd. Een filterschakeling die voor deze doeleinden geschikt is, vindt men in fig. 191 getekend.

De werking van dit samengesteld filter is als volgt: Door de combinatie $R - R_1 - C_1$ worden de lage tonen opgehaald. In het gebied van de hoge tonen waar deze eerste combinatie niet werkzaam is, omdat de impedantie $1/\omega C_1$ te laag is geworden, treedt de combinatie $R - R_2 - C_2$ naar voren. Daar R_2 regelbaar is, kan men hierdoor de hoge tonen op verschillende wijzen afsnijden. Schakelt men ten slotte C_3 in, dan ontstaat door de combinatie $R - C_3 - R_1$ een versterking van de hoge tonen.

Onbelaste resonantiefilters.

Om de redenen op 225 vermeld, vermijdt men zo mogelijk het gebruik

van resonantiefilters. Men heeft ze evenwel nodig, in de eerste plaats om hoge of lage tonen op te halen, zonder daarbij over het gehele frequentiegebied aan versterking in te boeten; ook wel om een steil regelingsfront te verkrijgen, hetgeen bij RC -filters alleen mogelijk is door verscheidene filtertrappen achter elkaar te schakelen en ten slotte in het geval dat men een piek in de frequentiekaracteristiek wil bewerkstelligen.

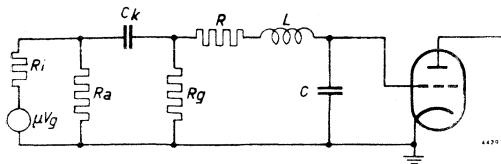


Fig. 192

Voorversterktrap met weerstandskoppeling, waarbij een resonantiefilter is aangebracht.

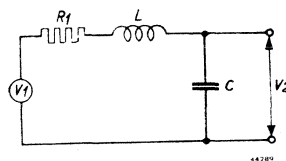


Fig. 193

Vervangingschema van de schakeling volgens fig. 192.

$$V_1 = \mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad R_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R.$$

Wij behandelen eerst het schema volgens fig. 192. In het gebied, waar noch de LC -combinatie, noch de $C_k R_g$ -combinatie invloed heeft, dus in het middengebied, is $V_2 = V_1 = \mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a}$; de versterking is hier $\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$.

Voor de hoge frequenties kan men het schema volgens fig. 192 vervangen door het vereenvoudigde schema volgens fig. 193.

Op analoge wijze als bij de RC -filters, leidt men af:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R_1} = \frac{1}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega CR_1},$$

waarin $R_1 = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a} + R$.

Bij resonantie is $1 - \omega_r^2 LC = 0$, zodat dan

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\omega_r CR_1}.$$

De versterkingstoename bij resonantie hangt dus af van de grootte van het product $\omega_r CR_1$. Is $\omega_r CR_1 = 1$, dan is de versterking bij resonantie gelijk aan de versterking zonder filter $\mu \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Hoe kleiner men C en R_1 kiest, hoe groter de versterkingstoename is bij resonantie. Daarom

beperkt men C wel tot de dynamische ingangscapaciteit C_g van de tweede versterkbuis. R_1 bestaat uit de serieschakeling van de gegeven vervangingsweerstand $\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$, de verliesweerstand van de spoel en de eventueel daarmee in serie geschakelde weerstand. Door de laatste regelbaar te maken, kan men de hoogte van de versterkingspiek bij resonantie regelen. Een en ander is in fig. 194 weergegeven.

In deze figuur is de verhouding $\frac{V_2}{V_1}$ getekend als functie van de verhouding $\frac{\omega}{\omega_{r0}}$, beide op logarithmische schaal.

ω_{r0} is de resonantie frequentie, waarbij $\omega CR_1 = 1$.

In fig. 194 zijn twee reeksen van resonantiekrommen getekend. De

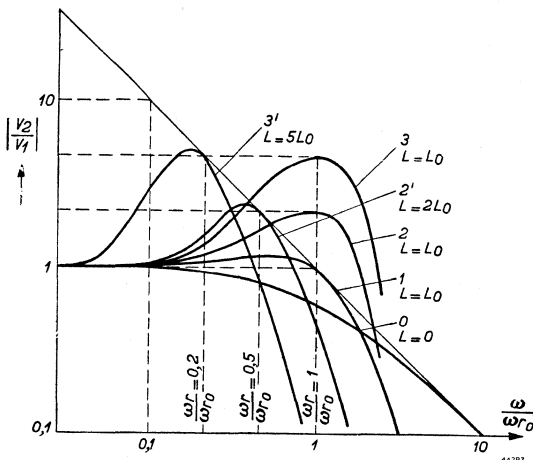


Fig. 194

Frequentiekaracteristieken bij gebruik van een resonantiefilter volgens fig. 192 (ten dele overeenkomstig Bartels, litter. 1 § 1, 1, blz. 160).

$2 L_o$ en $\omega_r = 0,5 \omega_{r0}$ en voor kromme $3^1 L = 5 L_o$ en $\omega_r = 0,2 \omega_{r0}$. De lijn die de toppen van de krommen 1, 2^1 en 3^1 verbindt, maakt een hoek van 45_0 met de abscis.

Als $R_1 = 0$ en $L = 0$ ontstaat de normale RC -koppeling zonder filter, waarvoor de kromme 0 geldt. Volgens 139 is de grensfrequentie voor de hoge frequenties f_2 bepaald door $\omega_2 C_g R_1 = 1$. In dat geval is $\omega_2 = \omega_{r0}$. De krommen volgens fig. 194 komen overeen met die voor transformator-koppeling (zie III § 5). L is daar de spreidings-zelfinductie van de transformator. Men kan op verschillende andere wijzen dan in fig. 193 is aangegeven, resonantiefilters gebruiken. De figuren 195 en 196 geven hiervan voorbeelden.

Bij de schakeling volgens fig. 195 treedt versterkingsvermindering op

reeks 1 — 2 — 3 ontstaat bij constant houden van L en C en veranderen van R_1 , hetgeen men bereiken kan door R regelbaar te maken. Voor kromme 2 is

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = 2 = \frac{1}{\omega_r C R_1} \text{ en}$$

$$\text{voor kromme 3 is } \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = 5.$$

De reeks 1 — 2^1 — 3^1 ontstaat bij constant houden van C en R_1 en variëren van L ; noemt men L_o de zelfinductie, die past bij de resonantiefrequentie ω_{r0} , dan is voor kromme $2^1 L =$

als L en C in resonantie zijn; de diepte van de versterkingszak kan met R_2 worden geregeld.

Bij de schakeling volgens fig. 196 is een LC -kring met parallelresonantie aangebracht. Bij resonantie is de impedantie van deze kring zeer groot en neemt de versterking dus toe. De versterkingsvermeerdering kan met R_2 worden geregeld. Vooral bij het gebruik van resonantiefilters moet men er op letten, dat door de zeer veranderlijke impedantie van het filter, ook de belastingsimpedantie van de voorgaande versterk-

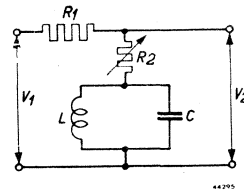


Fig. 195
Schakeling met een resonantiefilter voor versterkingsvermindering bij resonantie.

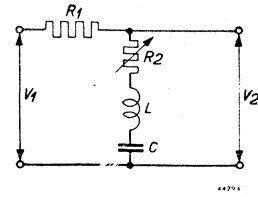


Fig. 196
Schakeling met een filter met parallelresonantie; bij resonantie treedt versterkingsvermeerdering op.

buis zich kan wijzigen. Deze wijziging mag niet tot gevolg hebben dat niet-lineaire vervormingen in de buis ontstaan; men kan dit het beste aan de hand van de buiskarakteristieken vaststellen.

Het scheidingsfilter

Zoals in XII § 6 nader wordt uiteengezet, worden soms gescheiden luidsprekers voor de lage en hoge tonen gebruikt. Het verdient de voorkeur aan de luidspreker voor de lage tonen ook alleen de lage frequenties, en aan de luidspreker voor de hoge tonen uitsluitend de hoge frequenties toe te voeren.

Voor dit doel gebruikt men een *scheidingsfilter*, waarvan de schakeling in fig. 197 is weergegeven. In de fig. 198 vindt men voor de spanningen V_1 en V_2 de afhankelijkheid van de frequentie.

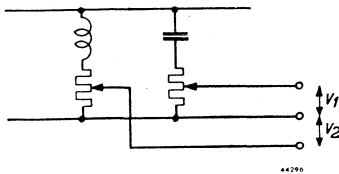


Fig. 197
Filter voor het scheiden van het gehele frequentiegebied, in een gedeelte voor de lage en een gedeelte voor de hoge frequenties.

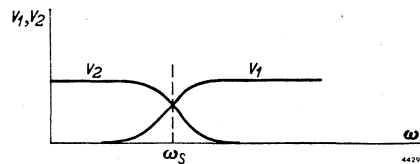


Fig. 198
Frequentiekarakteristieken van het filter volgens fig. 29.

Het filter als geheel mag geen invloed uitoefenen op de frequentiekarakteristiek, het moet dus bij alle frequenties een gelijkstroomweerstand hebben. De admittantie van het filter is

$$G = \frac{1}{R + j\omega L} + \frac{1}{R + 1/j\omega C} = \frac{1}{R} \times \frac{2R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}{R + \frac{L}{RC} + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Als nu $\frac{L}{RC} = 1$, is bij alle frequenties $G = \frac{1}{R}$, zodat aan de gestelde voorwaarde is voldaan.

Men kan aantonen dat de scheidingsfrequentie ω_s wordt bepaald door de voorwaarde $\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C} = 0$.

Uit deze beide voorwaarden volgt dat bij de scheidingsfrequentie

$$\omega_s L = \frac{1}{\omega_s C} = R.$$

Stelt men de scheidingsfrequentie van te voren vast en kiest men voor R een gebruikelijke potentiometer met *hoge* weerstand, dan kan men het filter gemakkelijk berekenen.

Belaste filters

De werking van deze filters hangt, behalve van de samenstelling, waarbij verschillende combinaties van L 's en C 's mogelijk zijn, af van de belastingen van de voorgeschakelde impedantie. Het is niet wel mogelijk het ontwerp van deze filters in een kort bestek te behandelen. Wij moeten dan ook volstaan met een verwijzing naar de uitgebreide literatuur op dit gebied. Een kort overzicht van de gehele materie vindt men in de artikelen van Van der Pol en Weijers in het Philips' Techn. T. 1 (1936) 239, 270, 298, 331 en 367 getiteld: „Electrische filters”.

De filters die in de praktijk het meeste worden gebruikt, onderscheidt men in:

- a) de *laagdoorlatende* (low pass) *filters*, die de frequenties beneden een bepaalde grensfrequentie zo goed mogelijk onverzwakt doorlaten en de frequenties boven deze grensfrequentie verzwakken.
- b) de *hoogdoorlatende* (high pass) *filters*, die de frequenties boven een bepaalde grensfrequentie zo goed mogelijk onverzwakt doorgeven en de frequenties beneden deze grensfrequentie verzwakken.
- c) *band* (band pass) *filters*, die de frequenties tussen twee bepaalde grensfrequenties zo goed mogelijk onverzwakt doorlaten en de frequenties buiten dit gebied verzwakken.

§ 8. Combinatie van sterkteregeling en karakteristiekregeling.

In sommige gevallen wordt de sterkteregeling met een karakteristiek-

regeling gecombineerd. Bij het omlaagbrengen van de versterking krijgt men de indruk, dat de lage en hoge tonen meer worden verzwakt dan het middengebied. De oorzaak ligt in de oorgevoeligheidskarakteristieken, die in fig. 310 zijn weergegeven. Daarom wordt het soms gewenst geacht, gelijktijdig met het verminderen van de totale versterking, de frequentie karakteristiek zodanig te wijzigen, dat de lage tonen naar verhouding minder worden verzwakt dan de hoge.

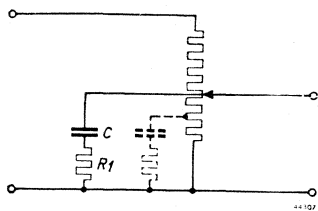


Fig. 199

Schakeling voor het gelijktijdig verminderen van de versterking en ophalen van de lage tonen.

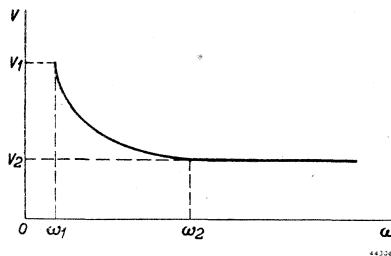


Fig. 200

Karakteristiek van de schakeling volgens fig. 199.

De schakeling van fig. 199 is daarvan een eenvoudig voorbeeld; men verkrijgt daarmee op de uitgangsklemmen (rechts in fig. 199) een karakteristiek volgens fig. 200.

Als R = het deel van de potentiometer waarvan de spanning wordt afgenomen, de spanningsverhouding $n = \frac{V_1}{V_2}$ en ω_1 en ω_2 gegeven zijn, kan men R_1 en C berekenen uit de formules:

$$C = \sqrt{\frac{10^{12}}{\omega_1 \omega_2 R_1 (R + R_1)}} \mu F.$$

$$R_1 = kR, \text{ waarin } k = 2.25 - 1.49n + 0.332n^2 - 0.0248n^3.$$

Hierbij is verondersteld dat het filter praktisch onbelast is en dat de totale weerstand van de potentiometer $\gg R$. Men kan desgewenst op verschillende plaatsen van de potentiometer zo'n RC -filter aansluiten.

§ 9. Practisch voorbeeld van een samengesteld resonantiefilter voor de regeling van de lage en hoge frequenties.

In fig. 201 is het principeschema van een filter voor de regeling van de lage en hoge frequenties weergegeven.

De werking van het filter verklaren wij aan de hand van fig. 202, waarin een deel van het filter, bestemd voor het ophalen en afsnijden van de hoge frequenties, bij een bepaalde resonantiefrequentie van de combinatie $L_1 C_1$, is weergegeven. Wij veronderstellen, dat het filter aan de

uitgang onbelast is. De spoel L_1 en de condensator C_1 zijn zodanig gedimensioneerd, dat er resonantie optreedt bij een hoge frequentie, bijv.

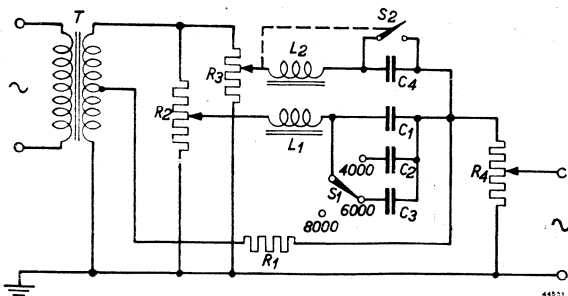


Fig. 201

Principeschema van een filter voor de regeling van de lage en hoge frequenties.

een van de beide helften van de secundaire wikkeling van de transformator T . De uitgangsspanning V_0 is door R_4 regelbaar; de maximale waarde van V_0 is

$$V_{0max} = \frac{R_4}{R_1 + R_4} \times \frac{V_i}{2}.$$

Door de keuze van R_4 en R_1 kan men dus een willekeurige waarde van V_{0max} bereiken; bij een praktische

uitvoering is bijv. $V_{0max} = \frac{V_i}{3}$.

Bij de resonantiefrequentie van L_1 en C_1 is de weerstand van de combinatie praktisch gelijk aan nul, d.w.z. de punten a en b zijn elektrisch doorverbonden en moeten, onafhankelijk van de stand van de potentiometer R_2 , dezelfde potentiaal hebben. Door R_1 , R_2 en R_4 lopen vereffeningstromen, zodat aan deze voorwaarde steeds wordt voldaan. Men kan nu drie merkwaardige standen van R_2 onderscheiden:

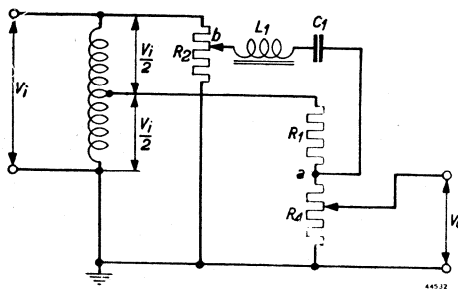


Fig. 202

Deel van het filter, volgens fig. 201, bestemd om het ophalen en afsnijden van de hoge frequenties.

1^o. b bevindt zich in de onderste stand. In resonantie is $V_0 \approx 0$, ver buiten

resonantie is $V_{0max} = \frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot \frac{V_i}{2}$. Bij de tussenliggende lage en

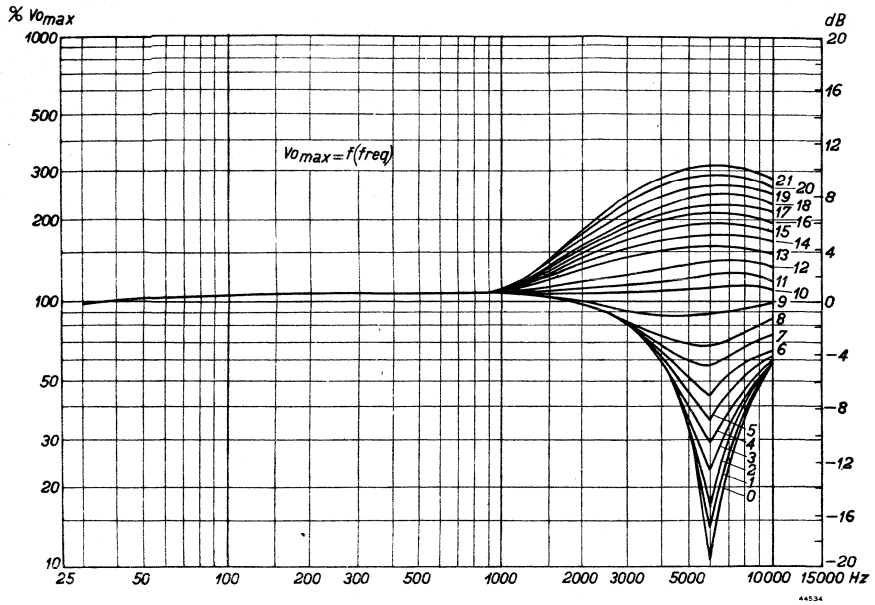


Fig. 203

Karakteristieken van het filter volgens fig. 201 voor de hoge tonen.

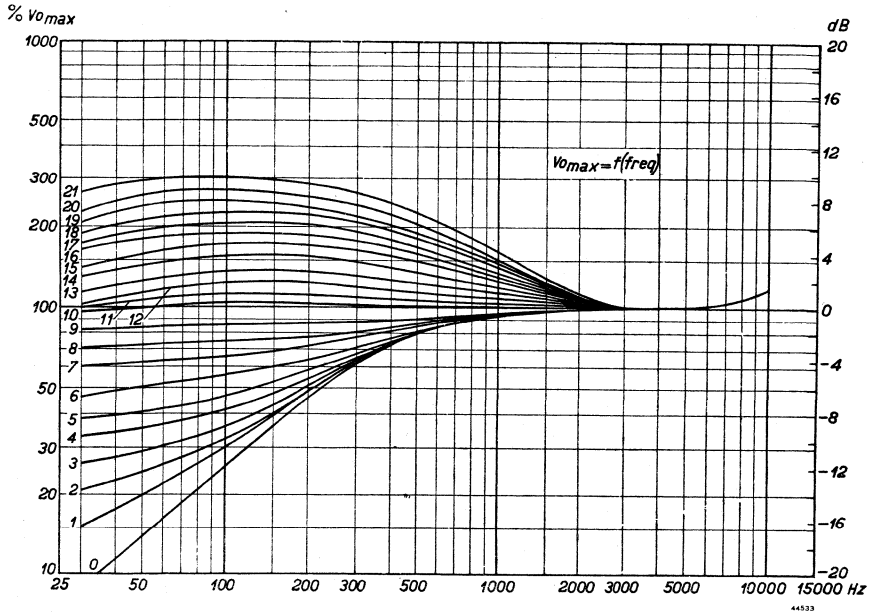


Fig. 204

Karakteristieken van het filter volgens fig. 201 voor de lage tonen.

hoge frequenties daalt V_{0max} , naar de resonantiefrequentie toe, geleidelijk van $\frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot \frac{V_i}{2}$ tot 0.

20. b bevindt zich in de bovenste stand. In resonantie is $V_{0max} = V_i$, ver buiten resonantie is $V_{0max} = \frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot \frac{V_i}{2}$. Is bijv. ver buiten resonantie $V_{0max} = \frac{V_i}{3}$, dan worden de hoge tonen bij de resonantiefrequentie met een factor 3 opgehaald. Bij de tussengelegen lage en hoge frequenties stijgt V_{0max} , naar de resonantiefrequentie toe, geleidelijk van $\frac{R_4}{R_1 + R_4} \cdot \frac{V_i}{2}$ naar V_i .
30. b bevindt zich in een tussenstand, zodanig, dat ook in resonantie door LC geen stroom vloeit. In deze stand is de frequentiekenarakteristiek over het gehele gebied recht.

Bij het filter volgens fig. 201, kan men met de schakelaar S_1 het hogetonenfilter op de resonantiefrequenties 4000, 6000 of 8000 Hz instellen. Het lage-tonenfilter werkt op geheel overeenkomstige wijze. Er is hierbij echter maar één resonantiefrequentie, bepaald door L_2-C_4 ; deze ligt bijv. bij 100 Hz. Beneden de stand van de potentiometer R_3 , waarbij de frequentiekenarakteristiek recht is, wordt de schakelaar S_2 , die met de loper van R_3 mechanisch verbonden is, gesloten. Het afsnijden van de lage tonen geschiedt dus niet door een resonantiekring, maar uitsluitend door een zelfinductie, daar de condensator C_4 door S_2 is kortgesloten.

In fig. 203 en 204 zijn de frequentiekenarakteristieken weergegeven, die bij een bepaalde uitvoering van het filter volgens fig. 201, worden verkregen. Fig. 203 geldt voor het hoge-tonengebied, met een resonantiefrequentie van 6000 Hz, fig. 204 voor het lage-tonengebied.

LITTERATUUR

§ 3

Norwine, A. C. Devices for controlling amplitude characteristics of Telephonic Signals. Bell Syst. techn. J. **17** (1938) 539—554.

Wright, S. B. Amplitude range control. Bell Syst. techn. J. **17** (1938) 520—538.

§ 6

1. Cohen Henriquez, V. Compressie en expansie bij geluidsoverdracht. Philips' Techn. T. **3** (1938) 209—215.
2. Colston, Jones en Bocking. Contrast-expansion and its application. Wireless Wld. **43** (1938) 272—275.
3. Mc. Proud, C. G. Expansion with a triode. Electronics **13** (1940) 17—18.

4. Paro, Harry. Public address A.V.C. Electronics **10** (1937) Juli 24—25.
5. Dynamikexpansion in Empfangsgeräten. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **43** (1936) 273—278.
6. Dynamikexpansion. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **67** (1939) 57—70.
7. Automatische Lautstärkeregelung. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **71** (1939) 129—148.
8. Sohon, H. Supervisory and control equipment for audiofrequency amplifiers. Proc. Inst. Radio Engr. **21** (1933) 228—237.
9. Stevens, B. J. Low distortion volume expansion using negative feed-back. Wireless Engr. **15** (1938) 143—149.
10. Stewart, H. H. and H. S. Polluck. Compression with feed-back. Electronics **13** (1940) 19—21.
11. Wright, S. B., S. Doba and A. C. Dickison. A vograd for radiotelephone circuits. Proc. Inst. Radio Engr. **27** (1939) 254—257.

§ 7

1. Bartels, H. Grundlagen der Verstärkertechnik. Leipzig, Hirzel (1942) 159—163, 170.
2. Campbell, G. A. Physical Theory of the Electric Wave-Filter. Bell Syst. techn. J. Vol. I, **2** (1922) 1—32.
3. Cocking, W. T. Tone-Control Systems. Wireless Wld. **44** (1939) 532—537.
4. David, P. Les filtres électriques. Paris (6), 55 Quai des Grands-Augustins, Gauthier-Villars, Imprimeur-Éditeur.
5. Kimball, H. Low-pass and high-pass filters. London, 11 Henrietta Street, Chapman & Hall Ltd. 307—326.
6. Hilliard, John K. Loudspeaker dividing networks. Electronics **14** (1941) Jan. 26—28, Febr. 37—39.
7. Köpke en Wegener. Ein Beitrag zum Problem von Tiefen- und Höhenentzerrung. Funktechn. Vorwärts **8** (1938) 567—571.
8. Pitsch, H. Die Berechnung von Klangfarbenreglern. Funktechn. Mh. H11 (1937) 329—332. H1 (1938) 12.
9. Pitsch, H. Berechnung von Klangfarbenreglern und Entzerrern. Funktechn. Mh. H3 (1939) 75—79.
10. Van der Pol, Balth. en Th. J. Weyers. Electric filters. Philips' Techn. T. **1** (1936) 239—244, 270—276, 298—306, 331—338 en 367—370.
11. Sturm, Th. Methoden zur Krachbeseitigung. Funktechn. Mh. H7 (1934) 259—263.
12. Sturm, C. H. Zur Berechnung von RC-Gliedern für Bassanhebung in Niederfrequenzverstärkern. Funktechn. Mh. H3 (1939) 89—90.
13. Zobel, Otto J. Theory and design of uniform and composite electric wave-filters. Bell Syst. techn. J. **2** (1923) 1—46.

HOOFDSTUK VII

TOESTELONDERDELEN

§ 1. Inleiding

Wil men een huis bouwen dat jarenlang weer en wind kan trotseren zonder in verval te geraken, dan moet men niet alleen over bouw-materiaal van goede kwaliteit de beschikking hebben, maar de bouw-meester moet de eigenschappen van het bouwmaterial goed kennen, wil hij dit op een oordeelkundige en juiste wijze kunnen gebruiken. Dezelfde regel geldt voor het bouwen van L.F. versterkingsinstallaties, waarin de versterkers zulk een belangrijke plaats innemen. Wij willen dan ook in dit hoofdstuk bijzondere aandacht wijden aan de onderdelen, die in L.F. versterkers worden gebruikt, alvorens tot beschrijving van de constructie van die toestellen over te gaan; wij zullen ons daarbij moeten beperken tot de belangrijkste groepen van die onderdelen, en in het bijzonder refereren aan de eigenschappen van de onderdelen, voorzover die voor gebruik in de L.F. versterkingstechniek van belang zijn.

Verschillende toestelonderdelen die in de L.F. versterkingstechniek worden gebruikt, worden ook in de radiotechniek toegepast; zij worden in zeer grote series — van vele millioenen per jaar — gefabriceerd, en hun kwaliteit is, vooral in de laatste jaren, aanzienlijk verbeterd, daar men ook aan de eigenschappen en de levensduur van ontvangtoestellen steeds hogere eisen is gaan stellen. Dit is voor de L.F. versterkingstechniek een belangrijk voordeel: men heeft diensgevolge een ruime keuze uit reeksen van onderdelen van goede kwaliteit en betrekkelijk geringe kostprijs.

§ 2. Weerstanden (algemene opmerkingen)

De constructeur van de versterker kent uit zijn electrisch ontwerp de vereiste weerstandswaarden en belastingen van vaste weerstanden en de regelkarakteristieken van veranderlijke weerstanden. Hij zal zich zoveel mogelijk moeten aanpassen aan de waarden van in de handel verkrijgbare weerstanden, ten einde economisch te werken. Wat de belasting aangaat, heeft men behalve op de opgaven van de fabrikant, ook te letten op de eisen die door de veiligheidsvoorschriften aan de temperatuursverhoging en weerstandsverandering worden gesteld, zulks ter vermindering van moeilijkheden bij een officiële keuring van de toestellen.

Belangrijk is het voorts zich af te vragen, of tijdelijke overbelasting van de weerstanden regelmatig kan worden verwacht. Is dit het geval,

zo zal men in de regel de daarvoor gevoelige koolweerstanden niet gebruiken en liever draadweerstanden kiezen.

Ook de sterkte van de ruis van weerstanden en van het z.g. kraken van potentiometers moet men kennen. Bij het ontwerpen van een versterkingsinstallatie laat men een bepaald storingsniveau toe; men moet er nu voor zorgen dat de bijdrage van het ruisen en het kraken beneden dit toelaatbare niveau blijft. Het spreekt vanzelf dat, hoe groter de versterking is die achter een op een willekeurige plaats gebruikte weerstand of potentiometer optreedt, hoe lager deze storingen moeten worden gehouden.

De indeling van de weerstanden naar de functie kan als volgt worden aangegeven:

vaste weerstanden,
vaste weerstanden met aftakkingen,
veranderlijke weerstanden, bijv. schuifweerstande,
spanningsdelers, in draaibare uitvoering als regel potentiometers genoemd.

Naar het weerstandsmateriaal en de afwerking onderscheidt men o.a.:

koolweerstande: geperste,
gespoten,
opgedampte;
draadweerstande: gemoffelde,
geëmailleerde.

§ 3. Koolweerstande

Onder de vaste weerstanden nemen de koolweerstande een zeer belangrijke plaats in; in één versterker kan men er 20 of meer aantreffen. Koolweerstande komen alleen in aanmerking voor kleine belastingen; voor grote belastingen worden de afmetingen te groot, zodat men dan beter draadweerstande kan gebruiken.

Behalve hun geringe kostprijs, hebben koolweerstande het voordeel van de verwaarloosbare zelfinductie en capaciteit (vooral van belang in H.F.kringen), terwijl de merken van goede kwaliteit een geringe ruis hebben en goed bestand zijn tegen vocht en warmte (tropen).

Wat hun uitvoering aangaat, onderscheidt men de geperste weerstanden die voornamelijk in Amerika worden gefabriceerd, en de weerstanden met koollaag die voornamelijk in Europa worden vervaardigd. De geperste weerstanden bestaan uit grafiet met een vulstof, bijv. hars en zand. Bij de weerstanden met koollaag wordt een laag grafiet op een drager van isolatiemateriaal, porselein of keramisch materiaal aangebracht. Beide soorten weerstanden behoren tot de z.g. halfgeleiders.

De temperatuurscoëfficiënt van koolweerstanden varieert van $-0,5 \cdot 10^{-3}$ tot $-4 \cdot 10^{-3}$ per graad Celsius; hij is dus veel hoger dan de temperatuurscoëfficiënten van constantaan ($-5 \cdot 10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$) en van chroomnikkel

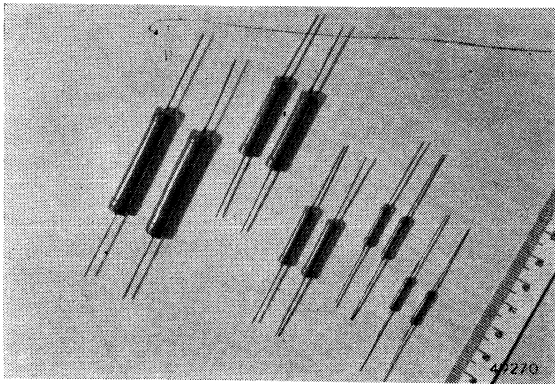


Fig. 205
Serie koolweerstanden van Philips.

$+ 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$), maar als regel ondervindt men daarvan bij het gebruik in versterkers geen moeilijkheden. De ruis varieert van 0,5 tot $15 \mu\text{V}/\text{V}$ en is dus belangrijk sterker dan de thermische ruis. De laatste bedraagt, in watts uitgedrukt, bij een frequentieband tot $10\,000 \text{ Hz}$, $1,6 \cdot 10^{-16} \text{ W}$ (zie blz. 21); bij een weerstand van 1 megohm bedraagt de spanning van de thermische ruis derhalve $13 \mu\text{V}$. De ruis van een koolweerstand bedraagt bij de beste kwaliteit $0,5 \mu\text{V}$ per volt; bij een maximaal toelaatbare bedrijfsspanning van een weerstand van 1 megohm van 750 volt, is de ruisspanning derhalve $375 \mu\text{V}$. Deze grotere ruis ontstaat door onregelmatige contacten tussen de kooldeeltjes en is sterk afhankelijk van het fabricageproces.

§ 4. Draadweerstand

Hieronder zijn alle met weerstandsdraad gewikkelde weerstanden te verstaan. Verschillende uitvoeringen ervan zijn in de sterkstroomtechniek bekend; wij zullen ons hier beperken tot de weerstanden die bestaan uit cilindervormige dragers van porselein of van keramisch materiaal waarop het weerstandsdraad wordt gewikkeld; aan de uiteinden van de drager zijn aansluitlippen of -klemmen aangebracht. Deze weerstanden zijn gelakt, gemoffeld, dan wel geëmailleerd.

In de L.F.versterkingstechniek gebruikt men deze weerstanden:

- a) bij vermogens die voor koolweerstand te groot zijn, als regel voor vermogens van ca. 5 watt en hoger, zoals in plaatspanningsapparaten en eindtrappen voorkomen;
- b) bij kleinere vermogens, indien de ruis van koolweerstand te sterk is.

Men moet daarbij rekening houden met het feit dat draadweerstand, wegens hun grotere zelfinductie (en capaciteit), meer van de frequentie afhankelijk zijn en tijdens het bedrijf een hogere temperatuur verkrijgen.

Vooral bij de geëmailleerde weerstanden is dit het geval; men zal deze dan ook vooral gebruiken, indien men bijzonder prijs stelt op geringe afmetingen en men bovendien van de vrij hoge oppervlaktetemperatuur geen hinder ondervindt.

Als weerstandsmateriaal gebruikt men gemoffelde draden van chroomnikkel, constantaan of nieuwzilver. Chroomnikkel komt voor weerstanden van hoge waarden in aanmerking. Voor weerstanden van zeer hoge waarden leveren sommige firma's (bijv. Philips) weerstanden met gespiraliseerd chroomnikkeldraad.

Voor de temperatuurscoëfficiënten van deze materialen worden de volgende waarden in $^{\circ}\text{C}^{-1}$ opgegeven:

chroomnikkel	$+1,5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$
constantaan	$-0,8 \cdot 10^{-4} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$
nieuwzilver	$+3,5 \cdot 10^{-4} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$

Indien men zorgt voor een prima contact tussen de uiteinden van de weerstandsdraad en de aansluitingen, zodat met kraken geen rekening behoeft te worden gehouden, dan behoeft, met het oog op storingen, bij de draadweerstanden alleen met de z.g. thermische ruis te worden gerekend.

Deze bedraagt $1,6 \cdot 10^{-16}$ W bij een frequentiespectrum van 0 tot 10 000 Hz (vergelijk blz. 21).

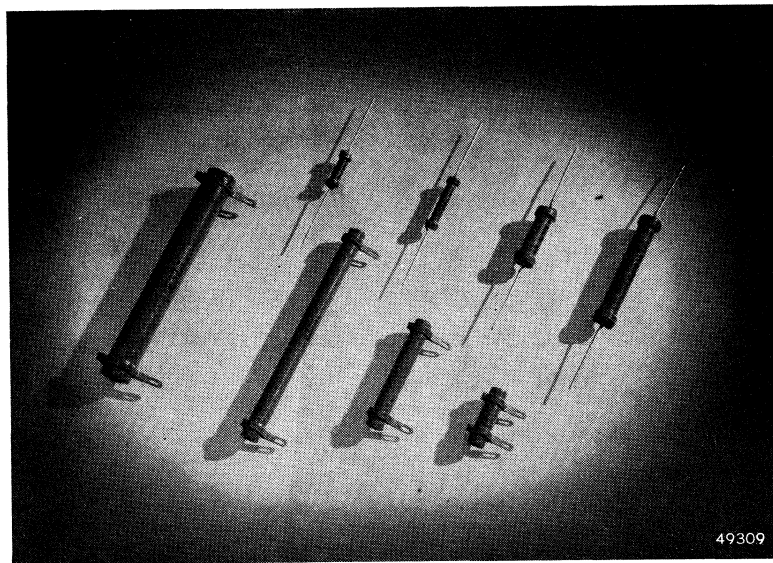


Fig. 206

Serie gemoffelde draadweerstanden van Philips.

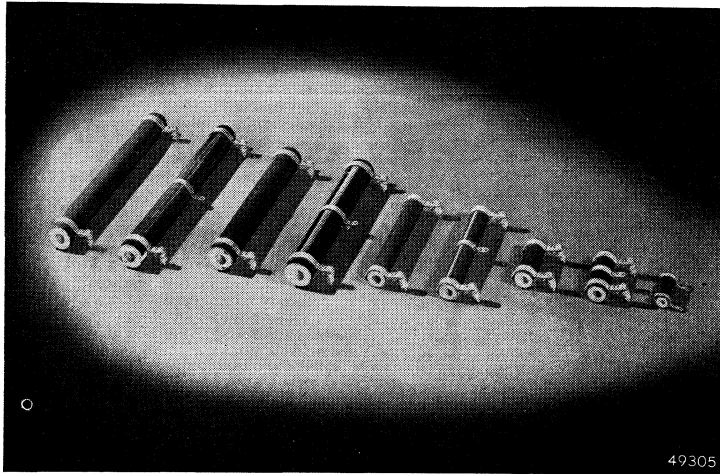


Fig. 207
Serie geëmailleerde weerstanden van Philips.

De in L.F. versterkers gebruikte gemoffelde weerstanden hebben vermogens van 1,5 tot 6 watt; de weerstandswaarden lopen van ca. 10 ohm tot 100 megohm uiteen.

Geëmailleerde weerstanden hebben de volgende voordelen:

- a) kleine afmetingen
- b) uitstekend bestand tegen vocht, warmte, tropenatmosfeer
- c) mechanisch sterk.

Daartegenover staat de grotere tolerantie in de weerstandswaarde (5 tot 10%) en de hoge temperatuur.

Over de weerstandsverandering van geëmailleerde weerstanden valt het volgende op te merken:

De weerstandsverandering bij belasting, wordt in eerste instantie bepaald door de temperatuurscoëfficiënt van het weerstandsdraad; bestaat deze uit chroomnikkel, zo bedraagt zij $+1,4 \cdot 10^{-4} \text{C}^{-1}$.

Behalve deze voorbijgaande verandering, treedt bij weerstandsdraden die vrij aan de atmosfeer zijn blootgesteld, bovendien een blijvende verandering op, door oxydatie en corrosie van het draadoppervlak. Dank zij de bescherming met de emallaag, is deze blijvende verandering bij geëmailleerde weerstanden zeer gering. Uit de kromme van fig. 208 ziet men, dat na een vergroting van de weerstand die gedurende de eerste 100 bedrijfsuren optreedt, een practisch constante waarde is bereikt; deze blijft vele duizenden bedrijfsuren gehandhaafd.

Aangezien de maximale temperatuur eerst na geruime tijd wordt be-

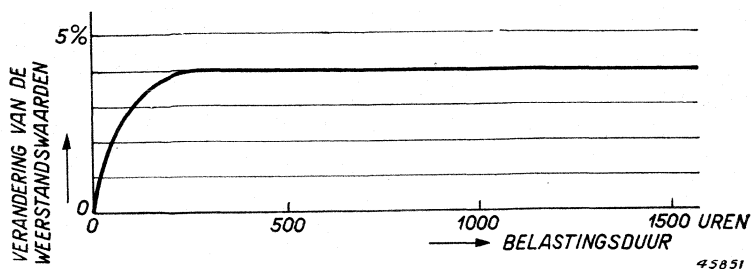


Fig. 208

Verandering van de weerstandswaarde van een geëmailleerde weerstand bij langdurige belasting.

reikt, blijft bij kortstondig bedrijf de temperatuur belangrijk lager. Van dit feit kan men met voordeel gebruik maken bij intermitterende belastingen. Men gaat dan uit van de overweging dat de weerstand tijdelijk mag worden overbelast, mits men slechts zorgt dat deze overbelasting wordt uitgeschakeld, zodra de toelaatbare maximumtemperatuur is bereikt. Zijn de krommen voor de temperatuurstijging bij verschillende overbelastingen bekend, dan kan men daaruit het tijdstip van uitschakeling zonder meer aflezen. Kent men ook de kromme van de temperatuursdaling bij onbelaste toestand, dan kan men voor een bepaalde intermitterende belasting een weerstand van belangrijk kleinere afmetingen gebruiken dan voor continu bedrijf noodzakelijk zou zijn. Vooral bij korte stroomstoten is alleen op grond van deze overweging een economisch gebruik van de weerstand mogelijk. In fig. 209 is de afhankelijkheid van de temperatuur ten opzichte van verschillende belastingen weergegeven.

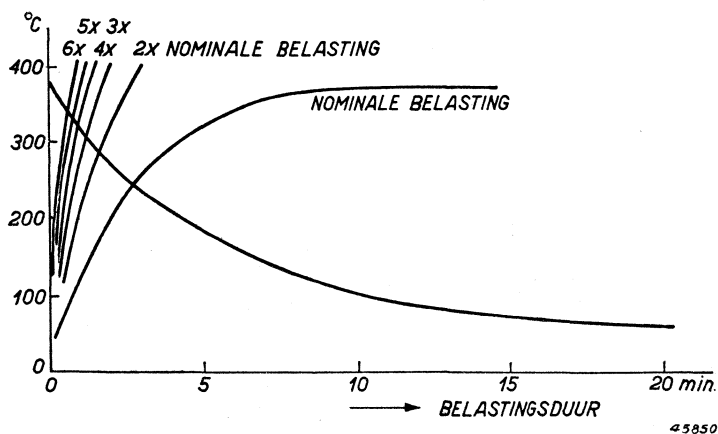


Fig. 209

Temperatuur van een geëmailleerde weerstand bij verschillende belastingen in afhankelijkheid van de belastingsduur.

§ 5. Potentiometers

Men onderscheidt draad-, kool- en stappenpotentiometers. De laatste worden afzonderlijk behandeld in § 6.

Bij het gebruik in L.F. kringen is de grootte van de storing die door de potentiometer wordt ingevoerd, van het grootste belang. Behalve met de thermische ruis die bij draadpotentiometers en de ruis die door de beweging van de kooldeeltjes bij koolpotentiometers bovendien in de ruststand optreedt, heeft men bij het draaien van de potentiometers te maken met het z.g. kraken, dat is te wijten aan onregelmatigheden in de overgangswaerstand tussen contactbaan en contactloper. Bij belaste potentiometers is dit kraken belangrijk sterker dan bij onbelaste, aangezien bij belaste potentiometers, behalve de L.F. spanning, ook de gelijkspanning wordt gemoduleerd; bovendien hangt de grootte van de kraakspanning af van de stand van de potentiometer (d.w.z. waardoor gelijkstroom vloeit).

In het algemeen kan men constateren dat draadpotentiometers ongeschikt zijn om als sterkteregelaars in L.F. kringen een plaats te vinden, daar het kraken een te hoge waarde heeft. Behalve voor regeling in sterkstroomkringen (plaatsspanningsapparaten) komen zij alleen als instelpotentiometers, bijv. voor het instellen van de brom (brompotentiometers) in aanmerking.

In de praktijk is gebleken dat niet belaste koolpotentiometers, bijv. in ingangskringen, tot een niveau van 10 mV op 100 000 ohm kunnen worden gebruikt. Voor goede kwaliteit gaat men bij voorkeur niet lager dan het niveau van 100 mV op 100 000 ohm. Wil men hogere eisen aan de storingsvrijheid stellen of de potentiometers op nog lagere niveaus gebruiken, dan moet men zijn toevlucht nemen tot de z.g. stappenpotentiometers; deze zijn bruikbaar tot een min. niveau van 1,5 mV op 100 000 ohm, overeenkomend met ca. 0,1 mV op 500 ohm. Voor prima kwaliteit (studio's) gaat men echter bij voorkeur niet lager dan het niveau van 1 mV op 500 ohm.

Draadpotentiometers

Deze worden in verschillende uitvoeringsvormen met uiteenlopende weerstandswaarden en vermogens geleverd en komen, behalve voor regeling in sterkstroomkringen, alleen als instelpotentiometers (brompotentiometers) in L.F. kringen in aanmerking. Bij een bepaalde uitvoeringsvorm (bijv. van Philips) voor gering vermogen, bestaan zij uit een ringvormige drager van kunstharz of hardpapier; het weerstandsdraad wordt op de drager gewikkeld. De stroomafneming geschiedt door een looper van speciaal contactmateriaal die met een nauwkeurig vastgestelde druk tegen de weerstandsdraden aanligt; de as is geïsoleerd.

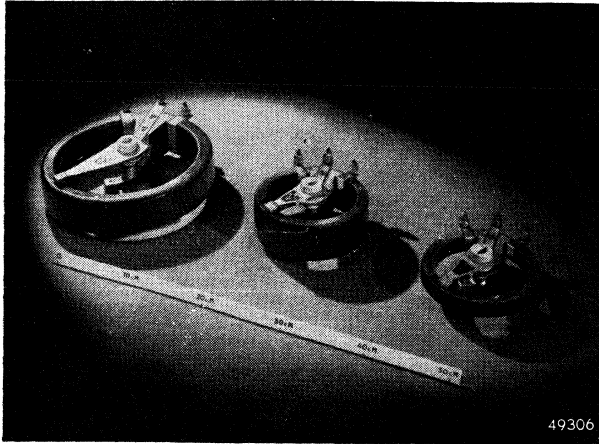


Fig. 210
Geëmailleerde potentiometers van Philips.

koolpotentiometers is de continue regeling en de mogelijkheid de regelkarakteristiek naar wens vast te stellen. Bij de fabricage wordt een mengsel van grafiet en kunstharz op een drager van isolerend materiaal aangebracht. Door verschillende mengsels te gebruiken en de laagdikte te regelen, kan men de totale weerstand, de aanvangsweerstand en de regelkarakteristiek naar wens vaststellen.

Wat de regelkarakteristiek aangaat, kent men, behalve de lineaire en de logaritmische potentiometers, ook nog die met een vaste aftakking die in speciale schakelingen voor het aanpassen van de frequentiekarakteristiek aan de gevoeligheid worden gebruikt. Voorbeelden van

regelkarakteristieken vindt men in fig. 211. Koolpotentiometers van

Koolpotentiometers

Voor het gebruik in L.F. kringen zijn deze potentiometers van veel groter belang dan de draadpotentiometers. Over de toelaatbare niveaus waarop deze onderdelen in verband met het kraken mogen worden gebruikt, is op blz. 252 reeds het een en ander opgemerkt.

Een voordeel van de

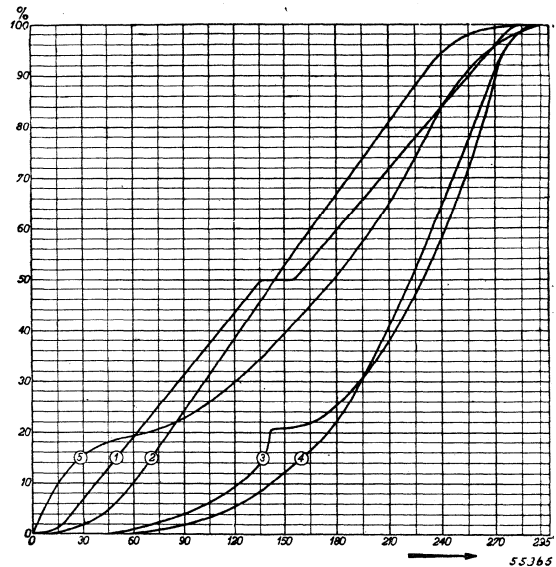


Fig. 211

Regelkarakteristieken potentiometers van Philips. 1. lineair $0,6 \text{ M}\Omega$ met aftakking; 2. lineair zonder aftakking; 3. logaritmisch, $0,35 \text{ M}\Omega$ met aftakking; 4. logaritmisch zonder aftakking; 5. logaritmisch $0,85 \text{ M}\Omega$ met aftakking;

goede kwaliteit zijn goed bestand tegen vocht en warmte (tot 70° C wordt door Philips opgegeven) en zijn ook bruikbaar in de tropen; hun weerstandswaarde blijft ook bij langdurig gebruik constant.

Koolpotentiometers worden al of niet gecombineerd met schakelaars die zowel bij het begin als bij het einde van de regeling in werking kunnen treden.

§ 6. Stappenpotentiometers

Voor werk van prima kwaliteit, zoals bijv. in studio's wordt geëist, veroorzaken koolpotentiometers van de beste kwaliteit toch nog te veel kraakstoringen; men moet dan zijn toevlucht nemen tot de z.g. stappenpotentiometers, waarvan de looper zich beweegt over een rij van metalen contacten, waartussen, hetzij vaste koolweerstanden of vaste draadweerstanden zijn aangebracht. De regeling is dus niet geheel continu; door een voldoende aantal stappen aan te brengen, kan men bewerken dat de sterkte-overgangen toch praktisch niet hoorbaar zijn. Dit is het geval indien de stappen niet groter dan 1,5 dB worden gekozen.

Het spreekt vanzelf dat een praktisch *storingvrije* regeling bij lange levensduur, ook bij deze potentiometers alleen mogelijk is door een zorgvuldige keuze van het contactmateriaal, van de constructie van het loopercontact en van de contactdruk.

Het loopercontact bestaat bij voorkeur uit verende bladen die ten opzichte van de voortbewegingsrichting onder een hoek staan (zie fig. 212).

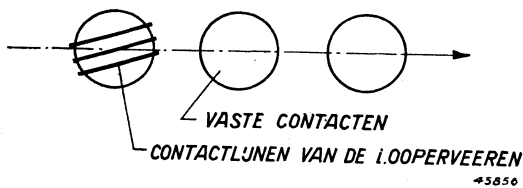


Fig. 212

Het loopercontact van de stappenpotentiometer heeft drie looperveren, die ten opzichte van de contacten onder een hoek staan.

Daar de contacten bij veelvuldig gebruik enigszins slijten, waardoor materiaal-deeltjes vrijkomen, en vooral ook met het oog op het stoffig worden, is het noodzakelijk de contacten regelmatig schoon te maken en

in te vetten; draagt men hiervoor zorg, dan is de levensduur praktisch oneindig.

Aangezien stappenpotentiometers betrekkelijk kostbare instrumenten zijn, is het verantwoord ook de elektrische eigenschappen hoog op te voeren. Vooral de constantheid van ingangs- en uitgangsimpedantie bij de regeling is een belangrijke eis. Bij de normale potentiometer (zie fig. 213) zijn beide impedanties veranderlijk.

- R_i = de inwendige weerstand van de spanningsbron
 R_p = de potentiometerweerstand
 R_b = de weerstand van de belasting
 Z_i = ingangsimpedantie, d.i. de impedantie van de potentiometer, gezien vanuit de spanningsbron
 Z_u = uitgangsimpedantie, d.i. de impedantie van de potentiometer, gezien vanuit de belasting.

Veranderlijkheid van Z_i kan ongewenst zijn, omdat de spanningsbron dan een wisselende belasting krijgt; veranderlijkheid van Z_u kan ontoelaatbaar zijn met het oog op aan de uitgang aangesloten filters of transformatoren (invloed op de frequentie karakteristiek).

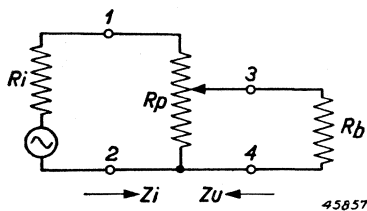


Fig. 213
Potentiometer in de eenvoudigste vorm.

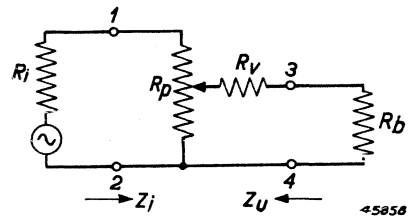


Fig. 214
Potentiometer met voorschakelweerstand.

Er zijn nu verscheiden mogelijkheden om hierin verbetering te brengen. Bij de eenvoudige potentiometer volgens fig. 213, verandert Z_i tussen de waarden R_p en $\frac{R_p R_b}{R_p + R_b}$ en Z_u van 0 tot $\frac{R_p + R_i}{4}$ als $R_p > R_i$, zoals meestal het geval is.

Potentiometer met voorschakelweerstand

De veranderingen in Z_i en Z_u zijn bij deze potentiometer minder groot, hoewel nog aanwezig. Z_i verandert van de waarde R_p tot de waarde

$$\frac{R_p (R_b + R_v)}{R_p + R_b + R_v} \text{ en } Z_u \text{ van } R_v + \frac{R_p + R_i}{4} \text{ tot } R_v.$$

Met de potentiometer volgens fig. 213, heeft de potentiometer met voorschakelweerstand het voordeel van eenvoudige constructie met slechts één schakelarm; een nadeel is het spanningsverlies in de stand van maximale sterkte, welk verlies afhankelijk is van de grootte van R_v .

Potentiometer met L-sectie

Bij deze uitvoering is (fig. 215) $Z_i = R_1 + \frac{R_2 R_b}{R_2 + R_b}$ en $Z_u = \frac{R_2 (R_1 + R_i)}{R_1 + R_2 + R_i}$.

Men laat nu bij het voortbewegen van de beide regelcontacten, R_1 en R_2 zodanig variëren dat $Z_i = \text{constant}$, maar Z_u blijft dan nog veranderlijk, immers Z_u verandert van 0 (nulstand, $R_2 = 0$) naar $\frac{R_2 R_i}{R_2 + R_i}$ (maximumsterkte, $R_i = 0$).

Hoewel de constructie van deze potentiometer duur is en er twee lopers (meer kraken!) zijn,

Fig. 215

Potentiometer met L-sectie.

is aan de voorwaarde Z_i en Z_u constant, alleen voor Z_i voldaan; praktisch wordt de L-sectie dan ook weinig toegepast.

Potentiometer met T-sectie

Men kiest bij deze uitvoering $R_i = R_b$. In fig. 216 worden deze weerstanden voorgesteld door Z_0 .

Het is nu mogelijk R_1 en R_2 bij het regelen zodanig te laten variëren, dat zowel Z_i als Z_u steeds gelijk zijn aan Z_0 . Hiermede is dus aan de ideale eis voldaan, terwijl in de stand van maximale sterkte geen inwendig spanningsverlies optreedt. De potentiometer is echter duur

van constructie; er zijn drie lopers, dus de kans op kraken is verdriedvoudigd. De berekening van de weerstanden R_1 en R_2 kan langs de volgende weg plaats vinden.

De verzwakking $A = \frac{v}{V}$.

Uitgaande van de veronderstelling dat de ingangsimpedantie $Z_i = Z_0$,

volgt hieruit dat $A = \frac{i_3}{i_1}$.

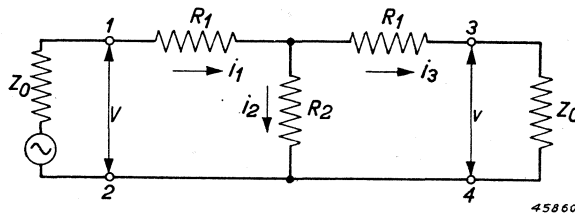
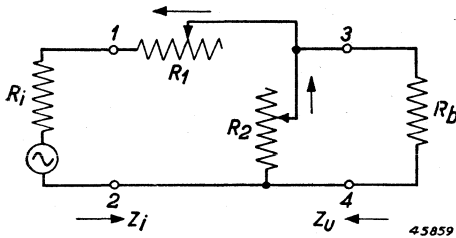


Fig. 216

Potentiometer met T-sectie.

$$V - i_1 R_1 - i_3 R_1 - i_3 Z_0 = 0$$

$$\frac{i_3 Z_0}{A} - \frac{i_3}{A} R_1 - i_3 R_1 - i_3 Z_0 = 0,$$

waaruit volgt,
$$R_1 = Z_0 \frac{1 - A}{1 + A}.$$

Verder is

$$i_2 R_2 - i_3 Z_0 - i_3 R_1 = 0$$

$$(i_1 - i_3) R_2 - i_3 Z_0 - i_3 R_1 = 0$$

waaruit volgt,
$$R_2 = Z_0 \frac{2A}{1 - A^2}.$$

Het is gemakkelijk de verzwakking in decibels uit te drukken. Noemt men N de verzwakking in decibels en $I =$ de verhouding tussen decibel en neper (1 dB = 0,11513 neper, dus $I = 0,11513$), dan volgt

$$R_1 = Z \operatorname{tg hyp.} \frac{NI}{2}.$$

$$\ln \frac{1}{A} = \text{verzwakking in nepers} = \text{verzwakking in dB} \times 0,11513 = NI,$$

$$\text{dus } A = e^{-NI} \text{ en } R_1 = Z_0 \frac{1 - e^{-NI}}{1 + e^{-NI}} =$$

$$= \frac{e^{\frac{NI}{2}} - e^{-\frac{NI}{2}}}{e^{\frac{NI}{2}} + e^{-\frac{NI}{2}}} = Z_0 \operatorname{tg hyp} \frac{NI}{2}.$$

Op analoge wijze leidt men af:

$$R_2 = Z_0 \frac{1}{\sin \operatorname{hyp} NI}.$$

Potentiometer met H -sectie

Deze is te beschouwen als een verdubbeling van de T -sectie; de H -sectie heeft dezelfde voor- en nadelen als de T -sectie, met het verschil dat bij de H -sectie het aantal lopers nog groter is.

Een voordeel is dat de H -sectie geheel symmetrisch ten opzichte van aarde kan worden geschakeld, zoals in fig. 217 gestippeld is aan-

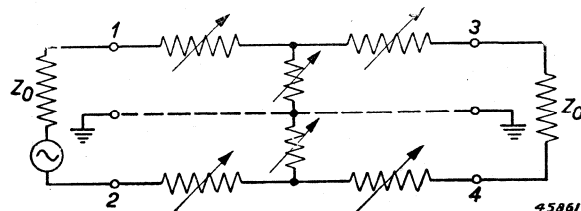


Fig. 217

Potentiometer met H -sectie.

gegeven (het aantal lopers is dan 6!). In sommige kringen, waarbij men, o.a. met het oog op geringe storingen van buitenaf, de heen- en terugleiders ten opzichte van aarde wil balanceren, is het gebruik van de gebalanceerde H -potentiometer gerechtvaardigd.

Potentiometer met π -sectie

Evenals bij de T -sectie kan men ook bij de π -sectie de weerstanden

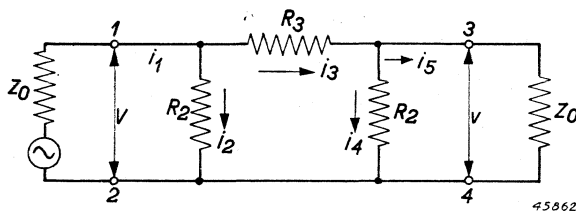


Fig. 218

Potentiometer met π -sectie.

$= Z_0$, dan volgt daaruit $A = \frac{i_5}{i_1}$.

Op overeenkomstige wijze te werk gaande als bij de T -sectie, kan men nu verder afleiden, dat

$$R_3 = Z_0 \frac{1 - A^2}{2A} \quad R_2 = Z_0 \frac{1 + A}{1 - A}$$

Daar men de verzwakking gaarne uitdrukt in decibels, schrijft men hiervoor ook:

$$R_3 = Z_0 \sin \text{hyp } NI \quad \text{en} \quad R_2 = \frac{Z_0}{\text{tg hyp } \frac{NI}{2}}$$

Voor het berekenen van de weerstanden bij verschillende verzwakkingen in enkele en dubbele T - en π -secties, kan men gebruik maken van de tabel H op de volgende blz. die is ontleend aan:

Blakey, R. E. „Network resistances for balanced attenuators” *Electronics* (1935) Nov., 447.

Bij gebruik van deze tabel moet men, om R_1 te verkrijgen, de gewenste impedantie Z_0 vermenigvuldigen met de factor in de verticale kolom „1” en in de horizontale rij naast de gewenste verzwakking in dB. Op overeenkomstige wijze vermenigvuldigt men Z_0 met de factor in de kolom „2” om R_2 te verkrijgen, met de factoren in kolom „3” om R_3 en met de factoren in kolom „4” om R_4 te vinden.

TABEL H

Gegevens voor het berekenen van verzwakkers

Verzwakking in dB	Vermenigvuldigingsfactor $\times Z_0$			
	„1”	„2”	„3”	„4”
0,25	0,01470	68,03	0,02955	33,85
0,5	0,02874	34,79	0,05761	17,361
1,0	0,0575	17,39	0,1153	8,669
2,0	0,1146	8,726	0,2323	4,305
3,0	0,1710	5,848	0,3524	2,838
4,0	0,2260	4,425	0,4776	2,094
5,0	0,2802	0,6080	0,6080	1,645
6,0	0,3325	3,007	0,7469	1,339
7,0	0,3824	2,614	0,8961	1,116
8,0	0,4305	2,323	1,0575	0,9452
9,0	0,4760	2,101	1,2316	0,8117
10,0	0,5194	1,925	1,4229	0,7028
15,0	0,6980	1,432	2,720	0,3675
20,0	0,8183	1,222	4,95	0,2020
25,0	0,8940	1,119	8,876	0,1127
30,0	0,9389	1,065	15,8	0,06332
35,0	0,9651	1,036	28,131	0,03555
40,0	0,9804	1,020	50,00	0,0200

„1” = $\text{tg hyp } \frac{NI}{2}$

„2” = $\text{cotg hyp } \frac{NI}{2}$

„3” = $\text{sin hyp } \frac{NI}{2}$

„4” = „1” : „3” = $\frac{1}{\text{sin hyp } NI}$

N = verzwakking in dB

$I = 0,11513 = \frac{1}{8,69} = \frac{\text{dB}}{\text{neper}}$

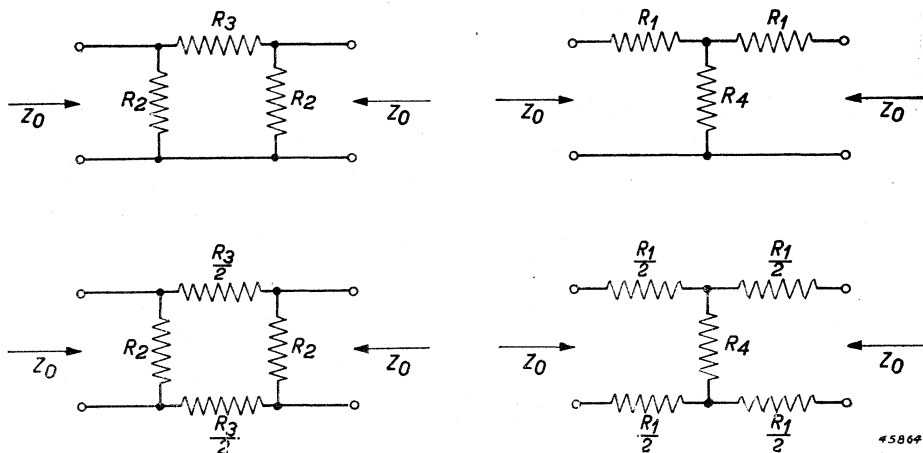


Fig. 219

Principeschema's van verschillende potentiometers, te gebruiken bij de tabel.

Potentiometer met ladder-netwerk (fig. 220 a en b).

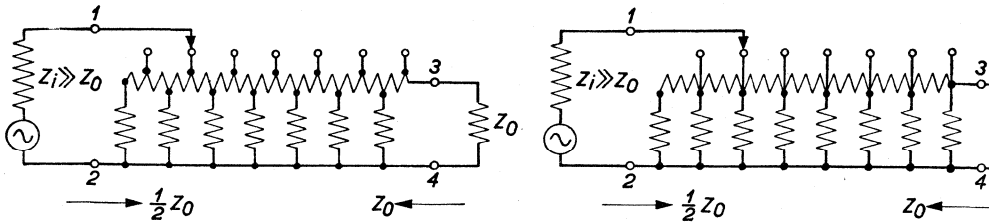


Fig. 220

Potentiometer met laddernetwerk. a) met T -secties; b) met π -secties.

Fig. 220 a toont een ladder-netwerk met T -secties, fig. 220 b een ladder-netwerk met π -secties. In de veronderstelling dat de inwendige weerstand Z_i groot is ten opzichte van Z_0 , zijn ook bij deze potentiometers de ingangsimpedantie en de uitgangsimpedantie constant. Iedere sectie wordt afgesloten door de voorgaande, waarvan de impedantie Z_0 bedraagt, zodat dus elke sectie met de juiste weerstand is afgesloten. In alle secties hebben de weerstanden de waarden die volgen uit de tabel

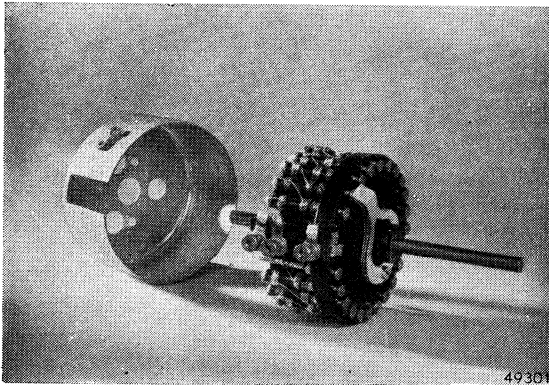


Fig. 221

Stappenpotentiometer type 653 van General Radio Co.

H. De totale verzwakking bedraagt de som van het aantal achter elkaar geschakelde secties, maal de verzwakking per sectie. Het belangrijke voordeel van deze schakeling is dat met één looper wordt volstaan, zodat het kraken tot een minimum kan worden beperkt.

De veel gebruikte potentiometer van de General Radio Co, nl. het type 653, bestaat uit een dergelijk ladder-netwerk.

De schakeling van deze potentiometer is in fig. 222 weergegeven.

De verzwakkingsreeks loopt van 0 tot oneindig. De verzwakking verloopt lineair met de draaiingshoek en is instelbaar van 0 tot 45 dB met stappen van 0,75 dB (de verzwakking tussen de contacten bedraagt 1,5 dB, maar de schakelaar overbrugt twee contacten bij het overgaan van het ene contact op het andere). Boven 45 dB neemt de verzwakking snel tot „oneindig” toe (boven 120 dB is de potentiometer als een normale draadpotentiometer uitgevoerd).

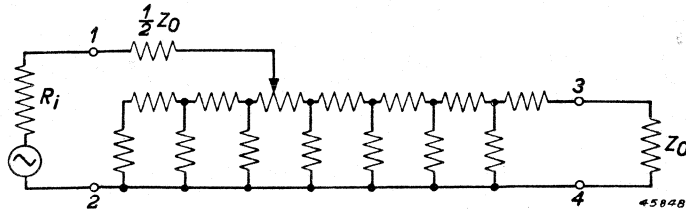


Fig. 222
Schakeling van potentiometer van General Radio Co.

De ingangs- en uitgangsimpedantie zijn voor het grootste gedeelte van de regelingsmogelijkheid praktisch constant; alleen bij de max. en min. standen treden afwijkingen op. In fig. 223 is het verloop van de verzwakking en van de ingangs- en uitgangsimpedanties als functie van de schaalaflezing, in dB weergegeven.

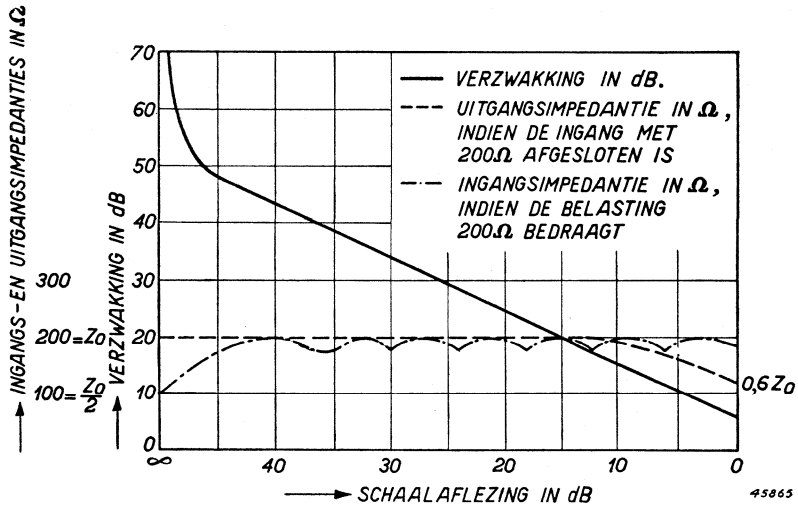


Fig. 223
Karakteristieken van potentiometer van General Radio Co.

§ 7. Schakelaars in L.F. kringen

In L.F. kringen heeft men soms behoefte aan schakelaars met verscheiden standen en enige schakelementen, bijv. voor het omschakelen van ingangskringen en van filters. Deze schakelaars mogen bij het schakelen geen hinderlijke storingsspanningen veroorzaken en moeten als regel geringe afmetingen hebben.

Een voor dit doel bijzonder geschikte schakelaar is de universele schakelaar van Philips die in de figuren 224 en 225 is weergegeven. Deze schakelaar is, wat levensduur en *storingsvrijheid* betreft, in de meeste gevallen

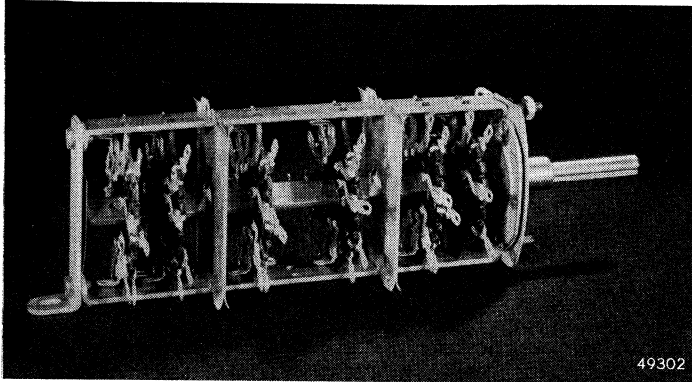


Fig. 224

Universele schakelaar van Philips. Men lette op de klembeugel voor het bevestigen van afschermplaten tussen de verschillende secties.

goed bruikbaar; worden de eisen in dit opzicht hoger gesteld, dan is men genoodzaakt zijn toevlucht te nemen tot duurere constructies, waarbij de schakelcontacten op overeenkomstige wijze als bij de stappenpotentiometers zijn uitgevoerd.

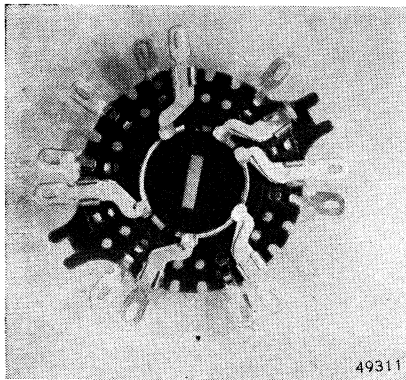


Fig. 225

Schakelement voor universele schakelaar.

§ 8. Condensatoren. Algemeen overzicht

In de laatste tijd hebben de condensatoren een zeer belangrijke plaats in de electrotechniek, zowel voor sterkstroom-, L.F. als H.F. toepassingen, veroverd. De ontwikkeling van die onderdelen vindt nog steeds voortgang; reeds heeft deze tot het ontstaan van een groot aantal verschillende typen en uitvoeringsvormen geleid.

De tabel I op de volgende blz. geeft enkele elektrische eigenschappen van enige vaste condensatoren die in de L.F. versterkingstechniek worden gebruikt.

In de L.F. versterkingstechniek zullen de electrolytische condensatoren, de papiercondensatoren wel meer en meer verdringen. Echter zijn de electrolytische condensatoren alleen geschikt voor aansluiting op gelijkspanningen, waarop eventueel een rimpelspanning is gesuperponeerd. De papiercondensatoren worden voorts gebruikt voor hoge spanningen,

TABEL I.

Electrische eigenschappen van diverse condensatoren

	toepassing zie opm.	capaciteitsbereik							temp. coëff. v. d.					verlieshoek			
		10^0	10^2	10^4	10^6	10^8	10^{10}	μF	-10^{-4}	-10^{-6}	$+10^{-6}$	$+10^{-4}$	$+10^{-2}$	10^{-6}	10^{-4}	10^{-2}	10^0
PAPIER COND. vast diëlec. (paraffine) half vloeibaar (vaseline) vloeibaar diëlec. (olie)	St.	██████████							██████████					██████████			
	L.F.	██████████							██████████					██████████			
KUNSTFOLIE COND. Styroflex	St.	██████████							██████████					██████████			
	L.F. H.F.	██████████							██████████					██████████			
MICA COND. losse electrodes opgedampte electrodes	H.F.	██████████							██████████					██████████			
	L.F.	██████████							██████████					██████████			
KERAM. EN GLAS COND. steatiet titaanoxyd massa's magnesium titaanaat	St. (hoogsp.)	██████████							██████████					██████████			
	H.F. L.F.	██████████							██████████					██████████			
ELECTROLYT. COND. droge) ongebeitst elco's) gebeitst	St. (afvlakking)	██████████							██████████					██████████			
	L.F.	██████████							██████████					██████████			
NATTE ELCO'S		██████████							██████████					██████████			

49333

Opmerking:St. = sterkstroom bijv. voor afvlakking in voedingstoestellen; cos φ -condensatoren.

L.F. = in L.F. kringen bijv. als koppelcondensatoren.

H.F. = in H.F. kringen

De belangrijkste toepassing is onderstreept.

of in gevallen waarin de lekstroom van electrolytische condensatoren een bezwaar zou zijn, soms ook, omdat onder bepaalde omstandigheden de papiercondensator kleinere afmetingen heeft dan de verkrijgbare electrolytische condensator.

Ten slotte moet worden opgemerkt dat electrolytische condensatoren practisch niet voor capaciteiten beneden ca. $1 \mu F$ worden gemaakt. Keramische condensatoren en micacondensatoren worden in de L.F. versterkingstechniek slechts sporadisch gebruikt.

Naast de vaste condensatoren, nemen ook de veranderlijke condensatoren een belangrijke plaats in. Daartoe behoren in de eerste plaats de draaicondensatoren en de z.g. trimmers, die bij miljoenen exemplaren in de radiotechniek (ontvangers, enz.) worden gebruikt.

Ook de zender- en meettechniek past veel veranderlijke condensatoren toe; in de L.F. versterkingstechniek komen ze slechts weinig voor; in filters maakt men wel van kleine veranderlijke condensatoren gebruik.

§ 9. Papiercondensatoren

Fabricage

Papiercondensatoren worden samengesteld uit elementen die op wikkelmachines worden vervaardigd uit aluminiumband, met dun papier, meestal uit meer dan één laag bestaande, als diëlectricum. Voor moderne



Fig. 226
Serie wikkelmachines voor papiercondensatoren.

papiercondensatoren gebruikt men gemetalliseerd papier. Voor lage spanningen worden de afmetingen daardoor geringer. Door meer dan één laag te gebruiken worden de inhomogeniteiten in het papier gecompenseerd. Condensatorpapier wordt tegenwoordig tot een minimale dikte van slechts 7 micron vervaardigd. Behalve de gelijkmatigheid, is ook de grootte van de diëlectrische verliezen in het papier belangrijk. Deze verliezen moeten zo laag mogelijk zijn en mogen bij stijgende temperatuur (tot ca. 60° C) niet noemenswaard toenemen.

Bij het wikkelen worden electroden, bijv. van roodkoperfoelie, tussengeschoven, waardoor wordt verkregen dat de zelfinductie van de condensator klein is.

Na het wikkelen worden de elementen zo nodig parallel of in serie geschakeld en in de daarvoor bestemde bakken of dozen aangebracht. Daarna worden de elementen in vacuüm gedroogd en vervolgens ge-

impregneerd. Men onderscheidt vaste, halfvaste en vloeibare impregneermiddelen. Vloeibare impregneermiddelen, zoals transformatorolie, hebben het voordeel van goed door te dringen in alle poriën van het papier, hetgeen van het grootste belang is; voor hoge spanningen waarbij hoge eisen aan het diëlectricum worden gesteld, worden dan ook halfvaste (vaseline) of vloeibare massa's gebruikt.

Electrische eigenschappen en beproeving

Zonder de betrouwbaarheid en de levensduur in gevaar te brengen, kan men in het diëlectricum een wisselspanning tot max. 20 kV_{eff} per mm toelaten, indien het geïmpregneerde diëlectricum onder een druk van 8 atmosfeer is gebracht. Wordt geen drukverhoging aangevend, dan gaat men tot ca. 10 kV_{eff} per mm.

De doorslagspanning voor gelijkspanning ligt veel hoger, nl. bij 240 kV/mm; beproeft men met wisselstroom, dan vindt men bij een beproevingsduur van 1 min, een doorslagspanning van ongeveer 110 kV/mm.

Wordt de wisselspanning gedurende een langere tijd aangelegd,

dan neemt de doorslagspanning nog meer af en ligt bij ongeveer 40 kV/mm. Wordt de condensator voor gelijkspanning of voor een gelijkspanning met een geringe rimpel gebruikt, dan kan men de bedrijfs­spanning, in verband met dit grote verschil in doorslagspanningen, belangrijk boven 20 kV/mm opvoeren; men gaat dan wel tot 80 kV/mm, echter alleen indien deze hoge spanning kortstondig wordt aangelegd (stootspanningscondensator).

De verliezen in de condensator worden gewoonlijk aangegeven door de tangens van de verlieshoek δ . Bij moderne condensatoren zijn de verliezen gering. Voor tangens δ wordt de waarde van 0,003 bij 500 Hz (Philips) opgegeven.

In fig. 227 is weergegeven hoe de verliezen stijgen met het toenemen van de beproevings­spanning. Men ziet dat $\text{tg } \delta$ aanvankelijk weinig verandert.

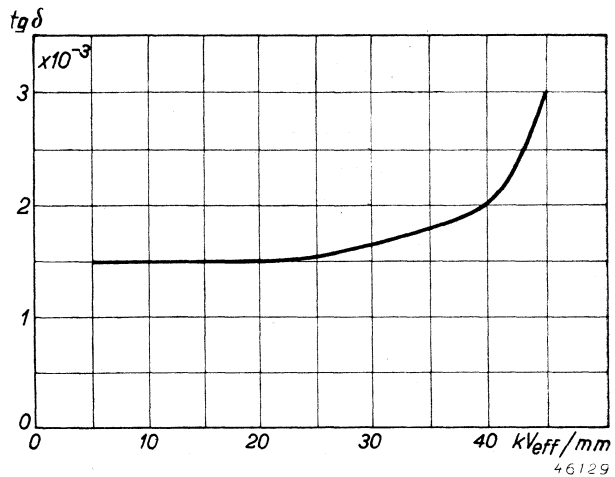


Fig. 227

Verlieshoek papiercondensator als functie van de beproevings­spanning.

46129

Bij toenemende beproevingsspanning boven deze waarde begint $\text{tg } \delta$ geleidelijk in sterkere mate te stijgen, hetgeen een gevolg is van ionisatie in het diëlectricum. Ten slotte stijgt $\text{tg } \delta$ snel, waarmede de spoedig te verwachten doorslag wordt aangekondigd.

Een andere belangrijke eigenschap van condensatoren is de isolatieweerstand. Deze is bij condensatoren van goede kwaliteit zeer hoog. Philips geeft voor de oliecondensatoren een isolatieweerstand op van 200 tot 5000 megohm per μF , afhankelijk van het toegepaste diëlectricum.

Wat de uitvoering betreft, onderscheidt men de dooscondensatoren met porseleinen, glazen of „Philite” doorvoeringen en de rolblokcondensatoren. Vooral de laatste worden in ontvangers en versterkers, vnl. voor koppeling en ont koppeling, zeer veel gebruikt.

Philips levert rolblokcondensatoren met in een smeltmassa geperste wikkel, of met een mantel van metaal of een keramische mantel, de eerste voor spanningen van 125, 400 en 600 V, de mantelcondensatoren bovendien voor hogere spanningen.

De capaciteitswaarden variëren van 640 pF tot 0,5 μF

$\text{tg } \delta$ 0,1 tot 25 000 pF } bij 200 meter
0,25 boven 25 000 pF }

bedrijfstemperatuur -15°C tot $+70^{\circ}\text{C}$

-40°C tot $+100^{\circ}\text{C}$ in keramisch huis

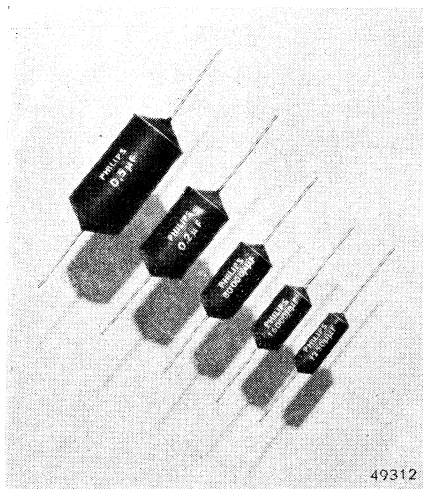


Fig. 228

Serie rolblokcondensatoren van Philips.

Dooscondensatoren worden gebruikt in L.F. kringen in gevallen waar men op grote levensduur is gesteld en de grootere plaatsruimte geen bezwaar is. Ook in voedingsapparaten worden dooscondensatoren voor de afvlakking gebruikt, hoewel zij hier zware concurrentie onder vinden van de electrolytische condensatoren die tegenwoordig ook voor hoge spanningen bij behoorlijke levensduur worden geleverd.

Philips levert dooscondensatoren met vaste of halfvaste impregneermiddelen; deze zijn hermetisch gesloten met glazen doorvoeringen, of met doorvoeringen van keramisch materiaal. Voor versterkers worden

deze condensatoren geleverd in capaciteiten van 25 000 pF tot 0,2 μ F voor een max. bedrijfsspanning van 500 volt.

Capaciteitstolerantie — 10% tot + 20%

Bedrijfstemperatuur van — 40° C tot + 70° C

Beproevingsspanning twee maal de bedrijfsspanning.

Voor grote voedingsapparaten worden menigmaal hogere bedrijfsspanningen aangewend; daarvoor levert Philips een reeks dooscondensatoren met keramische en „Philite” doorvoeringen.

De bedrijfsspanningen van deze reeks variëren van 1100 tot 2400V, de capaciteiten van 1 tot 16 μ F.

§ 10. Micacondensatoren, keramische condensatoren

Zoals reeds op blz. 263 werd opgemerkt, worden deze condensatoren in versterkers slechts zelden gebruikt, wel voor neutrodyne-schakelingen en in filters.

Micacondensatoren onderscheiden zich door een geringe tg δ , *zeer constante capaciteit* die onafhankelijk is van de frequentie, en goede bestandigheid tegen vocht, warmte en koude.

Zij worden meestal in platte uitvoering geleverd. Deze platte condensatoren zijn als volgt samengesteld: Op de zeer dunne micaplaatjes die als diëlectricum dienen, wordt een zilverlaag aangebracht; de plaatjes worden open gestapeld en de zilverlagen goed geleidend met de naar buiten leidende elektroden

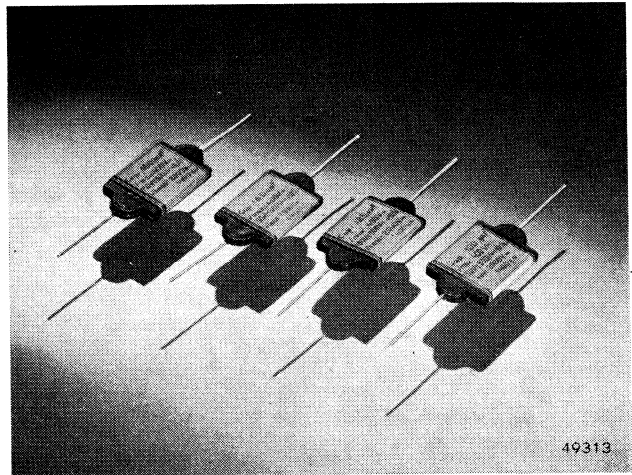


Fig. 229

Serie micacondensatoren van Philips.

verbonden. Na samenpersing wordt het geheel nog door een persmassa of door een was- of laklaag omgeven, ter bescherming tegen vocht en mechanische beschadiging.

Philips levert deze condensatoren met capaciteiten die variëren van 6,8 tot 10 000 pF voor een bedrijfsspanning van max. 400 volt.

Betreffende de eigenschappen worden de volgende gegevens verstrekt:

Capaciteitstoleranties variëren van $\pm 10\%$ tot $\pm 1\%$
Beproevingsspanning 1000 V wisselspanning gedurende 1 sec
tg δ $10 \cdot 10^{-4}$ bij 1500 Hz
Isolatie weerstand 3200 M Ω voor capaciteiten < 1000 pF
2000 M Ω voor capaciteiten > 1000 pF
Max. omgevingstemperatuur 70° C.

Keramische condensatoren worden in de laatste tijd in toenemende mate gefabriceerd, met gebruikmaking van verschillende nieuw ontwikkelde keramische materialen als diëlectricum. Het keramische materiaal kan gemakkelijk in verschillende gewenste vormen worden vervaardigd; zeer gebruikelijk zijn de cilindervormige uitvoeringen. Evenals bij de micacondensatoren het geval is, wordt het diëlectricum bedekt met een zilverlaag, die door een laklaag of een omhullende keramische pijp wordt beschermd. Wat constantheid van capaciteit en geringe verliezen aangaat, kunnen de keramische in bepaalde gevallen met de micacondensatoren concurreren.

§ 11. Electrolytische condensatoren

In L.F. versterkers worden electrolytische condensatoren wel het meest van alle typen condensatoren gebruikt, voornamelijk voor afvlakking van rimpelspanningen in voedingsapparaten en voor koppeling en ont-koppeling in L.F. kringen. Vooral bij electrolytische condensatoren is het zaak goed van hun eigenschappen op de hoogte te zijn, daar men door verkeerd gebruik moeilijkheden kan ondervinden.

Verklaring van de werking

In principe bestaat de electrolytische condensator uit een plaat van metaal, in de practijk als regel zuiver aluminium in een of andere vorm, bedekt met een zeer dun huidje aluminiumoxyde, welke plaat zich bevindt in een electrolyt, als regel bestaande uit boorzuur en een toegevoegd boraat, bijv. ammoniumboraat; het geheel is in een omhulsel opgesloten, dat in de regel eveneens uit aluminium bestaat.

Indien deze samenstelling als condensator wordt gebruikt, vormt het huidje van aluminiumoxyde het diëlectricum, terwijl de als anode geschakelde aluminiumplaat het ene en de electrolytvloeistof die met het metalen als kathode geschakelde omhulsel in geleidende verbinding staat, het andere condensatorbekleedsel vormt. Dank zij de hoge diëlectriciteitsconstante van het aluminiumoxyde en het microscopisch-dunne oxyde-huidje, heeft de electrolytische condensator een zeer hoge capaciteit per volume-eenheid (zie tabel K).

De grootte van de capaciteit per oppervlakte-eenheid bedraagt $C = \frac{\epsilon}{4 \pi d}$ cm, waarin $\epsilon =$ diëlectriciteitsconstante en $d =$ laagdikte in cm. Nu is $\epsilon \simeq 8$, terwijl d voor 100 V $= \frac{1}{4} \mu$ en voor 500 V $= \frac{5}{4} \mu$, zodat:

$$C_{100 \text{ V}} = \frac{8}{4\pi 10^{-4} \times 1/7} \mu\text{F/cm}^2 = 0,045 \mu\text{F/cm}^2$$

$$C_{500 \text{ V}} = \frac{8}{4\pi 10^{-4} \times 5/7} \mu\text{F/cm}^2 = 0,009 \mu\text{F/cm}^2$$

Hieruit volgt, dat een electrolytische condensator van 10 μF bij 100 volt bedrijfsspanning een Al-oppervlak van ca. 200 cm^2 en een condensator van 10 μF bij 500 V bedrijfsspanning, een Al-oppervlak van ca. 1000 cm^2 nodig heeft.

De gegeven verklaring van de werking van de electrolytische condensator noemt men de „oxydehuid”-theorie. Er worden nog verschillende andere theorieën gevolgd, o.a. de zogenaamde „gastheorie” (zie E. und M. 1936 blz. 287), die van de onderstelling uitgaat dat de gasblaasjes die in de oxydehuid zijn opgesloten en onder zeer hoge druk staan, het diëlectricum vormen. De oxydehuid wordt op het aluminium aangebracht door het z.g. *formeren*. Men brengt daarbij de aluminiumplaat in een electrolyt en legt een zodanige gelijkspanning aan, dat de plaat de anode vormt. Er vloeit nu een stroom, waarbij aan de anode zuurstof wordt ontwikkeld die het aluminium oxydeert. De oxydehuid vormt een zeer hoge weerstand, zodat, bij constant gehouden gelijkspanning, de gelijkstroom tot een geringe waarde afneemt. De stroom daalt daarbij tot een bepaald minimum, nl. totdat de elektrische veldsterkte in de oxydehuid tot ca. $0,7 \cdot 10^6$ V/cm is gestegen (zie litt. § 8–13, nr. 9). Daar praktisch de gehele spanning op de oxydehuid staat (de weerstand van het electrolyt is laag), betekent dit

1e. dat de oxydehuid evenredig met de aangelegde spanning toeneemt,

$$\text{immers } d = \frac{\text{spanning}}{\text{veldsterkte}} = \frac{V}{F} \text{ en } F = \text{constant.}$$

2e. dat de stroom, onafhankelijk van de aangelegde spanning, daalt tot een bepaald minimum dat men de *lekstroom* noemt.

$$i = \frac{V}{r} = \frac{V}{\text{constante} \times \text{laagdikte}} = \text{constant.}$$

3e. dat de oxydehuid zeer dun is.

$$F = \frac{V}{d} = 0,7 \cdot 10^6 \text{ V/cm of } d = 1,4 \text{ V} \cdot 10^{-7} \text{ cm}$$

voor $V = 100 \text{ V}$ is derhalve $d = \text{ca. } 0.14 \text{ micron.}$

Hoewel het huidje van aluminiumoxyde zeer dun is, heeft de lekstroom bij moderne electrolytische condensatoren niettemin een lage waarde, die de orde van grootte heeft van 1 mA.

Keert men nu de aangelegde gelijkspanning om, zodat de *Al*-plaat kathode wordt, dan blijkt een veel grotere stroom door de condensator te vloeien. De samenstelling blijkt dus voor verschillende stroomrichtingen een zeer verschillende weerstand te hebben; de gegeven „Oxydehuid”-theorie moet dus worden uitgebreid met het inzicht dat de electrolytische condensator alléén als condensator werkt, indien een gelijkspanning wordt aangelegd met de geoxydeerde *Al*-plaat als anode.

Voor het feit dat de combinatie aluminium-oxydehuid-electrolyt de stroom in beide richtingen in verschillende mate doorlaat, geven van Geel en Claassen in het Philips' Techn. Tijdschrift 2, (1937) 65 een verklaring.

§ 12. Eigenschappen en uitvoeringsvormen van de electrolytische condensator

Er is reeds op gewezen dat de electrolytische condensator alleen als condensator functioneert, indien een gelijkspanning wordt aangelegd met de geoxydeerde *Al*-plaat als anode, maar ook dan heeft deze condensator geen zuivere capaciteit.

De altijd aanwezige lekstroom betekent dat een hoge weerstand aan de

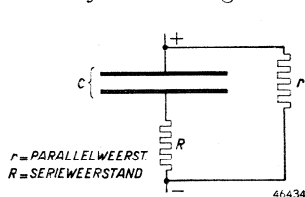


Fig. 230

Vervangingsschema van een electrolytische condensator.

condensator parallel staat, terwijl de verliezen die bij de doorgang van wisselstroom in de oxydehuid (keerlaag) en in de electrolyt-vloeistof optreden, kunnen worden voorgesteld door een weerstand die in serie is geschakeld met de capaciteit van de condensator. Voor de electrolytische condensator kan men dus het vervangingsschema van fig. 230 aangeven, waarin r = de parallelweerstand en R = de serieweerstand.

De impedantie van de condensator bij een bepaalde frequentie is

$\sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}$, terwijl de verlieshoek wordt bepaald door $\text{tg } \delta = R \omega C$.

Over de *doorslagspanning* van electrolytische condensatoren valt het volgende op te merken:

Verhoogt men de spanning tussen *Al*-anode en electrolyt, dan treden bij een bepaalde waarde vonkjes op tussen electrolyt en *Al*-anode; de lekstroom neemt daarbij sterk toe.

Het „vonken” is een analoog verschijnsel zoals de doorslag bij andere condensatoren, met dit belangrijke verschil, dat bij een electrolytische

condensator deze doorslag geen funeste gevolgen heeft, doordat de optredende vernieling van het diëlectricum ogenblikkelijk wordt hersteld door de gelijktijdig optredende zuurstofontwikkeling van de lekstroom. De „vonkspanning” V hangt af van de soortelijke weerstand (ρ) van het electrolyt. Bij gegeven laagdikte is

$$V = a \log \rho + b,$$

waarin a en b constanten zijn.

Voor het gebruik van de electrolytische condensator moet men weten in welke mate de capaciteit, de lekstroom en de serieweerstand van verschillende factoren, bijv. van de frequentie en van de temperatuur, afhangen. Alvorens nader hierop in te gaan, is het nodig eerst iets mede te delen over de verschillende uitvoeringsvormen van de condensator.

Men onderscheidt het natte en het droge type. Een uitvoeringsvorm van de natte electrolytische condensator is in fig. 231 weergegeven.

Men tracht aan de anode een zo groot mogelijk oppervlak te geven en de afstand tussen anode en kathode zo gering mogelijk te maken; hierdoor bereikt men in een klein volume een hoge capaciteit met een lage serieweerstand.

Behalve de in fig. 231 weergegeven stervormige anode, kent men o.a. de spiraalvormig gewonden anode en de in de vorm van een harmonica gewonden anode.

Voor de vergroting van het oppervlak van de anode wordt dit ruw gemaakt; hiervoor is de chemische de beste methode. Door dit z.g. beitsen van de anode verkrijgt men een capaciteit die enige malen zo groot is als de capaciteit bij een glad oppervlak. Daar het anode-opper-

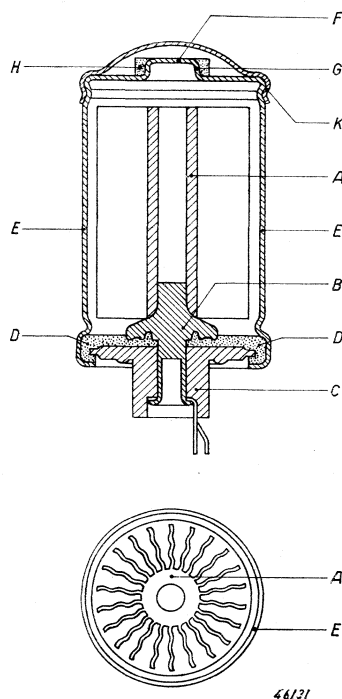


Fig. 231

Natte electrolytische condensator.

A = stervormige anode van aluminium, door stift B verbonden met „Philite” dop C .

D = rubberplaat voor afdichting.

E = busvormige kathode van aluminium, tot boven de rand van de anode gevuld met het electrolyt.

F = ventiel, gevormd door uitstulping met openingen G , afgesloten door rubberring H . Bij overdruk ontwijkt gas door de openingen G langs rubber H .

K = kap van aluminium, waarbinnen absorberende stof voor het opnemen van eventueel door het ventiel getreden electrolyt.

vlak vergrootwordt, wordt de stroomdichtheid in het electrolyt en aan de kathode verhoogd; met het oog op een te grote verwarming van de condensator en een te sterk formeren van de kathode, moet men aan het vergroten van het anodeoppervlak een grens stellen. Practisch gaat men wel tot tienmaal het oppervlak van de gladde anode.

Bij het formeren moet op grote reinheid van het anode-oppervlak en van de formeervloeistof worden gelet; men legt eerst een lage spanning aan en verhoogt deze langzaam met constanthouden van de stroom; daarna laat men bij constante waarde van de spanning de stroom afnemen, totdat deze een constante waarde (lekstroom) heeft verkregen.

Na het monteren en vullen met het electrolyt, wordt de condensator verouderd, d.w.z. gedurende enige tijd met een spanning die wat hoger is dan de normale bedrijfsspanning, in werking gesteld.

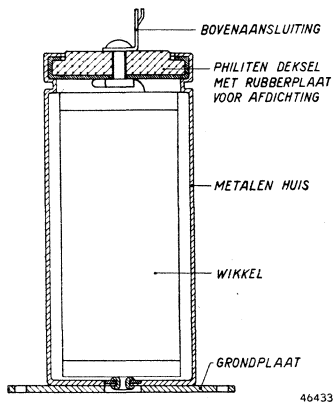


Fig. 232

Droge electrolytische condensator.

of gestapelde condensatoren te formeren, zodat men hierbij moet uitgaan van anoden die reeds te voren zijn geformeerd. Droge electrolytische condensatoren kunnen evenals de natte, met al of niet gebeitste anode worden vervaardigd.

De condensatoren met een mantel van isolatiemateriaal worden vloeistofdicht afgesloten door de gehele mantel met een smeltmassa te omgeven, of door de mantel met een deksel van metaal of isolatiemateriaal af te sluiten.

De constructie van een droge electrolytische condensator blijkt uit fig. 232.

Bij de droge condensatoren kan men de afstand tussen anode en kathode belangrijk kleiner maken dan bij de natte, vandaar dat de capaciteit per volume-eenheid bij het droge type 2 tot 3 maal groter kan zijn dan bij het natte.

Zoals reeds werd opgemerkt, wordt de serieweerstand bepaald door de

weerstand van het electrolyt en door de verliezen in de sperlaag. Daar bij het natte type de afstand tussen de elektroden veel groter is dan bij het droge type, vormt de weerstand van het electrolyt bij het natte type een belangrijk groter deel van de totale serie weerstand dan bij het droge type.

Aangezien de weerstand van het electrolyt met stijgende temperatuur afneemt (ca. 2 tot 3% per °C) en de verliezen in de keerlaag niet van de temperatuur afhangen, is de serie weerstand bij het natte type sterker afhankelijk van de temperatuur dan bij het droge.

Zowel bij het natte als bij het droge type daalt de totale serie weerstand met de frequentie, tot dat hij een nagenoeg constante waarde aanneemt die met de weerstand in het electrolyt overeenkomt. Over het gehele frequentiegebied ligt de serie weerstand bij het natte type hoger dan bij het droge type, omdat de weerstand van het electrolyt bij het natte type een zoveel hogere waarde heeft.

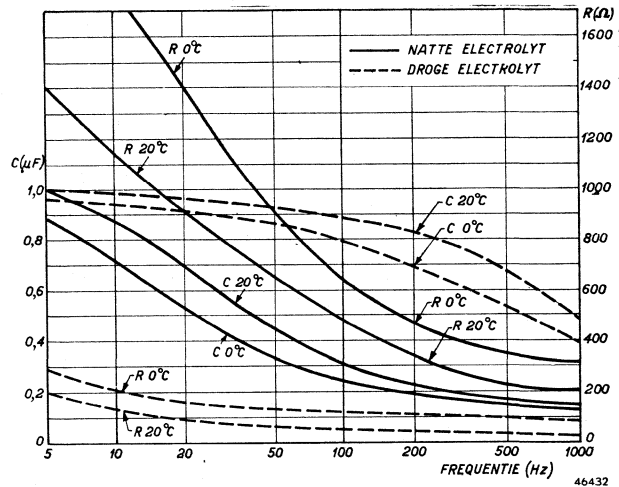


Fig. 233

In fig. 233 vindt men karakteristieken voor de serie weerstand als

functie van de frequentie, waaruit een en ander duidelijk blijkt.

Aangezien de serie weerstand afhankelijk is van temperatuur en frequentie, geldt dit ook voor $\text{tg } \delta$.

Natte electrolyten hebben een $\text{tg } \delta$ van 0,1 tot 0,2 bij 50 Hz.

Droge electrolyten hebben een $\text{tg } \delta$ van 0,05 tot 0,1 bij 50 Hz.

Ook de capaciteit hangt zowel van de frequentie als van de temperatuur af, maar bij het natte type is deze afhankelijkheid sterker dan bij het droge. Ook dit blijkt uit de karakteristieken van fig. 233.

Wat de lekstroom aangaat is in § 11 reeds opgemerkt dat deze afneemt, naarmate de soortelijke weerstand van het electrolyt hoger is. Daar deze weerstand met de temperatuur afneemt, volgt hieruit tevens dat de lekstroom met de temperatuur toeneemt. Hieraan kan nog de opmerking worden toegevoegd dat de lekstroom belangrijk toeneemt,

wanneer de condensator geruime tijd in voorraad is. Deze grotere waarde heeft de lekstroom echter alleen bij het inschakelen; daarna treedt een na-formering op, zodat na korte tijd de lekstroom tot de oorspronkelijke waarde terugkeert. Fig. 234 toont de afhankelijkheid van de lekstroom ten opzichte van de tijd bij enige exemplaren van natte electrolytische condensatoren.

In het bedrijf wordt het electrolyt door de lekstroom verwarmd. Het is

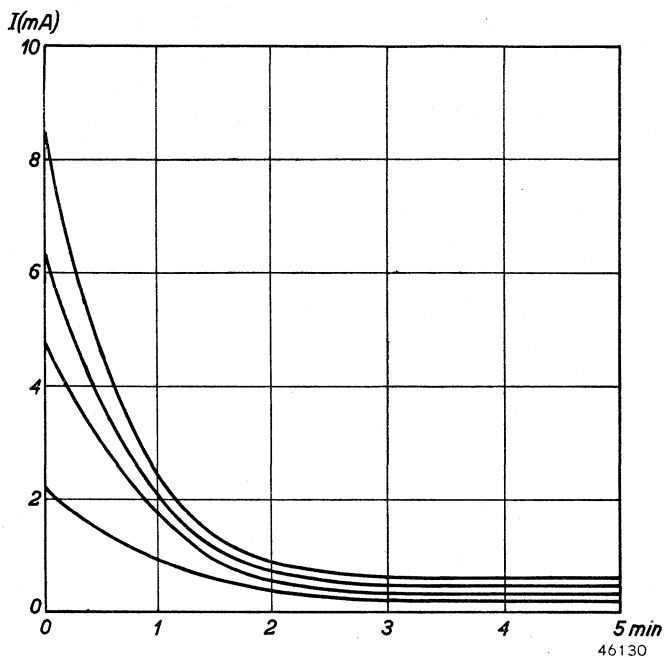


Fig. 234

Lekstroom als functie van de inschakelduur bij enige electrolytische condensatoren, die zes weken hebben gelegen.

duidelijk dat deze verwarming niet te groot mag zijn, aangezien de lekstroom bij toenemende temperatuur stijgt en dientengevolge de verwarming weer toeneemt, hetgeen beschadiging van de condensator tot gevolg kan hebben. Dit verklaart ook, waarom men een electrolytische condensator niet bij te hoge omgevingstemperatuur mag gebruiken; in de regel wordt 60 °C en 70 °C als max. voor de omgevingstemperatuur opgegeven.

Bij electrolytische condensatoren die voor afvlakking worden gebruikt, staat behalve de gelijkspanning, ook een wisselspanning op de elektroden. Door de condensator gaat dan ook een wisselstroom die wordt bepaald door de grootte van de totale impedantie $Z = \sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2}$. Deze wisselstroom heeft twee effecten, hij verwarmt de condensator

en bovendien wordt de kathode gedurende de halve periode dat zij positief is, geformeerd. Het gevolg is dat de wisselstroom op de kathode een condensator vormt; weliswaar is de capaciteit daarvan zeer groot, maar aangezien deze capaciteit in serie staat met de capaciteit op de anode, wordt toch de totale capaciteit verkleind. Uit proeven is gebleken dat bij een wisselstroomdichtheid van 0,5 mA per cm² (50—100 Hz), de capaciteit van de kathode zo groot is dat geen merkbare capaciteitsteruggang na enige duizenden uren gebruik optreedt. Door een speciale behandeling van het kathode-oppervlak kan men het formeren daarvan tegengaan. Men kan bijv. het oppervlak bedekken met een laag (grafiet, chroom), die de formering verhindert; hiermee wordt bereikt dat de toelaatbare wisselstroom tot max. 5 mA per cm² stijgt. Merkwaardig is dat het formeren van de kathode bij hogere frequenties (500 Hz en hoger) niet meer optreedt.

Evenals door de lekstroom, treedt ook door de wisselstroom een temperatuursverhoging van de condensator op, waardoor een grens aan de toelaatbare rimpelstroom wordt gesteld. De toelaatbare waarde is afhankelijk van de frequentie en wordt opgegeven in mA_{eff}. Het is nog gebruikelijk de toelaatbare rimpelspanning op te geven; daar echter de grootte van de stroom in eerste instantie de verwarming van de condensator en de oxydatie van de kathode bewerkt is het principieel juist de maximale waarde van de rimpelstroom te vermelden. Gegevens over de verwarming van electrolytische condensatoren vindt men o.a. in Herrmann: „Neuere Elektrolytkondensatoren und ihre Eigenschaften” Siemens Z. 21, 120 (1941) en over de toelaatbare rimpel bij een en tweefazige gelijkrichting in Philips’ „Miniwatt” Monatsheft Juni 1937 nr 49 blz. 61 „Eine Bemerkung über die zulässige Welligkeitsspannung an „Mikrolyt“-Kondensatoren”.

§ 13. Practische gegevens van electrolytische condensatoren

De vroeger veelvuldig gebruikte natte electrolytische condensator zal in de toekomst wel geheel door het droge type worden verdrongen.

De voordelen van de laatste constructie zijn de volgende:

Grotere capaciteit per volume-eenheid, grotere toelaatbare wisselspanning tengevolge van het veel grotere kathode-oppervlak, montage in iedere stand is mogelijk, aangezien het ventiel ontbreekt. Ook zijn de elektrische eigenschappen van het natte type in verschillende opzichten slechter dan van het droge, de capaciteit is sterker afhankelijk van de frequentie, de verlieshoek wordt bij het natte type bij hoge frequentie eerder slecht dan bij het droge type en ten slotte daalt bij natte condensatoren de capaciteit bij lage temperaturen sneller en stijgt de serie-weerstand sneller dan bij droge.

Een zeer groot voordeel van de electrolytische condensatoren is dat men ze ook beneden 100 volt kan vervaardigen, aangezien men elke gewenste oxydehuiddikte kan maken. Alle andere condensatoren kan men practisch alleen voor spanningen boven 100 volt economisch vervaardigen. De enorme ruimtebesparing die vergeleken met papiercondensatoren wordt bereikt, blijkt uit fig. 235.

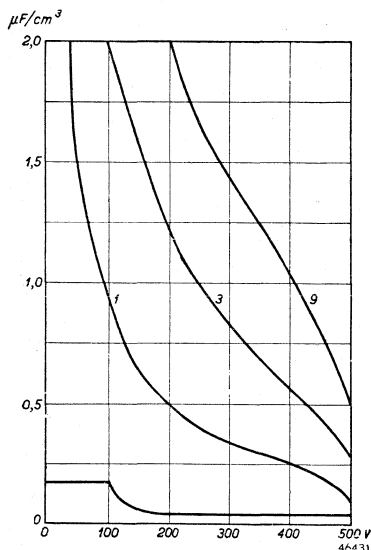


Fig. 235

Capaciteit per cm^3 als functie van de bedrijfsspanning voor droge electrolytische condensatoren met beitsfactor 1, 3 en 9 en voor papiercondensatoren.

In de natte uitvoering fabriceerde Philips o.a. een reeks enkelvoudige condensatoren, de z.g. „Mikrolyt” condensatoren, met capaciteitswaarden variërend van 8 tot $32 \mu\text{F}$ voor gelijkspanningen van 320 tot 550 V. Droge electrolytische condensatoren levert Philips in een uitvoering voor lage spanningen (beneden 100 V) en voor hoge spanningen (van 100 V tot 500 V).

In de tabel K op blz. 277 vindt men een aantal gegevens over deze condensatoren verzameld.

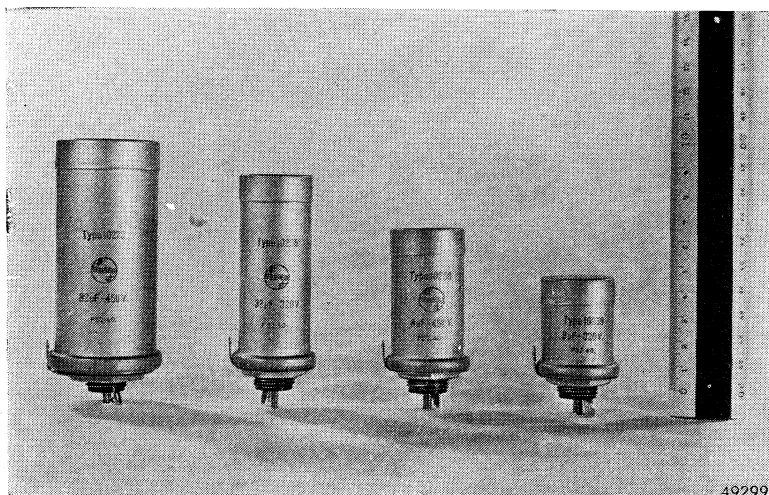


Fig. 236

Serie „Mikrolyt” condensatoren van Philips.

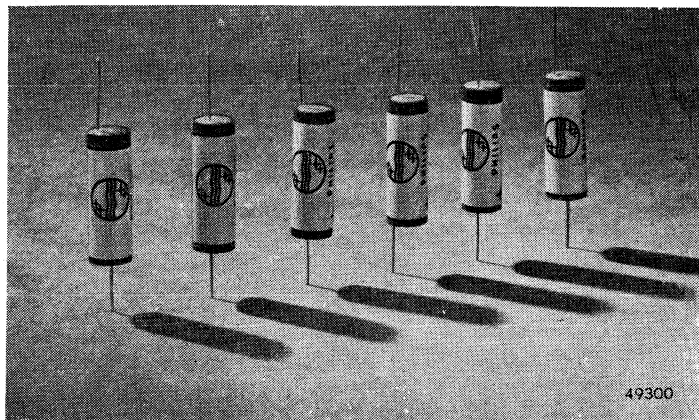


Fig. 237
Droge electrolytische condensatoren van Philips.

TABEL K *Gegevens van electrolytische condensatoren*

Type	nom. ¹⁾ cap. μF	bedr. ²⁾ spann. V	piek ³⁾ spann. V	max. serie- weerst.	max. ⁴⁾ lek- stroom μA	max. rimpel stroom mA	$\mu F/cm^3$ ⁵⁾
natte	8	320	270	50	800	40	0,25
	16	450	500	50	1600	110	0,25
droge	12,5	100	120	10	250	100	0,7
in hardpap. huis . .	100	12,5	15	4	150	110	6
droge	125	50	60	2	325	500	1,5
in al. huis	1600	12,5	15	0,5	500	1600	8
droge spanningen .	5	160	180	125	152	10	1,35
boven 100 V	5	500	560	125	316	35	0,45

- 1) De capaciteitsafwijking bedraagt -10% tot $+30\%$.
- 2) De minimum bedrijfsspanning is voor alle electrolytische condensatoren 0,1 volt.
- 3) De som van de gekozen gelijkspanning en de topwaarde van de wisselspanning mag de piekspanning niet overschrijden. In het normale bedrijf mag de max. piekspanning slechts gedurende 1 min. per uur worden bereikt, in het storingsgeval (zie I EC draft-specification 12-142) ten hoogste gedurende 10 minuten, waarbij de lekstroom nooit meer dan 30 mA mag bedragen.
- 4) Voor de verhouding tussen de max. rimpelspanning en de gelijkstroom geldt de vuistregel, dat bij een net van 50 Hz en eenfasige gelijkrichting:

$$V_R = \frac{4,5 \times i}{C} V_{eff}$$
 en bij tweefasige gelijkrichting $V_R = \frac{2,1 \times i}{C} V_{eff}$, waar-
 bij i in mA en C in μF wordt geschreven.
- 5) Voor berekening van de inhoud in cm^3 is de grootste middellijn en de hoogte boven de montageplaat gebruikt.

Max. bedrijfstemperatuur:

- 50° voor de uitvoering met hardpapier huis.
- 60° voor de uitvoering met aluminium huis.

§ 14. Nettransformatoren

Nettransformatoren, die dienen voor het leveren van de wisselspanningen aan de anodes en gloeidraden van gelijkrichtbuizen en aan de gloeidraden van versterkbuizen, moeten aan enige bijzondere eisen voldoen.

Met het oog op de storingsvrijheid die inductief of capaciteef op andere delen van de L.F.versterker kunnen worden overgedragen, verdient het aanbeveling de inductie van het ijzer niet te hoog op te voeren. Bij het stellen van hoge eisen aan storingsvrijheid, beperkt men zich tot een B_{max} van 8000 Gauss. In het geval van eenzijdige gelijkrichting mag men de inductie van de transformator nooit hoger opvoeren dan tot $B_{max} = 8000$ Gauss, in verband met de optredende gelijkstroommagnetisatie van het ijzer. Om de spreiding te beperken kan men beter een mantel- dan een kerntransformator gebruiken en voor het afschermen van de nettransformator omgeeft men deze soms geheel met een metalen schermwand (zie voor deze maatregelen hfdst. IX, § 8 blz. 338).

Een andere bijzonderheid is, dat men voor het voeden van B -versterkers de gelijkstroomweerstand van de wikkelingen lager kiest dan met het oog op de verwarming van de wikkelingen toelaatbaar zou zijn. Men doet dit om de spanningsdaling bij belasting zoveel mogelijk te beperken (zie hfdst. IV § 4 blz. 175).

Voor versterkers die in grote series worden gefabriceerd, voert men ten slotte de primaire wikkeling zó uit, dat zij op verschillende netspanningen kan worden aangesloten. Deze z.g. universele uitvoering van de nettransformator, die ook algemeen voor ontvangtoestellen wordt gebruikt, heeft niet alleen het voordeel van een gemakkelijke bevoorrading en „service”, maar heeft ook voor de gebruiker het gemak dat men bij verhuizing naar een streek met een andere netspanning, zijn toestel door eenvoudige omschakeling van de nettransformator weer kan gebruiken.

De primaire wikkeling van een universele voedingstransformator kan op twee verschillende wijzen zijn uitgevoerd. De eenvoudigste is de „serieschakeling”.

Hierbij heeft de transformator primair een spoel met aftakkingen voor de diverse netspanningen. De andere schakeling is de „serie-parallel-schakeling”. Hiervoor zijn gewoonlijk drie gescheiden spoelen aanwezig, waarvan slechts één van een aftakking is voorzien.

Om de versterker op eenvoudige wijze van buitenaf voor aansluiting op een andere netspanning geschikt te maken, wordt een draaibare spanningskiezer gebruikt. Door het uittrekken, draaien en weer indrukken van de kiezer wordt de gehele spanningsverandering tot stand gebracht. Fig. 238 heeft betrekking op een uitvoering van de spanningskiezer,

zoals deze door de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken wordt gebruikt. Voor het ontwerp van nettransformatoren moet men het totale vermogen, en de spanningen en stromen van de afzonderlijke wikkelingen kennen. In hfdst. IX § 2 blz. 321 vindt men aangegeven hoe men voor een- en voor tweefazige gelijkrichting het vermogen berekent als het gemiddelde van de primaire en de secundaire voltampères. Met moet het daar gevonden bedrag vermeerderen met het vermogen dat vereist

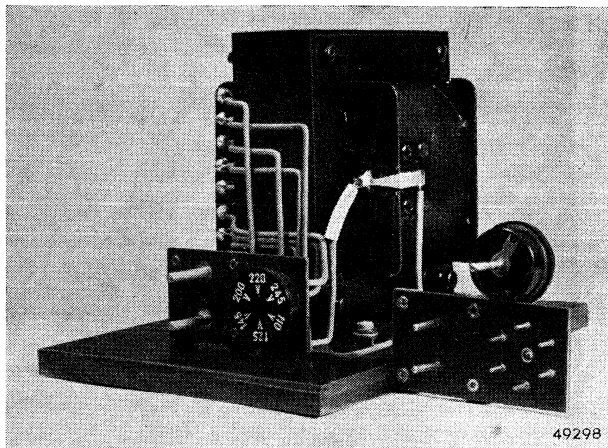


Fig. 238

Foto van een universele transformator met netspanningskiezer.

is voor het voeden van alle gloeidraden en voor eventuele andere doeleinden. Gloeispanningen en -stromen zijn bekend uit de gegevens van de versterk- en gelijkrichtbuizen, terwijl de vereiste open secundaire spanning voor het voeden van de anode van de gelijkrichtbuizen volgt uit de berekening van het voedingstoestel, die in hfdst. IX uitvoerig is beschreven.

Gebruik makend van deze gegevens, kan nu met het ontwerpen van de transformator worden begonnen. Het komt in de praktijk slechts zelden voor dat de versterkerconstructeur de vorm van het transformatorblik zelf bepaalt; als regel maakt men gebruik van bestaande blikvormen, die, hetzij in het eigen bedrijf, hetzij bij transformatorfabrikanten, verkrijgbaar zijn en waaruit men een keuze doet. Het ontwerp blijft dus beperkt tot het vaststellen van de stapelhoogte van het blik, van de keuze van draaddikte en van het aantal windingen van de verschillende wikkelingen.

Voor het ontwerpen kan men de algemeen gebruikelijke methoden van transformatorberekening toepassen die in verscheidene handboeken worden beschreven. Een eenvoudige methode vindt men in Philips' „Miniwatt” Nr 94 (1942), 34.

§ 15. Afvlaksmoorspoelen

Afvlaksmoorspoelen zijn gekenmerkt, doordat de stroom die door de wikkeling vloeit bestaat uit een gelijkstroom, waarop een wisselstroom, afkomstig van de spanningsrimpel van het voedingstoestel is gesuperponeerd. Door de gegevens van het voedingstoestel en door de eisen die aan de afvlakking worden gesteld, zijn de gelijkstroom en de zelfinductie van de smoorspoel bepaald. Bij *A*-versterkers heeft de gelijkstroom een constante waarde, bij *B*- of *AB*-versterkers verandert de gelijkstroom van nul of van een geringe waarde in de rusttoestand tot een maximale waarde bij de maximale excitatie van de eindbuizen. De wisselstroom is als regel gering ten opzichte van de gelijkstroom.

Wij behandelen eerst de afvlaksmoorspoelen met constante gelijkstroom. Deze smoorspoelen moeten aan de volgende eisen voldoen:

Bij de gegeven zelfinductie moet de smoorspoel minimale afmetingen hebben.

De gelijkstroomweerstand mag niet zó hoog worden dat er een ontoelaatbaar grote gelijkspanningsdaling in de smoorspoel optreedt.

De verwarming van de wikkeling mag een zekere grens niet overschrijden.

Voor de ijzerkern van de smoorspoel geldt de bekende betrekking:

$$0,4 \pi I_{=} n = \Sigma Hl,$$

waarin $I_{=}$ = de gelijkstroom in ampères

n = aantal windingen

H = veldsterkte in oersteds

l = lengte van de krachtlijnenweg in cm.

Voor een kern met luchtspleet δ en ijzerlengte l_{ij} is derhalve

$$0,4 \pi I_{=} \cdot n = H_1 \delta + H_{ij} l_{ij}.$$

Nu is de inductie van het ijzer $B_{ij} = \mu H_{ij}$, waarin μ de permeabiliteit van het ijzer is, dus

$$0,4\pi I_{=} n = H_1 \delta + B_{ij} \cdot \frac{l_{ij}}{\mu}.$$

Ten gevolge van de magnetische strooiing is de krachtstroom door het ijzer groter dan die door de luchtspleet. Men kan stellen:

$$H_1 Q_1 = \frac{B_{ij} Q_{ij}}{\gamma},$$

waarin:

γ = strooiingscoëfficiënt (practisch is $\gamma = 1,4$)

Q_{ij} = ijzerdoorsnede

Q_1 = luchtdoorsnede.

Verder is de ijzerdoorsnede wat kleiner dan de luchtdoorsnede, omdat de blikken waaruit de kern is opgebouwd, door papier of oxydelaag van elkaar zijn geïsoleerd. Practisch is voor blik met papierisolatie:

$$Q_{ij} \approx 0,85 Q_1$$

en voor geoxydeerd blik:

$$Q_{ij} \approx 0,95 Q_1.$$

Hieruit volgt voor blik met papierisolatie:

$$0,4\pi I_{-n} = B_{ij} \left(\frac{\delta}{1,4} \cdot 0,85 + \frac{l_{ij}}{\mu} \right) = B_{ij} \left(0,6 \delta + \frac{l_{ij}}{\mu} \right). \quad (\text{VII} - 1)$$

Fig. 239 dient ter verklaring van de invloed die de wisselstroom I_{\sim} , op I_{-} gesuperponeerd, op de inductie uitoefent. In deze figuur geeft de kromme OA het verloop weer van de inductie B als functie van de veldsterkte H voor gelijkstroommagnetisatie. Bij een bepaalde waarde van H , overeenkomend met de gegeven waarde van I_{-} , heeft de inductie de waarde PQ en de permeabiliteit $\mu = \frac{PQ}{OQ}$.

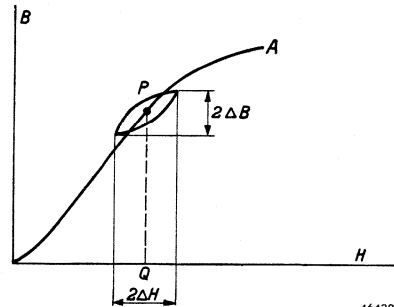


Fig. 239

Verloop van de magnetische inductie bij gelijkstroommagnetisatie, waarop een wisselende magnetisatie is gesuperponeerd.

Wordt op I_{-} een I_{\sim} gesuperponeerd, dan beschrijft de inductie een lus om P zoals in fig. 239 is weergegeven.

Het blijkt dus, dat $\frac{\Delta B}{\Delta H}$ een andere waarde heeft als $\frac{B}{H} = \frac{PQ}{OQ} = \mu$.

Men noemt de verhouding $\frac{\Delta B}{\Delta H} = \mu_{\sim}$ de *wisselpermeabiliteit*.

In verschillende punten van de BH -kromme is de helling van de lus telkens anders, zodat μ_{\sim} veranderlijk is, evenals μ . Zowel het verloop van μ als dat van μ_{\sim} loopt bovendien voor verschillende staalsoorten uiteen. Voor het ontwerpen van de afvlaksmoorspoel moet men dit verloop van de beide μ 's kennen, zoals aanstonds zal blijken.

In de figuren 240 en 241 is het verloop van de permeabiliteit (μ_{\sim}) als functie van B_{max} met en zonder gelijkstroommagnetisatie voor de materialen siliciumstaal en nicaloy weergegeven. Men ziet uit deze krommen dat de permeabiliteit daalt met toenemende gelijkstroommagnetisatie. Voor een bepaalde waarde van B_{max} , die ook weer van de gelijkstroommagnetisatie afhangt, bereikt de permeabiliteit een maximum. Verge-

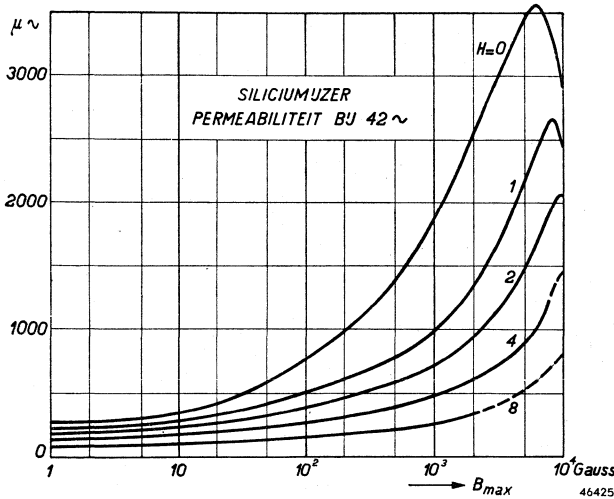


Fig. 240
De permeabiliteit (μ) als functie van B_{max} zonder en met gelijkstroommagnetisatie bij siliciumstaal.

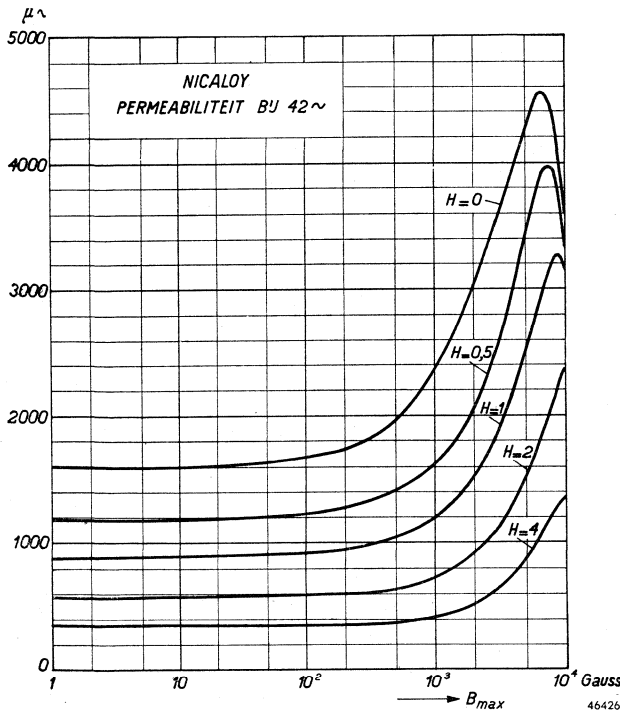


Fig. 241
De permeabiliteit (μ) als functie van B_{max} zonder en met gelijkstroommagnetisatie bij nicaloy.

lijkt men de figuren met elkaar, dan ziet men belangrijke verschillen. De permeabiliteit μ , vooral de permeabiliteit bij $H = 0$, de zogenaamde beginpermeabiliteit μ_0 , is bij nicaloy belangrijk groter dan bij siliciumijzer; ook verandert de permeabiliteit als functie van B_{max} bij siliciumijzer in sterkere mate dan bij nicaloy. De verandering van de permeabiliteit met de gelijkstroommagnetisatie daarentegen is bij nicaloy groter dan bij siliciumijzer. Over het algemeen kan men vaststellen dat bij materialen met een hoge permeabiliteit, de afhankelijkheid daarvan ten opzichte van de gelijkstroommagnetisatie groter is dan bij materialen met een lage permeabiliteit. Voor afvlaksmoorspoelen gebruikt men als regel siliciumstaal.

Voor de zelfinductie van de smoorspoel geldt de betrekking:

$$L = \frac{d\Phi}{di} = \frac{n B_{eff} Q_{ij} 10^{-8}}{I_{eff}} \text{ Henry.}$$

Stelt men $\gamma = 1$ en bovendien $Q_1 = Q_{ij}$ dan volgt uit de betrekking (VII-2):

$$L = \frac{0,4 \pi n^2 Q_{ij} 10^{-8}}{\delta + l_{ij}/\mu_{\sim}} \text{ Henry} \quad \dots \quad (\text{VII} - 2)$$

Voor μ_{\sim} kan men de aanvangspermeabiliteit μ_0 in rekening brengen. De betrekkingen (VII-2) en (VII-3) bepalen de afmetingen en het gedrag van de afvlakmoorspoel. Wij merken hierbij op dat de betrekking (VII-2) ook in de volgende vorm kan worden geschreven:

$$H_{ij} = \frac{0,4 \pi n I_{\sim}}{0,6 \delta \mu + l_{ij}}.$$

Men kan zich afvragen of het al dan niet nuttig is de afvlakmoorspoel te voorzien van een luchtspleet. Op het eerste gezicht zou men menen dat voor het bereiken van een hoge L een $\delta = 0$ het beste zou zijn. Echter kan worden opgemerkt dat door het aanbrengen van een luchtspleet de gelijkstroommagnetisatie H_{ij} daalt en dit heeft een toenemen van de aanvangspermeabiliteit en daardoor een vermeerdering van L tengevolge. Anderzijds mag de luchtspleet niet te groot worden, omdat bij grote δ weliswaar H_{ij} daalt, maar tevens L , omdat δ dan een te grote invloed krijgt ten opzichte van de term l_{ij}/μ_{\sim} . Men kan nu aantonen dat bij een bepaalde verhouding van l_{ij}/δ een bepaalde waarde van het aantal aw/cm is aan te wijzen, waarvoor de verhouding $\frac{L I_{\sim}^2}{V_{ij}} (V_{ij} = \text{ijzervolume})$ zo gunstig mogelijk is.

Een methode om deze gunstige instelling te vinden, is aangegeven door Hanna in *Electr. Eng.* 46 (1927) 128 en door Beatty in *Wirel. Eng.* XI, Febr. 1934. Bij benadering kan men vaststellen, dat het nuttig is de luchtspleet zó in te stellen dat de μ ongeveer maximaal is. Dit is bij staal het geval bij een inductie van ongeveer 5000 Gauss. Verder blijkt de verhouding tussen δ en l_{ij}/μ praktisch zó te liggen, dat in de betrekking (VII-3) de term l_{ij}/μ mag worden verwaarloosd, zodat:

$$n I_{\sim} = 0,48 \delta B_{ij} \dots \dots \dots (\text{VII} - 3)$$

Een eenvoudige ontwerpmethode is nu de volgende:

I_{\sim} en L zijn gegeven. Na berekening van $\frac{1}{2} L I_{\sim}^2$ doet men een keuze uit een reeks genormaliseerde kernen en zijn dus Q_{ij} en l_{ij} bekend. Men stelt B_{ij} op 5000 Gauss, hieruit volgt tevens H_{ij} , de gelijkstroommagnetisatie, waarbij een bepaalde aanvangspermeabiliteit μ_0 behoort.

Deze μ_0 vult men in voor de μ_{\sim} in betrekking (VII-3).

Uit (VII-2) en (VII-3) kan men nu het aantal windingen n en de luchtspleet berekenen. Door nu een bepaalde stroomdichtheid aan te nemen, kan men de wikkeling geheel dimensionneren. Men controleert

of de gelijkstroomweerstand en de verwarming aan de gestelde eisen voldoen en brengt zo nodig correcties aan in het ontwerp. Er zijn meer exacte methoden voor het ontwerp van afvlaksmoorspoelen bekend (zie o.a. Philips' „Miniwatt" Monatsheft nr. 94, 36), maar het zou ons te ver voeren hierop in te gaan.

Heeft men te maken met afvlaksmoorspoelen in voedingstoestellen voor B - of voor AB -versterkers waarbij de gelijkstroom veranderlijk is, dan moet de gelijkstroomweerstand zo laag mogelijk worden gehouden, omdat bij deze versterkers de voedingsspanning slechts weinig mag variëren. Zoals in hfdst. IX § 5 is uiteengezet, moet bovendien bij alle belastingen $3 \omega L \geq R_0$, de belastingweerstand van het voedingstoestel zijn. Wil men aan deze laatste eis voldoen door gebruikmaking van een smoorspoel met luchtspleet, dan krijgt deze grote afmetingen. Men kan dan beter voor de eerste afvlaksmoorspoel een kern zonder luchtspleet met hoge verzadiging en daarachter een tweede smoorspoel met luchtspleet gebruiken (zie hierover ook hfdst. IX § 5 blz. 331).

§ 16. L.F. Transformatoren

Algemene opmerkingen

L.F. transformatoren worden wel onderscheiden in spannings- en energie-transformatoren. Bij beide wordt weliswaar energie overgedragen, maar bij spanningstransformatoren die als regel, bijv. als ingangstransformatoren of tussen versterkbuizen in versterkers met transformator-koppeling, met een zeer hoge impedantie belast zijn, is de overgedragen energie klein en niet essentieel, terwijl de spanningstransformatie wél essentieel is. Energietransformatoren worden in hoofdzaak gebruikt als uitgangstransformatoren en zijn onmisbaar om de luidsprekerimpedantie aan de eindbuis aan te passen. Nu versterkers met transformator-koppeling vrijwel geheel zijn verdrongen door versterkers met weerstandskoppeling, hebben de L.F. spanningstransformatoren wel aan betekenis ingeboet, toch komen zij nog veel voor en wel in de volgende vormen: als *ingangstransformatoren*, om voedingsbronnen aan de ingang van versterkers aan te passen;

als *aanpassingstransformatoren*, om de impedanties van verschillende gedeelten van L.F. installaties op elkaar aan te passen;

als *scheidingstransformatoren*, om verschillende gedeelten van L.F. installaties elektrisch van elkaar te scheiden;

als *koppeltransformatoren* in versterkers met transformator-koppeling (zie hfdst. III § 5);

als *voedingstransformatoren voor balanstrappen*.

Het blijft dan ook van belang een goed inzicht in de eigenschappen en het ontwerp van L.F. transformatoren te bezitten.

De eisen die men in het algemeen aan L.F. transformatoren moet stellen zijn de volgende:

- 1°. De lineaire vervorming moet gering zijn, met andere woorden, de frequentiekaracteristiek moet zowel in de lage als in de hoge frequenties tot zekere vastgestelde grenzen *recht* doorlopen.
- 2°. De niet-lineaire vervorming moet bij alle practisch voorkomende frequenties gering blijven.
- 3°. De verliezen mogen niet te groot zijn.
- 4°. De afmetingen en de prijs moeten zo gering mogelijk zijn.

De eisen 1°. en 2°. moeten met het oog op de getrouwheid der weergave worden gesteld. Dat er bij verschillende frequenties verschillende faseverschuivingen tussen de primaire en de secundaire spanningen en stromen ontstaan, is voor de getrouwheid van de weergave niet hinderlijk (zie X § 3); wel kan hierdoor de vervorming worden vergroot (zie II blz. 52).

Het vervangingsschema van de L.F.-transformator ¹⁾

De eigenschappen van de L.F. transformator kan men het best nagaan door het vervangingsschema te beschouwen. Het complete vervangingsschema van een L.F. transformator die wordt gevoed door een voedingsbron met inwendige weerstand R_i en belast is met een impedantie Z_2 , is in fig. 242 weergegeven.

Ter verklaring van dit schema dient het volgende te worden opgemerkt:

De voedingsbron kan verschillende vormen hebben, bijv. een microfoon of een gramfoonweergever kan als zodanig dienen. In vele gevallen is de voedingsbron een versterkbuis; in dat geval is de E.M.K. van de voedingsbron gelijk aan μV_g . De totale primaire capaciteit C_{1t} ontstaat door sommering van de eigen capaciteit van de primaire wikkeling, de capaciteit van de primaire bedra-

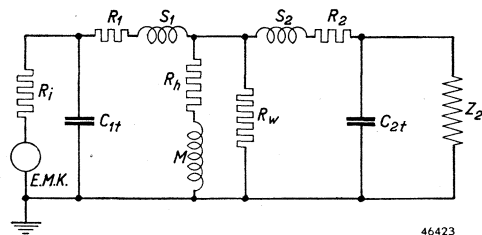


Fig. 242

Compleet vervangingsschema van een L.F.-transformator met transformatorverhouding $u = n_2/n_1$, primair gevoed door een e.m.k. met inwendige weerstand R_i en secundair belast met een impedantie, die primair overgebracht, Z_2 bedraagt.

R_1 = weerstand primaire wikkeling.

S_1 = spreiding primaire wikkeling.

C_{1t} = totale primaire capaciteit.

R_h = weerstand, veroorzaakt door hysteresisverlies.

R_w = weerstand, veroorzaakt door wervelstroomverlies in het ijzer van de kern.

R_2 = weerstand secundaire wikkeling, primair overgebracht.

S_2 = spreiding secundaire wikkeling, primair overgebracht.

C_{2t} = totale secundaire capaciteit, primair overgebracht.

M = coëfficiënt van wederzijdse inductie.

¹⁾ Bij het samenstellen van het deel blz. 285-290 is dankbaar gebruik gemaakt van gegevens verstrekt door J. W. Buys en Jhr. Ir. W. Six.

ging ten opzichte van aarde, en, bij voeding door een versterkbuis, de capaciteit van de anode ten opzichte van aarde.

R_1 is de primaire weerstand, S_1 de primaire spreiding:

De primair getransformeerde secundaire impedanties R_2 , ωS_2 , Z_2 , $\frac{1}{\omega C_{2t}}$ worden uit de werkelijke secundaire impedanties R_2' , $\omega S_2'$ en Z_2' , $\frac{1}{\omega C_{2t}'}$, berekend door de betrekkingen $R_2 = \frac{R_2'}{u^2}$, $S_2 = \frac{S_2'}{u^2}$, $Z_2 = \frac{Z_2'}{u^2}$, $\frac{1}{\omega C_{2t}} = \frac{1}{u^2 \omega C_{2t}'}$ (of $C_{2t} = u^2 C_{2t}'$), waarin $u = \frac{n_2}{n_1}$ de transformatieverhouding is. Dat men de werkelijke secundaire impedanties met $\frac{1}{u^2}$

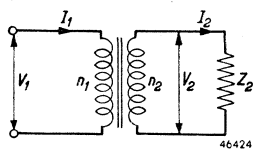


Fig. 243

Schema van een ideale transformator, belast met een impedantie Z .

moet vermenigvuldigen om ze primair te transformeren, kan men eenvoudig als volgt inzien.

In fig. 243 is een ideale transformator (zonder verliezen en zonder spreiding) getekend die met een impedantie Z_2 is belast. Bij deze schakeling

$$\text{is } I_2 = \frac{V_2}{Z_2}, V_2 = \frac{n_2}{n_1} V_1 \text{ en } I_1 V_1 = I_2 V_2.$$

Hieruit volgt, dat $\frac{V_1}{I_1} = Z_2 \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$.

Nu is $\frac{V_1}{I_1}$ wat men primair als impedantie meet

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = Z_2 \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \text{ of } \underline{\underline{Z_1 = \frac{Z_2}{u^2}}}$$

Men ziet nu gemakkelijk in dat een overeenkomstige betrekking geldt voor R_2 , S_2 en $\frac{1}{C_{2t}}$.

De totale secundaire capaciteit C_{2t}' is samengesteld uit de eigen capaciteit van de secundaire wikkeling en de capaciteit van de secundaire bedrading ten opzichte van aarde. Voedt de L.F. transformator een versterkbuis, dan moet deze som nog worden verhoogd met de dynamische ingangscapaciteit van deze buis (zie blz. 60).

De wederzijdse inductie tussen de primaire en de secundaire wikkeling, is in het schema voorgesteld door de spoel M .

M is de coëfficiënt van wederzijdse inductie. Men is gewoon te spreken van de „primaire zelfinductie” L van de L.F. transformator; L is de zelfinductie die men primair bij onbelaste transformator meet.

$$L = M + S_1$$

Bij verwaarlozing van de primaire spreiding is dus $L = M$. De verliezen

in de L.F. transformator bestaan uit koper- en ijzerverliezen, welke laatste weer uit hysteresis- en wervelstroomverliezen worden gevormd. De koperverliezen ontstaan door de ohmse weerstanden R_1 en R_2 van de primaire en de secundaire wikkelingen. De wervelstroomverliezen betekenen een belasting van de transformator. Men kan ze in het vervangingsschema voorstellen door een weerstand R_w parallel aan M ; R_w is dan onafhankelijk van de frequentie. De hysteresisverliezen kan men voorstellen door een weerstand R_h in serie met M .

De frequentiekaracteristiek

Uit het vervangingsschema volgens fig. 242 kan men de frequentiekaracteristiek berekenen. Het zou ons te ver voeren dit geheel uit te werken; wij beperken ons tot enkele opmerkingen. Voor de berekening van de frequentiekaracteristiek mag men in de meeste gevallen R_h verwaarlozen. Wij zullen voorts onderstellen dat de belastingimpedantie Z_2 een ohmse weerstand R_0 is. Door het gehele frequentiegebied in drie gedeelten te splitsen en wel voor de lage, midden en hoge frequenties, kan men verdere belangrijke vereenvoudigingen in het schema aanbrengen. Voor de lage frequenties

mogen de primaire en secundaire spreidingen (S_1 en S_2) en capaciteiten (C_{1t} en C_{2t}) worden verwaarloosd. Voor de middenfrequenties mag men bovendien R_w en M verwaarlozen. Voor de hoge frequenties moet men S_1 , S_2 , C_{1t} en C_{2t} weer wél in aanmerking nemen, maar in dit gebied mag men M en R_w blijven verwaarlozen.

Het vervangingsschema van fig. 242 kan dus voor de drie gevallen worden vereenvoudigd, zoals in fig. 244 a, b en c is weergegeven.

Het vervangingsschema fig. 244b bevat alleen ohmse weerstanden; in het middengebied verloopt de frequentiekaracteristiek recht.

$$V_2/V = R_0/R_i + R_1 + R_2 + R_0.$$

In het vervangingsschema fig. 244a komt behalve een aantal ohmse weerstanden, alleen de primaire zelf-

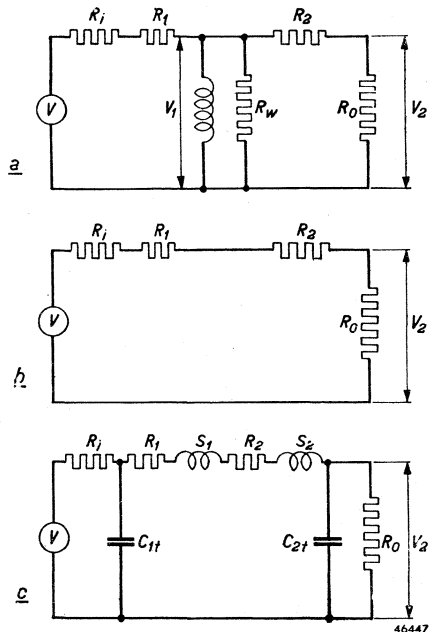


Fig. 244

Vereenvoudiging van het vervangingsschema volgens fig. 242.

- a) voor de lage frequenties
- b) voor de midden frequenties
- c) voor de hoge frequenties.

inductie L voor; hoe lager L is hoe meer de frequentiekaracteristiek naar de lage frequenties zal dalen. Men ziet gemakkelijk in dat voor het recht doorlopen in de lage frequenties, de eis moet worden gesteld dat de impedantie ωL groot is ten opzichte van de parallel geschakelde weerstanden $R_i + R_1$ en de combinatie van R_w met $R_2 + R_0$.

Wil men bijv. de eis stellen dat de karakteristiek tot 40 Hz recht doorloopt, dan moet:

$80 \pi L$ groot zijn ten opzichte van de voornoemde parallel geschakelde weerstanden.

Bij de beschouwing van het vervangingschema fig. 244c voor de hoge frequenties moet men verschil maken tussen spanningstransformatoren en energietransformatoren, bijv. uitgangstransformatoren. Een belangrijk verschil is, dat bij de spanningstransformator R_0 zeer groot en bij de energietransformator veel lager is.

Voor het eenvoudige geval dat $R_0 = \infty$ en dat ook R_1 en R_2 verwaarloosd worden, is de werking van de *spanningstransformator* in hoofdstuk III § 5 behandeld. Er is daar gewezen op de zogenaamde *spreidingspiek* in de frequentiekaracteristiek, die in de hoge frequenties door samenwerking van de spreiding en de secundaire capaciteit optreedt.

Bij praktisch voorkomende spanningstransformatoren mag men veelal C_{2t} verwaarlozen. Vergelijkt men nu fig. 244c met fig. 115, dan ziet men in dat de spreidingsresonantie in beide gevallen bij dezelfde frequentie ligt, namelijk bij

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(S_1 + S_2) C_{2t}}}.$$

Wil men dat de frequentiekaracteristiek in de hoge frequenties recht doorloopt, dan moet de resonantie-frequentie worden gelegd bij de hoogste frequentie die onverzwakt moet worden doorgegeven (boven de resonantiefrequentie daalt de karakteristiek snel, zie 147) en moet men er tevens voor zorgen dat de resonantie behoorlijk gedempt is, zodat bij de resonantiefrequentie de verhouding tussen V_2 en V ongeveer gelijk aan 1 is.

De demping wordt groter naarmate $R_i + R_1 + R_2$ hoger en R_0 lager is. In het geval dat R_i laag is moet men soms, om van een behoorlijke demping verzekerd te zijn, de weerstand R_2 extra verhogen door voor de secundaire wikkeling een materiaal met hoge soortelijke weerstand te gebruiken.

Heeft men te maken met *energietransformatoren*, dan is gewoonlijk

$$\frac{1}{\omega C_{2t}} \gg R_0.$$

De spreidingsresonantie komt nu tot stand door samenwerking van de totale spreiding en de primaire capaciteit C_{1t} . Men kan twee gevallen onderscheiden:

Bij trioden is $R_i < R_0$; er is nu van spreidingsresonantie geen sprake meer. Bij penthoden is $R_i \gg R_0$; er kan nu wèl spreidingsresonantie optreden en wel, als

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(S_1 + S_2) C_{1t}}}$$

Men moet weer de eis stellen dat de resonantiefrequentie bij de hoogste frequentie ligt die men onverzwakt wil doorgeven en dat bij deze frequentie $V_2/V = 1$. Aan deze laatste eis wordt voldaan als $R_i \omega_r C_{1t} = 1$. Het is bij energietransformatoren door de invloed van de veel lagere R_0 gemakkelijker, de frequentie karakteristiek in de hoge frequenties recht te krijgen dan bij spanningstransformatoren het geval is.

Uitgangstransformatoren voor versterkers met balansgeschakelde eindtrappen

Daar moderne versterkers als regel van in balans geschakelde eindtrappen met *A*- of *B*-instelling zijn voorzien, is het van belang na te gaan hoe het vervangingsschema van de schakeling met L.F. transformator voor deze gevallen moet worden gewijzigd.

Een balanseindtrap met *A*-instelling kan men voorstellen door het vervangingsschema van fig. 245, waarbij is aangenomen dat de secundaire capaciteit mag worden verwaarloosd.

Neemt men nu aan dat de beide helften van de balansschakeling geheel symmetrisch zijn, zodat $V_a = V_b$, $R_{ia} = R_{ib}$ enz., dan zijn de wisselstromen in de verbinding *A*—*B* die van V_a en V_b afkomstig zijn, gelijk en tegengesteld. Voor het schema van fig. 245, mag dus het vereen-

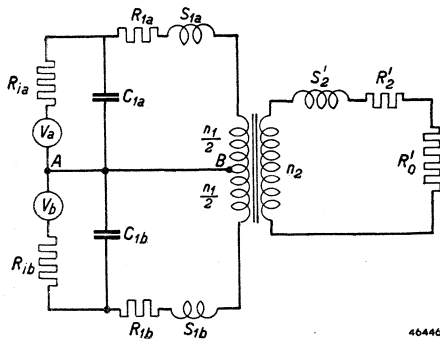


Fig. 245

Vervangingsschema van een balanseindtrap met uitgangstransformator bij *A*-instelling.

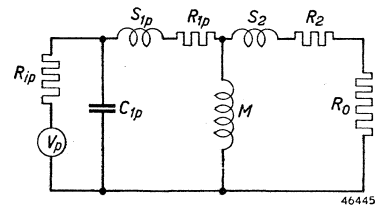


Fig. 246

Vereenvoudigd vervangingsschema van een balanseindtrap met *A*-instelling, voor het geval de beide helften geheel symmetrisch zijn.

voudigde vervangingschema volgens fig. 246, in de plaats worden gesteld, waarbij dan

$$V_p = V_a + V_b, \quad R_{ip} = R_{ia} + R_{ib}, \quad S_{1p} = S_{1a} + S_{1b}$$

$$R_{1p} = R_{1a} + R_{1b}, \quad C_{1p} = \frac{C_{1a} C_{1b}}{C_{1a} + C_{1b}} \text{ of } = \frac{1}{2} C_{1a} = \frac{1}{2} C_{1b}.$$

M is de wederzijdse inductie van de gehele primaire wikkeling

$$S_2 = \frac{S_2^1}{u^2}, \quad R_2 = \frac{R_2^1}{u^2}, \quad R_0 = \frac{R_0^1}{u^2}, \text{ waarin } u = \frac{n_2}{n_1}.$$

Men ziet dat figuur 246 met verwaarlozing van R_h , R_w en C_{2t} in figuur 242, geheel met deze laatste figuur overeenkomt. Voor een balans-transformator gelden dus, bij A -instelling met betrekking tot de frequentiearakteristiek dezelfde afleidingen als voor de enkelvoudige transformator.

Voor een balans-eindtrap met B -instelling kan men het vervangingschema volgens fig. 247 opstellen.

Gaat men weer uit van de veronderstelling dat de beide helften geheel symmetrisch zijn, dan kan men ook hier het vervangingschema vereenvoudigen. Men houde er rekening mee dat beide buizen om beurten op één helft van de primaire werken. Dit heeft voor de secundaire wikkeling hetzelfde resultaat, alsof één buis voortdurend op één helft van de primaire werkt en daarbij dus een complete sinusvormige wisselstroom afgeeft.

In het vereenvoudigde schema volgens fig. 248, is nu

$$V_p = V_a = V_b, \quad R_{ip} = R_{ia} = R_{ib}, \quad R_{1p} = R_{1a} = R_{1b}$$

$$S_{1p} = S_{1a} = S_{1b}, \quad C_p = C_a = C_b.$$

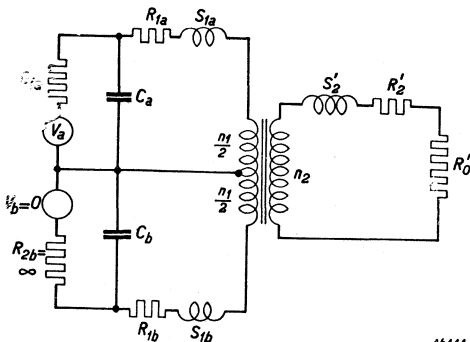


Fig. 247
Vervangingschema van een balanseindtrap met uitgangstransformator bij B -instelling.

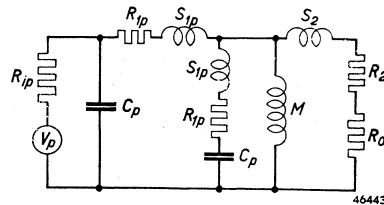


Fig. 248
Vereenvoudigd vervangingschema van een balanseindtrap bij B -instelling, voor het geval de beide helften symmetrisch zijn.

L is hier de zelfinductie van de *halve* primaire wikkeling met $n_1/2$ windingen.

$$S_2 = \left(\frac{n_1/2}{n_2}\right)^2 S_2^1 = \frac{S_2^1}{4u^2}; \quad R_2 = \frac{R_2^1}{4u^2}; \quad R_0 = \frac{R_0^1}{4u^2}.$$

Men ziet dat er tussen de schema's van de figuren 248 en 246 een principieel verschil is, namelijk, doordat de keten met de serieschakeling van S_{1p} , R_{1p} en C_p aan L parallel komt te staan. Op de lage en midden-frequenties heeft dit, doordat men de spreidingen en capaciteiten mag verwaarlozen, geen invloed. Voor de hoge frequenties is echter het verschil belangrijk.

De zelfinductie van de L. F. transformator

Voor de zelfinductie geldt dezelfde betrekking als voor de afvlaksmoorpoel is afgeleid

$$L = \frac{0,4 \pi n_1^2 Q_{ij} 10^{-8}}{\delta + l_{ij}/\mu_{\sim}} \text{ Henry. (VII-4)}$$

Bij afwezigheid van een luchtspleet gaat deze betrekking over in:

$$L = \frac{0,4 \pi n_1^2 Q_{ij} \mu_{\sim} \cdot 10^{-8}}{l_{ij}} \text{ Henry.}$$

Zoals in de vorige paragraaf reeds werd opgemerkt is de wisselpermeabiliteit μ_{\sim} niet constant, maar afhankelijk van de inductie en, indien deze aanwezig is, van de gelijkstroommagnetisatie (zie hiervoor de figuren 240 en 241). Hier moet er bovendien op worden gewezen dat ook μ_{\sim} afhangt van de frequentie; door de krachtlijnenverdringing neemt bij de hoge frequenties de μ_{\sim} af. Welke invloed heeft dit alles nu op de zelfinductie van de transformator?

Bij spanningstransformatoren is de inductie als regel zó gering, dat men voor de μ_{\sim} de aanvangspermeabiliteit μ_0 in rekening kan brengen. Daar het er vooral om gaat de laagste waarde van ωL te kennen, kan men de μ_0 bij de laagst voorkomende frequentie in rekening brengen. Weliswaar neemt bij de hoge frequenties μ_0 en daardoor L af, maar aangezien μ_0 minder dan evenredig met de frequentie daalt, neemt toch ωL toe voor hogere waarden van ω . Is er geen gelijkstroommagnetisatie, dan voert men de kern zonder luchtspleet uit. In sommige gevallen echter vloeit een gelijkstroom, bijv. de anodestroom van een voorafgaande versterkbuis, door de primaire wikkeling. Hierdoor zou de μ_0 belangrijk dalen en om hieraan tegemoet te komen, wordt meestal de kern van een luchtspleet voorzien. In sommige gevallen kan het voordeel hebben parallelvoeding toe te passen. Daarbij wordt de anodespanning toegevoerd over

een smoorspoel, terwijl de L.F. transformator over een condensator met de anode is gekoppeld.

Bij uitgangstransformatoren is de inductie belangrijk, zodat men met een grotere permeabiliteit μ_{\sim} dan de aanvangspermeabiliteit mag rekenen. Bij de maximum excitatie en de laagste frequentie is de B_{max} het grootst en bedraagt dan in de regel 4000 tot 8000 Gauss. Bij $\frac{1}{100}$ van het maximale uitgangsvermogen is B_{max} dus 400 tot 800 Gauss. Brengt men nu de μ_{\sim} voor deze B_{max} in rekening, dan is men veilig, daar alleen bij daling van het uitgangsvermogen beneden $\frac{1}{100}$ van de maximale, de μ_{\sim} zakt, waardoor ωL daalt en de frequentiekaracteristiek iets zakt.

Wat gelijkstroommagnetisatie en verandering van μ_{\sim} met de hoge frequenties betreft, gelden dezelfde opmerkingen als voor de spannings-transformatoren. Moderne versterkers zijn bijna steeds uitgerust met balanseindtrappen. De uitgangstransformatoren daarvoor hebben in balans geschakelde primaire wikkelingshelften, zodat de gelijkstroommagnetisaties elkaar theoretisch opheffen. Door de ongelijkheid van de beide trappen gaat dit niet geheel op. Practisch kan men met een ongelijkheid van ongeveer 10% rekenen. Hoewel dus resterende gelijkstroommagnetisatie aanwezig is, worden balansgeschakelde uitgangstransformatoren toch veelal zonder luchtspleet uitgerust. Wel moet men met de gelijkstroommagnetisatie rekening houden bij het vaststellen van de μ_{\sim} , die immers bij toenemende gelijkstroommagnetisatie daalt.

De niet-lineaire vervorming door de L.F. transformator

In het gebied van de middenfrequenties heeft de L.F. transformator geen invloed op de vervorming. Bij de hoge frequenties kan de L.F. transformator wegens de dan optredende fazedraaiing tussen anodestroom en -spanning (zie 285) aanleiding geven tot extra vervorming. Het belangrijkste is echter de vervorming die bij de lage frequenties optreedt en wel om twee redenen. In de eerste plaats wegens de vervorming in de ijzerkern zelf en verder wegens het afnemen van ωL . Bezien wij eerst de laatste oorzaak, dan valt op te merken dat door het afnemen van ωL de totale impedantie waarmede de voorafgaande versterkbuis is belast, afneemt. Hierdoor draait de belastinglijn, waardoor het z.g. vastlopen in de anodestroom kan optreden en vervorming ontstaat (zie 52).

De vervorming door de ijzerkern is het gevolg van de verandering van de μ_{\sim} als functie van de inductie. Zoals op blz. 287 reeds is uiteengezet, kan men het hysteresisverlies dat door de verandering van de μ_{\sim} als functie van de B ontstaat, voorstellen door een weerstand R_h in serie met de zelfinductie L van de spoel. Nu zijn zowel R_h als L , afhankelijk

van de stroom die door de spoel gaat. Vloeit er wisselstroom door de spoel, dan verandert telkens gedurende het toe- en afnemen van de stroom, de waarde van R_h en L .

Daardoor worden in de spoel oneven harmonischen, waarvan de 3e harmonische de belangrijkste is, opgewekt. Men kan het nu zó voorstellen alsof de spoel werkt als een generator voor de oneven harmonischen van de grondgolf. Voor de combinatie van de spoel met de daaraan voorafgaande spanningsbron die een inwendige weerstand R_i heeft en de belastingsweerstand R_o , ontstaat het vervangingsschema volgens fig. 249a, dat men door 249b kan vereenvoudigen.

De spanning van de hogere harmonische op R_o' is dus:

$$V_h = \frac{V R_o'}{R_h + R_o' + j\omega_h L},$$

waarin ω_h = frequentie van de hogere harmonische.

Kan men R_h tegenover $j\omega_h L$ verwaarlozen, dan is voor de 3e harmonische:

$$V_{h3} = \frac{V R_o'}{R_o' + j3\omega L} \text{ of, voor } R_o' = \omega L, \text{ is } V_{h3} \approx \frac{1}{3} V.$$

Voor de 5e en de 7e harmonische is $V_{h5} \approx \frac{1}{5} V$, $V_{h7} \approx \frac{1}{7} V$.

Gaat er gelijkstroom door de spoel, dan treden ook even harmonischen op, waarbij de 2e harmonische weer de belangrijkste is. In de figuren

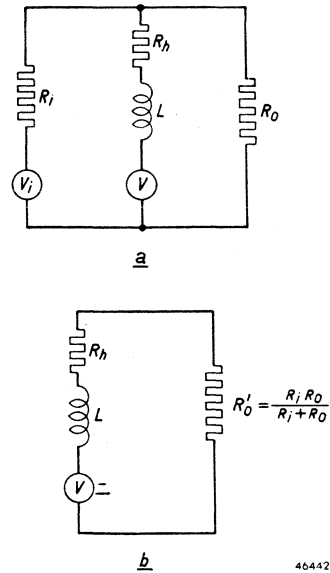


Fig. 249

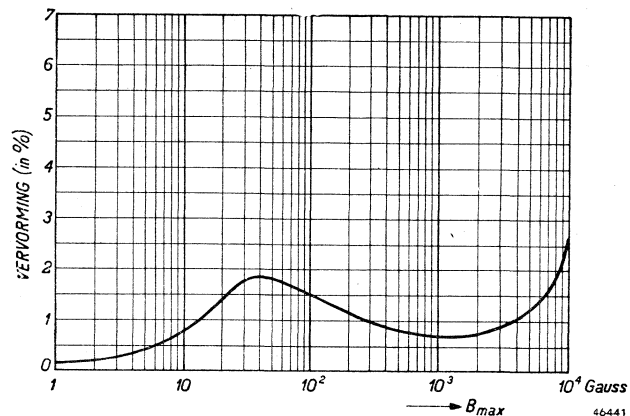
Vervangingsschema's voor een spoel met ijzervorming.

46442

Fig. 250

Vorming als functie van B_{max} bij silicium-ijzer, gemeten bij 42

$$H = 0, \quad L = R_o.$$



46441

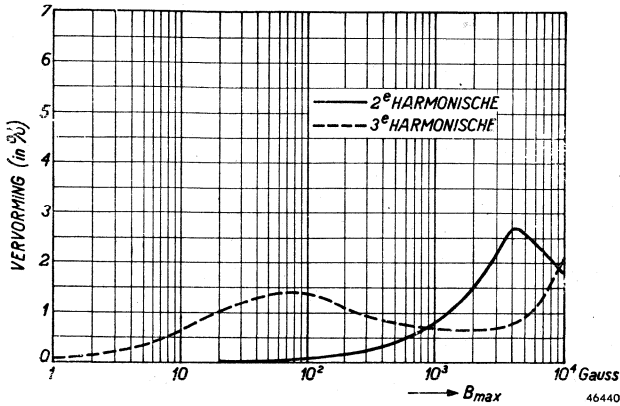


Fig. 251
 Vervorming als functie van B_{max} bij silicium-ijzer, gemeten bij 42 Hz
 $H = 1, \omega L = R_0$.

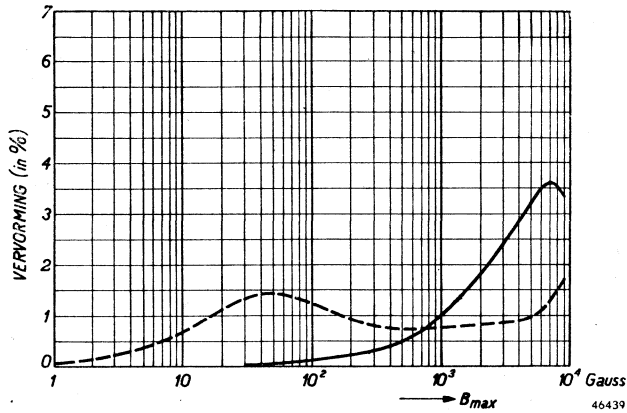


Fig. 252
 Vervorming als functie van B_{max} bij silicium-ijzer, gemeten bij 42 Hz
 $H = 2, \omega L = R_0$.

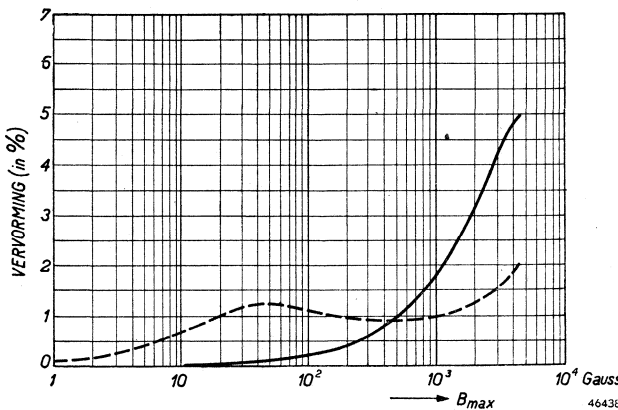


Fig. 253
 Vervorming als functie van B_{max} bij silicium-ijzer, gemeten bij 42 Hz
 $H = 4, \omega L = R_0$.
 (blz. 250-253 volgens metingen van J. W. L. Köhler).

250, 251, 252 en 253 vindt men grafieken van de vervorming als functie van de B_{max} voor $H = 0, 1, 2$ en 4.

Steeds is de belastingweerstand $R_0 = \omega L$, waarbij onder L wordt verstaan de zelfinductie voor de aanvangspermeabiliteit. Kent men voor een bepaalde L.F. transformator de B_{max} en de H , dan kan men de ijzervervorming uit deze grafieken aflezen voor het geval dat $R_0 = \omega L$. Heeft R_0 een andere waarde, dan kan men de vervorming gemakkelijk berekenen uit de betrekking

$$V_h = \frac{VR_0}{R_0 + j\omega_h L}$$

De vervorming van de 3de harmonische wordt bijv. bij een $R_0 = \omega L/3$, verkleind tot $\frac{1}{3}$ van de waarde die men uit de grafiek afleest.

Bij spanningstransformatoren heeft R_0 soms een hoge waarde. De vervorming is hier dus groter dan bij uitgangstransformatoren, terwijl men juist in deze eerste transformatoren de vervorming laag wil houden. Dit is een van de redenen waarom men voor de kern van spanningstransformatoren speciale staalsoorten, bijv. nicaloy gebruikt.

§ 17. Spanningsstabiliseerbuisen

Spanningsstabiliseerbuisen hebben tot taak, spanningsfluctuaties te verminderen die in elektrische schakelingen optreden als gevolg van netspanningsschommelingen, of als gevolg van veranderingen van de aangesloten belasting. Zij kunnen tevens dienst doen om de spanningsrimpel van gelijkrichters, bijv. van anodespanningstoestellen, te verminderen. Men bereikt dit met buizen die met een glimontlading tussen koude elektroden in een gasatmosfeer werken. Voor de gasvulling wordt veelal het edelgas neon gebruikt. De elektroden van zulke glimbuizen kunnen verschillende vormen hebben. Philips fabriceert o.a. glimbuizen met spiraalvormige elektroden, zoals in fig. 254 is weergegeven.

De stroom-spanningskarakteristiek van een glimbuis is in fig. 255 weergegeven. Men ziet daaruit dat in het regelingsgebied van 96,5 tot 101 volt de stroom sterk met de spanning stijgt. In dit gebied heeft de glimbuis dus voor spanningsveranderingen een zeer geringe inwendige weerstand. Indien aan de glimbuis een weerstand is

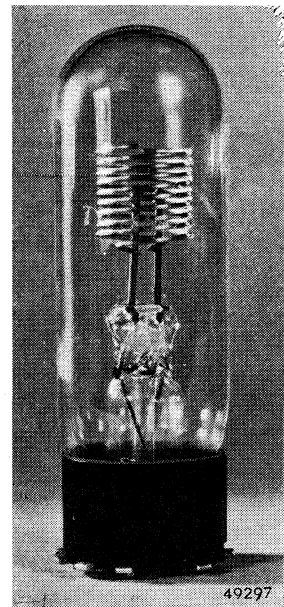


Fig. 254
Stabiliseerbuis van Philips type 4687.

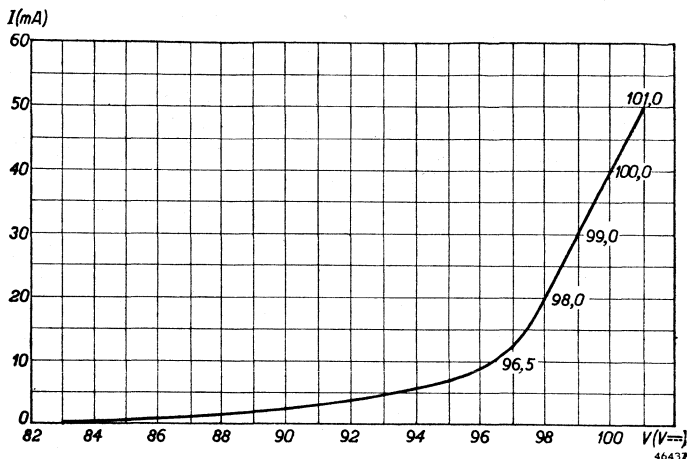


Fig. 255

Stroom-spanningskarakteristiek van een stabiliseerbuis. De kromme is opgenomen, beginnende bij de max. stroom van 50 mA tot aan de doofspanning van 83 V. De ontsteekspanning is 108 V.

voorgeschakeld blijft, bij verandering van de voedingsspanning, door de sterke verandering van de stroom en het daarmee evenredige spanningsverlies aan de voorgeschakelde weerstand, de spanning aan de glimbuis bijna constant.

Voor het ontsteken van de glimbuis is een hogere spanning dan de bedrijfsspanning noodzakelijk; op deze ontsteekspanning mag men de glimbuis niet zonder voorgeschakelde weerstand aansluiten. Zou men de weerstand weglaten, dan zou de stroom zeer sterk oplopen en de buis te gronde gaan. Men maakt voor de glimbuizen onderscheid tussen de *gelijkstroomweerstand* R_{bg} , d.i. de weerstand die de buis aan de gemiddelde gelijkstroom biedt, en de *wisselstroomweerstand* R_{bw} , d.i. de weerstand die de buis biedt aan een wisselstroom die op de gelijkstroom is gesuperponeerd. Deze wisselstroomweerstand is gelijk aan de eerder genoemde inwendige weerstand. Bij de buis volgens fig. 254, is $R_{bg} = \frac{100}{40 \cdot 10^{-3}} = 2500 \Omega$ voor een gelijkstroominstelling op 40 mA en $R_{bw} = \frac{2}{20 \cdot 10^{-3}} = 100 \Omega$, daar bij een spanningsverandering van 2 V de stroom met 20 mA varieert.

De werking van een glimbuis kan nader worden verduidelijkt aan de hand van het schema, weergegeven in fig. 256a, waarvoor men het vervangingsschema volgens fig. 256b in de plaats kan stellen.

Uit fig. 256b leidt men af:

$$V_2 = \frac{V_1}{R_1} R_g \text{ waarbij } \frac{1}{R_g} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{bg}}$$

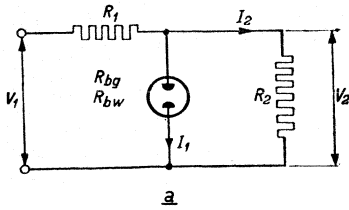


Fig. 256a

Schema van een schakeling met een spanningsstabiliseerbuis.
 R^1 = voorschakelweerstand
 R_2 = belastingsweerstand.

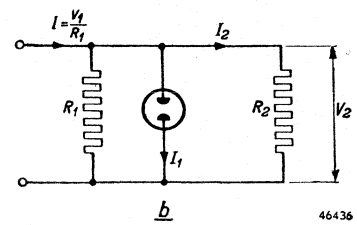


Fig. 256b

Vervangingschema van de schakeling volgens fig. 256a.

46436

Verandert nu V_1 met een bedrag ΔV_1 , dan is:

$I = \frac{\Delta V_1}{R_1}$ = de som van de stroomveranderingen in de parallel geschakelde takken R_1 , R_{bw} en R_2 .

$$I = \frac{\Delta V_1}{R_1} = \frac{\Delta V_2}{R}, \text{ waarbij } \frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{bw}}.$$

Hieruit volgt nu:

$$\frac{\Delta V_2}{V_2} = \frac{\Delta V_1}{V_1} \times \frac{R_w}{R_g}.$$

Op analoge wijze leidt men af dat bij een belastingsverandering:

$$\frac{\Delta I_2}{I_2} = - \frac{\Delta V_2}{V_2} R_2 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{bw}} \right).$$

In onderstaande tabel L vindt men de gegevens van enkele Philip's glimbuizen.

TABEL L. Gegevens van stabiliseerbuisen

Type	Bedrijfsspanning bij de opgegeven ruststroom V	Ontstekingsspanning V	Ruststroom mA	Bovenste grens voor stabilisering mA	Onderste grens voor stabilisering mA	Max. R_{lw}
4357	85—100	115	20	40	10	75
4687	85—100	115	20	40	10	250
7475	90—110	140	4	8	1	300
13201	90—110	140	100	200	15	80
100 E 1	90—105	140	125	200	50	25

Behalve voor het stabiliseren van spanningen, worden glimbuizen voor verschillende andere doeleinden gebruikt (zie litter.). In de L.F.

versterkingstechniek worden glimbuizen o.a. gebruikt voor het aanduiden van overspanningen (zie het voorbeeld in hfdst. VI § 5), voor het begrenzen van roosterspanningen en voor het begrenzen van de spanning op de primaire wikkeling van uitgangstransformatoren.

§ 18. Stroomregulatorbuizen

Stroomregulatorbuizen hebben tot taak het verminderen van stroomfluctuaties die in elektrische schakelingen optreden ten gevolge van netspanningsschommelingen, of van veranderingen van de aangesloten belasting.

Bij deze buizen moet de stroom dus over een zo breed mogelijk spanningsgebied constant blijven. Volgens de wet van Ohm is $V/I = R$, zodat men ook kan zeggen dat in het regelingsgebied de weerstand evenredig moet

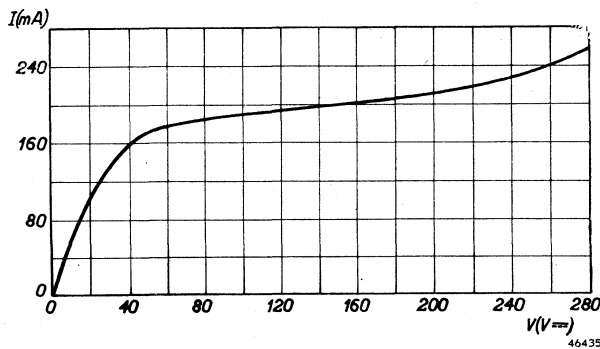


Fig. 257

Karakteristiek van een stroomregulatorbuis.

toenemen met de spanning. Men kan aantonen dat aan deze eis het best wordt voldaan bij het gebruik van een draad in een gasatmosfeer, waarbij de weerstand van de draad met een zo hoog mogelijke macht van de temperatuur toeneemt en de warmteafgifte met een zo laag

mogelijke macht van de temperatuur stijgt. Men bereikt dit door het spannen van een ijzerdraad in een waterstofatmosfeer.

Bij praktisch voorkomende regulatorbuizen blijft de stroom nagenoeg constant bij een 2,5- tot 3-voudige toename van de spanning. De karakteristiek van fig. 257 is hiervan een voorbeeld.

Daar de stroomsterkte in het regelingsgebied van de regulatorbuis vastligt, moet men voor iedere stroomsterkte een bepaald buistype kiezen. Is de stroomsterkte groot, bijv. meer dan 6 ampère dan kan men beter verscheiden buizen parallel schakelen, omdat anders de opwarmtijd te groot wordt. Bij buizen voor 6 ampère bedraagt deze tijd reeds enkele seconden en hij neemt ongeveer met het kwadraat van de stroomsterkte toe. De veranderingen in de spanning die op de regulatorbuis komen te staan, moeten binnen het regelingsgebied van de buis vallen; praktisch treft men buizen aan met spanningen tot 240 volt in het midden van het regelingsgebied.

Serieschakeling van regulatorbuizen is niet mogelijk. Practisch hebben de buizen nooit nauwkeurig dezelfde stroomsterkte. Vloeit een stroom door twee buizen met enigszins verschillende regelstroomsterkte, dan stellen deze buizen zich in op spanningen, die aanzienlijk uiteenlopen. Hierdoor wordt elke regelingsmogelijkheid opgeheven, want op het oogenblik dat de regelende functie van de ene buis aanvangt, is de andere reeds ten volle belast; elk verder opvoeren van de belasting schaadt de laatste buis.

In L.F. versterkingsinstallaties worden stroomregulatorbuizen bijv. gebruikt voor het constant houden van de gloeistroom van in serie geschakelde gloeidraden van GS-WS toestellen. De regulatorbuizen C_1 , C_2 , C_3 , C_8 , C_9 , C_{10} en C_{12} van Philips, met een stroomsterkte van 200 mA, zijn voor dit doel ontworpen en worden tezamen met de versterkerbuizen van de C-serie gebruikt.

LITTERATUUR

§ 2—3

1. Nottebrock, H. Einiges über Widerstände, Kondensatore und Spulen. Veröff. Nachr.-Techn. **7** (1937) 481—498.
2. Nottebrock, H. Neues über Widerstände, Kondensatore und Spulen. Siemens Z. **18** (1938) 329—341.

§ 4

1. Picht. Eigenschaften und Anwendung glasierter Widerstände. Helios **44** (1938) 1071—1073.

§ 5, 6

1. Blakey, R. E. Network resistances for balanced attenuators. Electronics **Nov** (1935) 447.
2. Sachse, H. & M. Bidlingmaier. Über die Messung des Drehrauschens. Funktechn. Mh. **H 7** (1936) 257—259.
3. Sachse, H. Über das Drehrauschen von Regelwiderständen. Funktechn. Mh. **H 5** (1937) 155—157.
4. Schöne, A. & H. Ader. Dreh-Spannungsteiler in Rundfunkgeräten. Funktechn. Mh. **H 6** (1936) 201—203.

§ 6

1. Colchester, C. D. & M. W. Gough (complete design-tables). Resistance Networks. Wireless Engr. **17** (1940) 206—215.
2. Mc Elroy, P. K. Designing resistive alternating networks. Proc. Inst. Radio Engr. **23** (1935) 213—233.

§ 8—13

1. Burgers, W. G., A. Claassen, J. Zernike. Über die chemische Natur der Oxydschichten, welche sich bei anodischer Polarisation auf den Metallen Aluminium, Zirkon, Titan und Tantal bilden. Z. für Phys. **74** (1932) 593—603.

2. Chrétien, E. S. E. Condensateurs électrolytiques. *Onde électr.* **17** (1938) 384—398.
3. Coursey, Philip R. & S. N. Ray. Electrolytic condensers. *J. Inst. Electr. Engr.* **85** (1939) 107—128.
4. Coursey, Philip R. Electrolytic condensers; their properties, design and practical uses. London, Sir Isaac Pitman & sons, ltd. (1939).
5. Deeley, Paul Mc Knight. Electrolytic capacitors. New Yersey (1938).
6. Geel, W. Ch. van. Percement électrique des minces couches d'oxyde d'aluminium dans un électrolyte. *Physica* **1** (1934) 989—995.
7. Geel, W. Th. van & H. Emmens. The oxydcoating of aluminium. *Physica* **1** (1934) 415—416.
8. Geel, W. Ch. van & A. Claassen. Electrolytische condensatoren. *Philip' Techn. T* **2** (1937) 65—71.
9. Herrmann, W. Zum Mechanismus der Oxydschichtbildung auf Aluminiumanoden von Elektrolytkondensatoren. *Wiss. Veröff. Siemens Werk Werkstoff-Sonderh.* **19** (1940) 188—212.
10. Herrmann, W. Neuere Elektrolytkondensatoren und ihre Eigenschaften. *Siemens Z.* **21** (1941) 120—126.
11. Linder, L., Neuzeitliche Kondensatoren der Nachrichtentechnik und ihre Entwicklung. *ETZ* **61** (1940) 945—848 en 969—973.
12. Oburger, W. Der neuzeitliche Elektrolytkondensator. *Electrotechn. u. Masch.-Bau* **56** (1938) 179—183.
13. Pirie, Maurice V. Electrolytic condensers. I Basic principles and practical construction. *Wireless Wld.* **41** (1937) 326—329.
14. Pirie, Maurice V. Electrolytic condensers. II Testing and measurement *Wireless Wld.* **41** (1937) 358—360.
15. Neue Elektrolytkondensatoren. *Techn. Ind. u. Schweiz. Chem. Ztg.* **24** (1941) 237—240.
16. Philips' Miniwatt Mh. **2** (1932) 3—5 }
 idem **16** (1934) 9—10 } Ölkondensatoren. *
 idem **33** (1936) 51—52 }
17. Philips' Miniwatt Mh. **7** (1933) 1 } Philips Elektrolyt Kondensator.
 idem **13** (1934) 39—40 } Eine neue Ausführung des Flüssigkeits — Elektrolytkondensators.
 idem **26** (1935) 13—16 } Elektrolytkondensatoren.
 idem **45** (1937) 20—21 } Über die Reihenschaltung von Philips Mikrolytkondensatoren.
 idem **48** (1937) 61—64 } Eine Bemerkung über die zulässige Welligkeitsspannung an Mikrolyt kondensatoren.
 idem **65** (1939) 33—38 } Philips Mikrolytkondensatoren.

§ 11

1. Geel, W. Ch. van & A. Claassen. Electrolytische condensatoren. *Philips. Tech. T.* **2** (1937) 65—71.

§ 14

1. Küser, A. Transformatorenbleche ohne Abfall. *Funk Techn. Mh. Heft* **3** (1939) 89.

2. Suchtelen, H. van. Der Entwurf von Anodenspannungsgleichrichtern. Philips „Miniwatt“ Mh. **93** (1942) 13—28. Philips „Miniwatt“ Mh. **94** (1942) 29—48.

§ 15

1. Beatty, R. T. The alternating current inductance of an ironcored coil carrying direct current. Wireless Engr. **XI** (1934) 61—63.
2. Hanna, C. R. Design of Reactances and transformers which carry direct current. Electr. Engng. **46** (1927) 128—131.
3. Pitsch, H. Berechnung einer Siebdrossel des Netzanschlussteils Funk Techn. Mh. Heft **10** (1940) 153—156.

§ 16

1. Bergtold, F. Der Übertrager in Arbeitsweise und Ersatzschaltung. Funk Techn. M. **H 6** (1937) 179—182.
2. Harrison, E. B. Notes on transformer design. Electronics **17** (1944) Feb. 106—107.
3. Koehler, G. The design of transformers for audiofrequency amplifiers with pre-assigned characteristics. Proc. Inst. Radio Engr. **16** (1928) 1742—1770.
4. Koehler, J. W. Niet-lineaire vervormingen van magnetischen oorsprong Philips' Techn. T. **2** (1937) 193—200.
5. Miran, P. Der klirrfaktor des Ausgangsübertragers. F.T.M. **H 3** (1941) 33—38
6. Pastridge, N. Output transformers (the effect of resistance) Wirel. Wld. **44** (1939) 30—31.
7. Pitsch, H. Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers. Funk Techn. M. **H 5** (1937) 143—146.
8. Pitsch, H. Der Frequenzbereich des Ausgangsübertragers. Funk Techn. M. **H 5** (1939) 133—138.
9. Story, J. G. Design of audio-frequency input and intervalve transformers. Wirel Engr. **15** (1938) 69—80.
10. Wünsch, M. Über die Anwendungsmöglichkeiten des Universal-Ausgangsübertragers. Funk Techn. M. **H 3** (1939) 80—84.

§ 17

1. Philips Glimmlichtlampen für Spannungsstabilisierung. Philips „Miniwatt“ Mh. **29** (1935) 12—16.
2. Thomas, D. H. Neon Stabilizer. Wireless Wld. **43** (1938) 55—56.
3. Schröter, F. Die Glimmlampe und ihre Schaltungen. Leipzig, Hachmeister u. Thal (1932).

§ 18

1. Mulder, J. G. W. Stroomregulatorbuizen. Philips' Techn. T. **3** (1938) 74—80.

HOOFDSTUK VIII

GELIJKRICHTBUIZEN EN KEERLAAGGELIJK- RICHTERS

§ 1. Inleiding

Voor het voeden van versterkers heeft men een gelijkspanningsbron nodig. De gloeidraden van de versterkbuizen kunnen als regel wel door wisselstroom worden verhit, maar de anoden en de diverse roosters eisen gelijkspanning. Daar men nu in de practijk in de meeste gevallen de vereiste energie aan een aanwezig wisselspanningsnet wil onttrekken, moet de wisselspanning worden gelijkgericht. Voor dit gelijkrichten beschikt de techniek over vele middelen. Voor L.F. versterkers worden bijna steeds gelijkrichtbuizen gebruikt en wel de typen met gloeikathode. Deze worden dan nog onderscheiden in (gelijkricht)buizen met hoogvacuum en met gasvulling. In veel mindere mate maakt men ook van keerlaaggelijkrichters gebruik.

In dit hoofdstuk worden de gelijkrichtbuizen en keerlaaggelijkrichters behandeld; hierbij is verondersteld, dat de lezer bekend is met de belangrijkste principes die bij het geleiden van de electriciteit in vacuum en in gassen naar voren komen.

§ 2. Gloeikathodegelijkrichtbuizen met hoogvacuum

De hoogvacuumgelijkrichters die men voor het voeden van L.F. versterkers gebruikt, zijn voorzien van een gloeikathode en een of twee anoden. De elektroden bevinden zich in een glazen omhulsel, dat hoog geëvacueerd is, zodat de geleiding alleen door electronenbeweging geschiedt. De electronenstroom gaat van de kathode naar de anode als de eerste negatief en de laatste positief is. In het omgekeerde geval vloeit in het geheel geen stroom.

De gloeikathode is direct of indirect verhit. De direct verhitte kathode bestaat uit een draad van zuiver wofraam, van wolfraam met een zeker gehalte aan thorium, of van een metaal als nikkel, bedekt met bariumoxyde. De specifieke electronenemissie is bij aanwezigheid van een thoriumgehalte, en vooral bij een oxydekathode, groter dan bij zuiver wolfraam. De indirect verhitte kathoden hebben een verhittingselement, bestaande uit een wolfraamspiraal, omgeven door de daarvan electricisch geïsoleerde kathode, die bijv. wordt gevormd door een nikkelen buis die met bariumoxyde is bedekt.

Gelijkrichtbuizen met een indirect verhitte kathode worden vooral gebruikt, als het nodig is tussen de kathode en de gloeidraad een span-

ning aan te leggen. Dit is bijv. het geval bij versterkers met G.S.-W.S. voeding (zie hfdst. IX § 10 en fig. 296).

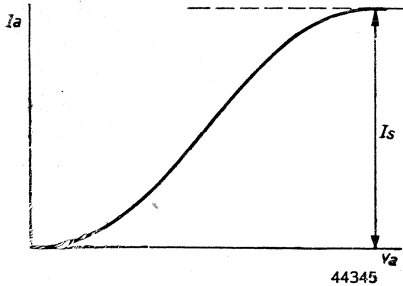


Fig. 258
Stroom-spanningskarakteristiek van een H.V. gelijkrichtbuis. I_s = verzadigingsstroom.

De stroom-spanningskarakteristiek van een hoogvacuum gelijkrichter is in fig. 258 kwalitatief weergegeven. De vrijwel constante waarde die de stroom bij toenemende anodespanning bereikt, noemt men verzadigingsstroom (I_s). De daarbij behorende anodespanning heet verzadigingsspanning. Deze stroom komt overeen met de stroom van electronen die de gloeikathode bij een bepaalde temperatuur kan emitteren. Volgens Richardson be-

draagt deze stroom per eenheid van oppervlak:

$$I_s = a \sqrt{\frac{b}{T}} e^{-\frac{b}{T}} \dots \dots \dots \text{(VIII - 1)}$$

T = absolute temperatuur; a en b zijn constanten die afhangen van het materiaal van de kathode.

Is de anodespanning lager dan de verzadigingsspanning, dan wordt de beweging van electronen naar de anode tegengewerkt door een electronenwolk, de z.g. ruimtelading, die zich rond de kathode vormt (zie blz. 38). In dit onverzadigde gebied volgt de stroom de wet van Langmuir en Schottky:

$$I_a = C V_a^{3/2} \dots \dots \dots \text{(VIII - 2)}$$

Voor het gelijkrichten worden de gelijkrichtbuizen steeds in het niet-verzadigde gedeelte bedreven.

Door de hoge anodespanning is het energieverlies in H.V. gelijkrichtbuizen betrekkelijk groot, of m.a.w. de inwendige weerstand is vrij hoog. Vooral ook om de laatste reden past men voor het voeden van L.F. versterkers met veranderlijke gemiddelde anodesstroom bij voorkeur gelijkrichtbuizen met gasvulling toe.

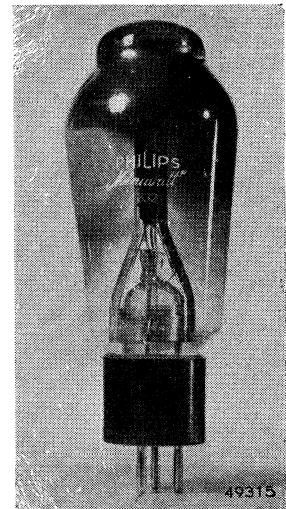


Fig. 259
Foto van de H.V.-gelijkrichtbuis 1852 van Philips.

§ 3. Gloeikathodegelijkrichtbuizen met gasvulling

De gloeikathode van deze gelijkrichtbuizen bestaat veelal uit een draad van een hoogsmeltend metaal, bijv. wolfram, bedekt met een laag bariumoxyde. Er kunnen één, twee of meer anoden aanwezig zijn; buizen met meer dan twee anoden worden voor L.F.versterkers weinig gebruikt. De gasvulling bestaat veelal uit een edelgas, of uit kwikdamp, terwijl de gasdruk, afhankelijk van de spanning hoger of lager gekozen wordt en bijv. enkele mm kwik bedraagt. Wordt bij deze buizen een voldoende hoge spanning tussen de elektroden aangelegd, waarbij de anode positief en de kathode negatief is, dan vormt zich een boogontlading:

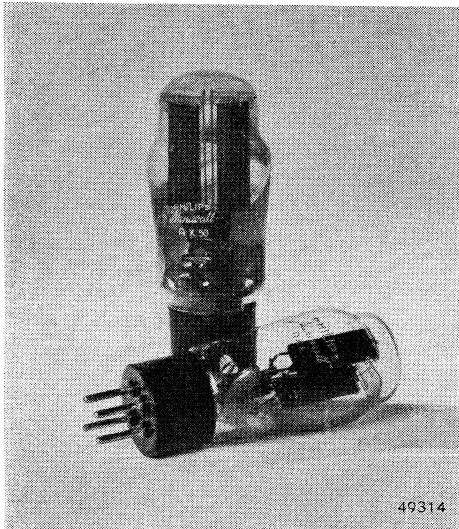


Fig. 260

Foto van de gelijkrichtbuizen met gasvulling AX 50 en AX 51 van Philips.

buis met gasvulling heeft dus een belangrijk lagere inwendige weerstand dan de H.V. gelijkrichtbuis. Nu worden de eindtrappen van moderne versterkers veel uitgevoerd in balansschakeling met *B*- of *A/B*-versterking (zie hfdst. IV). Daarbij is de belasting van het anodevoedingstoestel veranderlijk, zodat de anodespanning belangrijk verandert als de gelijkrichtbuis een hoge inwendige weerstand heeft. Dit veroorzaakt niet alleen een verlaging van het uitgangsvermogen, maar het kan ook tot ontoelaatbare vervorming aanleiding geven.

Vandaar de voorkeur die men voor het voeden van L.F.versterkers aan gelijkrichtbuizen met gasvulling geeft.

Een nadeel van deze buizen is, dat zij door onregelmatigheden in de boogontlading aanleiding kunnen geven tot storingen. Men is soms ge-

de electronengeleiding heeft dan met behulp van de ionen plaats.

Worden de spanningen aan de elektroden omgekeerd, dan ontstaat bij de normale werking op zijn hoogst een glimontlading, waarbij de stroom een veel kleinere waarde heeft. Tegenover de grote waarde van de boogstroom kan men de glimstroom praktisch verwaarlozen, zodat men voor het praktische gebruik ook de gelijkrichtbuizen met gasvulling als zuivere gelijkrichters kan beschouwen.

De boogspanning is vrijwel onafhankelijk van de grootte van de boogstroom; bovendien heeft de boogspanning een lage waarde (bijv. ca. 13 volt). De gelijkricht-

noodzaakt middelen aan te wenden om het optreden van die storingen te vermijden; in IX, § 8 wordt nader hierop ingegaan.

Ook wat betreft de schakeling van het voedingstoestel met afvlakmiddelen bestaat verschil bij het gebruik van gelijkrichtbuizen met H.V. of met gasvulling. Hierop wordt in IX, § 4 gewezen. Bij gebruik van gelijkrichtbuizen met gasvulling moet men er op letten, dat de „tegenspanning”, d.i. de spanning tussen de elektroden bij de niet-stroomdoorlaatfase, niet te hoog wordt. De maximum toelaatbare tegenspanning wordt soms door de fabrikant opgegeven.

§ 4. Voorbeelden van gelijkrichtbuizen met gasvulling en met hoogvacuum

Met de ter beschikking staande gelijkrichtbuizen moet men in staat zijn de eindtrappen te voeden van versterkers met de in II, § 11 genoemde eindbuizen. Wij noemen dan in de eerste plaats de gelijkrichtbuizen met gasvulling, typen AX 1 en AX 50, van Philips. Daar deze buizen met gasvulling in moderne versterkers veel worden gebruikt, zullen wij de volledige gegevens van deze buizen verstrekken.

AX1. Dubbelfazige gelijkrichtbuis met gasvulling

De AX 1 is een dubbelfazige gelijkrichtbuis met gasvulling voor kleine versterkers.

G l o e i d r a a d g e g e v e n s

Gloeidraadvoeding: direct, met wisselstroom

Gloeispanning $V_f = 4,0 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 2,0 \text{ A}$

G r e n s w a a r d e n

Hoogste toelaatbare secundaire wisselspanning van de voedingstransformator bij nullast

$$V_{tr(eff)} = \text{max. } 2 \times 500 \text{ V}$$

Max. afgegeven gelijkstroom

$$I_0 = \text{max. } 125 \text{ mA}$$

Spanningsval in de buis.

$$V_{arc} = \text{max. } 15 \text{ V}$$

Hoogste toelaatbare capaciteit van een condensator over de ingang van de afvlakketen

$$C = \text{max. } 64 \mu\text{F}$$

Bij schakeling van een condensator over de ingang van de afvlakketen:

Minimale gelijkstroomweerstand ¹⁾ in de

$$\text{gelijkstroomkring, bij } C = 64 \mu\text{F} \dots R_t = \text{min. } 200 \Omega$$

Minimale gelijkstroomweerstand in de ge-

$$\text{lijkstroomkring, bij } C = 32 \mu\text{F} \dots R_t = \text{min. } 150 \Omega$$

1) Zie voor deze opgaaft IX, § 4.

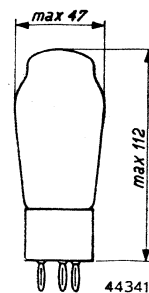


Fig. 261
Afmetingen in mm van de buis AX 1.

Minimale gelijkstroomweerstand in de gelijkstroomkring, bij $C = 16 \mu\text{F}$. . . $R_t = \text{min. } 100 \Omega$.

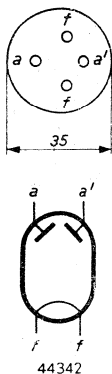


Fig. 262
Rangschikking van de elektroden en de aansluitingen van de voet van de buis AX 1.

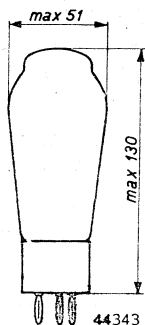


Fig. 263
Afmetingen in mm van de buis AX 50.

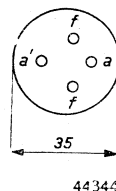


Fig. 264
Rangschikking van de elektroden en de aansluitingen van de voet van de buis AX 1.

AX 50. Dubbelfazige gelijkrichtbuis met gasvulling

De AX 50 is een dubbelfazige gelijkrichtbuis met gasvulling voor tamelijk grote versterkers.

G l o e i d r a a d g e g e v e n s

Gloeidraadvoeding: direct, met wisselstroom.

Gloeispanning $V_f = 4,0 \text{ V}$

Gloeistroom $I_f = 2,0 \text{ A}$

G r e n s w a a r d e n

Hoogste toelaatbare secundaire wisselspanning van de voedingstransformator

bij nullast $V_{tr(eff)} = \text{max. } 2 \times 500 \text{ V}$

Max. afgegeven gelijkstroom $I_0 = \text{max. } 250 \text{ mA}$

Spanningsval in de buis $V_{arc} = \text{max. } 15 \text{ V}$

Hoogste toelaatbare capaciteit van de condensator over de ingang van de afvlakketen $C = \text{max. } 64 \mu\text{F}$

Bij schakeling van een condensator over de ingang van de afvlakketen:

Minimale gelijkstroomweerstand ¹⁾ in de gelijkstroomkring, bij $C = 64 \mu\text{F}$. . . $R_t = \text{min. } 200 \Omega$

Minimale gelijkstroomweerstand in de gelijkstroomkring, bij $C = 32 \mu\text{F}$. . . $R_t = \text{min. } 150 \Omega$

Minimale gelijkstroomweerstand in de gelijkstroomkring, bij $C = 16 \mu\text{F}$. . . $R_t = \text{min. } 100 \Omega$.

1) Zie voor deze opgave IX, § 4.

Met de gelijkrichtbuizen AX 1 en AX 50 kan men verscheidene eindtrappen bedrijven, bijv. eindtrappen met de buizen 4654 (bij 400/425 V), 4682, 4683, 4689, 4694, 4699, E 406 N (bij 425 V), E 408 N, E 443 N, EL 50 (bij 400/425 V) F 443 N (bij 300/300 V).

Voor de eindbuizen die een hogere anodespanning vorderen, kan men de gelijkrichtbuizen DCG 2/500 en DCG 4/1000 gebruiken.

Van de H.V. gelijkrichtbuizen die voor L.F.versterkers in aanmerking komen, noemen wij de typen 1832, een eenfazige buis voor 700 volt 120 mA, en 4686, een eenfazige buis voor 1000 volt 75 mA. Door deze buizen in de z.g. Greinacher-schakeling te gebruiken, verkrijgt men de dubbele anodespanning. De belangrijkste gegevens van deze buizen vindt men in onderstaande tabel M verenigd.

TABEL M. *Gegevens van gelijkrichtbuizen*

Type	Max. afmetingen mm	Buisvoet	Soort	Kathodegegevens		
				Verhitting	Gloeisp. V	Gloeistr. A
DCG 2/500	126 × 48	Edison	gas	direct	2,0	4,5
DCG 4/1000	147 × 49,5	Edison	gas	direct	2,5	4,8
1832	145 × 60	H 35	H.V. eenf.	direct	4,0	1,3
4686	145 × 60	W 42	H.V. eenf.	direct	4,0	1,3

Anodegegevens

Max. effect. anode-wisselsp. V	Max. tegensp. V	Afgegeven gelijksp., gem. waarde V	Afgegeven gelijkstr. per anode mA	Toelaatbare topwaarde v. d. anodestr. A	Max. ingangscapaciteit v/h filter μF
2250	6300	2000	250	1,0	32
3500 ¹⁾	10000	3150	250	1,0	
700			120		
1000			75		

§ 5. Keerlaaggelijkrichters

Keerlaaggelijkrichters zijn opgebouwd uit een of meer cellen of ventielen, elk bestaande uit een halfgeleider en een metaal, waartussen zich een dun isolerend laagje (keerlaag) bevindt (fig. 265).

Een dergelijk samenstel heeft de eigenschap, dat een elektrische stroom in de richting van het metaal naar de halfge-

1) Bij tweefazige gelijkrichting per anode.

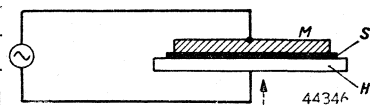


Fig. 265

Schema van een keerlaagventiel. M = metaal, S = isolator (keerlaag, met een dikte van de orde van 10^{-5} cm) H = halfgeleider. De pijl geeft de doorlaatrichting aan.

leider (keerrichting) een veel grotere weerstand ondervindt dan in de omgekeerde richting (doorlaatrichting). Deze werking van de keerlaaggelijkrichter kan als volgt kort worden verklaard.

Het verschil tussen een metaal, een isolator en een halfgeleider bestaat hierin, dat het metaal veel, de isolator geen en de halfgeleider weinig vrije electronen (bijv. 1/1000 van het aantal atomen) bevat. Een metaal geleidt diensgevolge de elektrische stroom goed, een halfgeleider slecht en een isolator over het algemeen niet.

Toch kan onder bepaalde omstandigheden ook een isolator een elektrische stroom doorlaten. Het is daartoe nodig, dat vrije electronen in de isolator gebracht worden, en dit is het geval als door een zeer sterk elektrisch veld electronen uit het aangrenzende electrode-oppervlak worden vrijgemaakt. Hetzelfde verschijnsel doet zich voor als een voldoende hoge spanning wordt aangelegd tussen elektroden in vacuum. De veldsterkte die vereist wordt om electronen uit een koude electrode vrij te maken, bedraagt ca. 10^7 V/cm. Bij de keerlaaggelijkrichter treedt inderdaad een zo hoge veldsterkte op: de keerlaag heeft een dikte van ca. 10^{-5} cm, men heeft dus bij een spanning van 10 V een veldsterkte van 10^6 V/cm, maar het oppervlak van de elektroden is niet geheel vlak; er zijn vrijwel altijd punten aanwezig, waardoor plaatselijke concentraties van het veld optreden, zodat de veldsterkte op die plaatsen gemakkelijk met een factor 10 wordt verhoogd.

De veel geringere concentratie van vrije electronen in de halfgeleider is oorzaak van het feit, dat de stroom van electronen, die uit het oppervlak van een halfgeleider als kathode vrijkomt, veel kleiner is, dan indien het metaal kathode is. De electronenstroom van het metaal als kathode naar de halfgeleider als anode, is derhalve vele malen groter dan in omgekeerde zin.

Voor de metalen electrode van keerlaaggelijkrichters kiest men gewoonlijk een metaal, waarop door oxydatie aan de lucht vanzelf een oxyde laag ontstaat, die als keerlaag kan dienen. Dergelijke metalen zijn koper, aluminium, zirconium, selenium. Voor de halfgeleider komen slecht geleidende metaalverbindingen in aanmerking, met name oxyden, sulfiden en jodiden, bijv. kopersulfide, koperoxyduul, loodsulfide.

De eerste keerlaaggelijkrichter die praktische betekenis verwierf, was de koperoxyduulgelijkrichter. Deze wordt als volgt gefabriceerd. Men verhit een plaat zuiver koper in de lucht, zó dat het koper zich bedekt met een laag koperoxyduul (Cu_2O). Koperoxyduul is een isolator, maar door een geschikte warmtebehandeling neemt het zuurstof uit de lucht op en wordt het tot halfgeleider. Op de grenslaag van het koperoxyduul en het koper heeft diffusie van atomen plaats, zodat de samenstelling geleidelijk verandert van Cu_2O met een overmaat van zuurstof, tot

zuiver koper. Er is dus een laag van zuiver Cu_2O aanwezig en deze laag vormt de sperlaag.

Door Philips en anderen wordt een keerlaaggelijkrichter vervaardigd met selenium als halfgeleider. Selenium is een stof die in verschillende modificaties voorkomt. Eén daarvan, een grauwe kristallijne modificatie, kan als halfgeleider dienst doen. Daar het selenium in deze vorm zeer bros is, brengt men het aan op een metalen grondplaat. Bij de warmtebehandeling die nodig is om de grauwe kristallijne modificatie te verkrijgen, vormt zich nu tevens een isolerende laag op het vrije oppervlak van het selenium, die als keerlaag dienst doet. Op de keerlaag wordt een dunne laag metaal aangebracht, en wel een laagsmeltende legering van tin, cadmium en bismuth. Deze laag wordt door middel van een contactveer met een toevoerdraad verbonden; de andere toevoerdraad wordt aan de grondplaat bevestigd.

De stroom-spanningskarakteristiek van een seleenventiel is in fig. 266 weergegeven.

Men ziet, dat de stroom in de doorlaatrichting niet samenvalt met de verticale as. Dit betekent, dat de sperlaaggelijkrichter ook in de doorlaatrichting een zekere weerstand heeft. Hierdoor treedt bij het bedrijf een verlies op, waardoor de gelijkrichter wordt verwarmd. In de keerrichting treedt een veel kleinere stroom, de „lekstroom” op. Een ideale gelijkrichter, als een H.V. gelijkrichtbuis, is een seleenventiel dus niet. Ook door de lekstroom treedt bij het bedrijf een verlies in het ventiel op; dit verwarmt het ventiel, maar in veel mindere mate dan de stroom in de doorlaatrichting.

In normale gevallen bedraagt het keerverlies 5—10% van het doorlaatverlies. Verhoogt men de negatieve spanning aan het ventiel, dan neemt vanaf een bepaalde spanning de lekstroom sterk toe, hetgeen er op wijst, dat bij een geringe verdere verhoging van de spanning doorslag

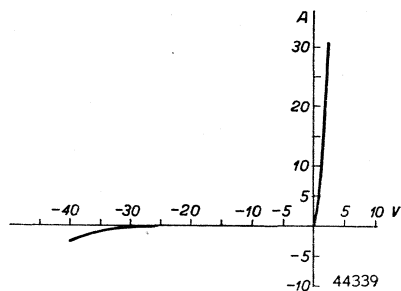


Fig. 266

Stroom-spanningskarakteristiek van een seleenventiel.

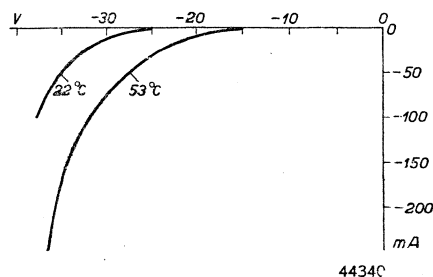


Fig. 267

Keer karakteristieken van een seleenventiel met een werkzaam oppervlak van 90 mm^2 , bij verschillende temperaturen.

TABEL N. Gegevens voor gelijkrichtschakelingen.

	A	B	C
1			$2\sqrt{2}$
2			$2\sqrt{2}$
3			$\sqrt{2}$
4			$2\sqrt{2}$
5			$\sqrt{2}$

In kolom A zijn enkele veel gebruikte gelijkrichtschakelingen aangegeven: 1 is de eenfazige gelijkrichting, 2 de tweefazige sterpuntschakeling, 3 de tweefazige Grätzsckakeling (waarbij de spanning in beide periodenhelften wordt gelijkgericht). Kolom B toont het verloop van de gelijkgerichte spanning. In kolom C staat de verhouding tussen de topspanning, die bij nullast op een ventiel komt te staan, en de effectieve transformatorspanning (V). Van de kolommen wordt in IX, § 6 gebruik gemaakt.

zou optreden. Hoe hoger de temperatuur van het ventiel, hoe eerder treedt doorslag op. Fig. 267 toont duidelijker dan 266 het verloop van de lekstroom in de gevaarlijke zône.

Men ziet daaruit, dat de gevaarlijke spanning voor seleenventielen ligt bij ongeveer 35 volt. Bij het practisch gebruik van seleengelijkrichters moet men er voor waken, dat deze spanning wordt overschreden en dat de temperatuur door de optredende verliezen te hoog oploopt. Bij de Philips seleenventielen mag de temperatuur tot 65° C oplopen.

Om een complete gelijkrichter te verkrijgen, kunnen de ventielen in verschillende schakelingen worden gecombineerd, naargelang van de vereiste spanningen en stromen kan men bovendien een overeenkomstig aantal ventielen in serie of parallel schakelen.

In de tabel op blz. 310 zijn de gegevens van een aantal gebruikelijke gelijkrichtschakelingen verstrekt.

Seleenventielen worden met en zonder koelplaten geleverd. Fig. 268 is een foto van een gelijkrichter van Philips zonder koelplaten. Keerlaaggelijkrichters bieden het voordeel, dat zij generlei toezicht in het bedrijf behoeven en steeds bedrijfsklaar zijn. In de practijk worden zij gebruikt waar deze eigenschappen tot hun recht komen, bijv. voor het voeden van tele-

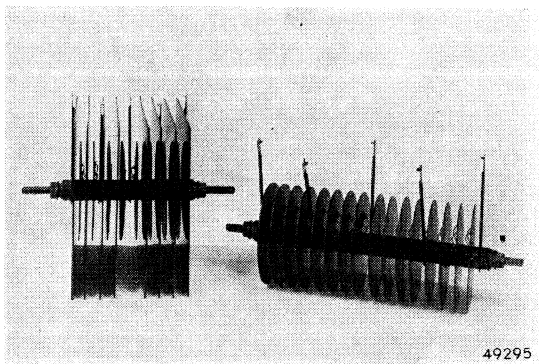


Fig. 268

Seleengelijkrichter zonder koelplaten in Grätzschakeling (tabel N). Er zijn in elke tak 4 ventielen in serie geschakeld.

fooninstallaties en andere signaalinstallaties. Voor het laden van accu's van lage spanning en voor het galvanisch verchromen bieden keerlaaggelijkrichters het voordeel, dat zij een beter rendement mogelijk maken dan bij gelijkrichtbuizen het geval is.

Voor L.F. versterkers worden keerlaaggelijkrichters weinig gebruikt. Waar men echter bijzondere waarde hecht aan bovengenoemde voordelen kunnen zij tot hun recht komen.

LITTERATUUR

§ 2 en 3

1. Dryvesteyn, J. & J. G. W. Mulder. Physische grondslagen van met gas gevulde gelijkrichtbuizen met gloeikathoden. Philips' Techn. T. **2** (1937) 122—128.
2. Güntherschulze, A. & Germershausen, W. Übersicht über den heutigen Stand der Gleichrichter. Leipzig, Hartmeister & Thal. (1925).

3. Jolley, L. B. W. Alternating current rectification. London, Chapman & Hall. (1926).
4. Leblanc, M. Redresseurs à cathode incandescente. *Electricité* **26** (1942) **92**, 241—245. *Electricité* **27** (1943) **93**, 20—22.
5. Müller-Uhlenhoff. Elektrische Stromrichter. Braunschweig, Vieweg & Sohn. (1940).

§ 5

1. Duinker, D. M. Het gebruik van seleenventielen in gelijkrichters. *Philips' Techn. T.* **5** (1940) 200—209.
2. Van Geel, W. Ch. Sperlaaggelijkrichters. *Philips' Techn. T.* **4** (1939) 104—110.
3. Maier, K. Trockengleichrichter. München—Berlin (1938).
4. Maier, K. Der Selen-Trockengleichrichter. *Helios, Lpz.* **47** (1941) 361—364.
5. Richards, E. A. The characteristics and applications of the selenium rectifier. *J. Instn. Electr. Engrs., Part II*, **88** (1941) 423—442.
6. Williams, A. L. & L. E. Thomson. Metal rectifiers. *J. Instn. Electr. Engrs. Part I*, **88** (1941) 353—383.

HOOFDSTUK IX

VOEDINGSTOESTELLEN

§ 1. Inleiding

Een belangrijk deel van een complete L.F. versterker wordt gevormd door het voedingstoestel. Verreweg het grootste deel van de L.F. versterkers wordt gevoed uit een wisselstroomnet. De gloeidraden van de buizen kan men via een gloeistroomtransformator op het net aansluiten, maar voor het voeden van de anoden en andere elektroden van de versterkerbuizen moet de wisselspanning worden gelijkgericht. En daar hierbij geen zuivere gelijkspanning, maar een gelijkspanning waarop een wisselspanning is gesuperponeerd, verkregen wordt, moeten middelen worden aan gewend om deze z.g. rimpelspanning tot een toelaatbaar niveau te verzwakken. Indien men deze z.g. afvlakking achterwege laat, zou in de luidsprekers een hinderlijke brom hoorbaar worden. Maar ook in ander opzicht kan het voedingstoestel storend op de L.F. versterker inwerken, bijv. doordat electromagnetische velden spanningen in de L.F. ketens induceren of doordat wisselende potentialen langs capacatieve weg op delen van de L.F. versterker worden overgedragen. Ook deze storingen moeten zoveel mogelijk worden bestreden, en daar het tegenwoordig gebruikelijk is, de voedingstoestellen met de L.F. versterkers tot één geheel te verenigen, zodat de afstand tussen de storende elementen en de daarvoor gevoelige delen gering is, de eisen betreffende storingsvrijheid steeds hoger worden gesteld en ten slotte de ingangsgevoeligheid in sommige gevallen zeer gering is, vormt het opheffen van de storingen een moeilijk en belangrijk element bij het ontwerpen van een voedingstoestel. Het voedingstoestel vormt, alles tezamen genomen, een groot deel van de complete versterker; de kostprijs er van bedraagt in vele gevallen meer dan de helft van de totale prijs. Het is van groot belang, dat het voedingstoestel oordeelkundig en economisch wordt ontworpen, zodat wij aan dit onderwerp dan ook meer aandacht zullen schenken, dan in werken over L.F. versterking over het algemeen gebruikelijk is. Wij behandelen in dit hoofdstuk de hoofdpunten van de theorie van gelijkrichters met gelijkrichtbuizen met hoogvacuum of met gasvulling en met keerlaagventielen (§ 2—6). Het afvlakken van rimpelspanningen en het opheffen van storingen wordt in afzonderlijke paragrafen (7 en 8) beschreven, terwijl in § 9 over de constructie van voedingstoestellen, aangesloten op wisselstroomnetten, enige opmerkingen worden gemaakt.

Staat een gelijkstroomnet voor de voeding van de L.F. versterker ter beschikking, dan bestaat de mogelijkheid, dat de versterker rechtstreeks

uit dit net gevoed wordt, zodat een voedingstoestel overbodig is. Maar ook in dit geval moet men middelen toepassen om de storingen uit het net op te heffen. Zoals in § 10 zal blijken, kan het, ook bij aansluiting op een gelijkstroomnet, aanbeveling verdienen, een voedingstoestel te gebruiken, en dit is in elk geval nodig voor verplaatsbare toestellen in streken waar zowel gelijkstroom- als wisselstroomnetten voorkomen. Daarvoor dienen de gelijkstroom-wisselstroomtoestellen, die eveneens in § 10 worden beschreven.

In sommige gevallen worden accu's van lage spanning, bijv. 6 en 12 V, als voedingsbronnen ge gebruikt (§ 11); de accuspanning kan dan wel rechtstreeks voor het voeden van gloeidraden worden benut, maar voor het voeden van anoden en schermroosters moet de gelijkspanning worden verhoogd. Hiervoor gebruikt men vibratoren (§ 12) of omvormers (§ 13). Ten slotte worden in speciale gevallen, voor kleine gemakkelijk draagbare toestellen, batterijen als voedingsbronnen gebruikt. Hierover vindt men in § 11 enkele opmerkingen.

§ 2. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met H.V.-buizen en met buffercondensator ¹⁾

Het principeschema van een anodespanningstoestel met éénfazige gelijkrichting door een H.V.-buis, en met buffercondensator is in fig. 269

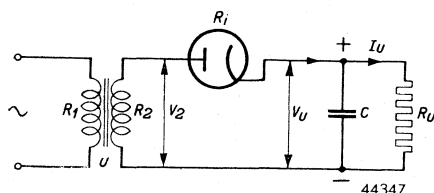


Fig. 269

Principeschema van een éénfazige gelijkrichter met buffercondensator.

V_2 = sec. transformatorspanning

V_u = gelijkspanning.

weergegeven. Bij het beschouwen van deze schakeling zullen wij voorlopig veronderstellen, dat de capaciteit van de buffercondensator oneindig groot is, zodat de gelijkspanning aan deze condensator, bij een bepaalde belasting van de gelijkrichter, door de belastingweerstand R_u , een bepaalde constante waarde heeft. Ook zullen wij aannemen dat de transformator spreidingloos is,

zodat alleen de gelijkstroomweerstand van de primaire en secundaire wikkelingen in rekening worden gebracht. De totale weerstand van de transformator, secundair overgebracht, is dus $R_{t2} = R_2 + u^2 \cdot R_1$ (zie blz. 286).

De stroom door de H.V. buis begint pas te vloeien als de anode positief is ten opzichte van de kathode, d.w.z. als de momentele waarde van de secundaire transformatorspanning V_2 de gelijkspanning V_u overtreft. In fig. 270 is het verloop van de spanning weergegeven. Op het tijd-

¹⁾ Verschillende gegevens en figuren uit de §§ 2, 3, 4 en 5 zijn overgenomen uit: Philips Monatshefte, nrs. 22, 23, 25, 72, 93 en 94.

stip t_1 , als $V_2 = V_{2m} \sin \omega t$ gelijk is aan V_u , begint de stroom te vloeien tot aan het tijdstip t_2 . De momentele waarde van de stroom door de buis wordt bepaald door het spanningoverschot $V_{2m} \sin \omega t - V_u$ en de totale weerstand R_{tot} in de secundaire kring. De totale weerstand bestaat uit de som van de transformatorweerstand R_{t2} en de inwendige weerstand R_i van de buis. Daar de $I_a - V_a$ karakteristiek van een H.V.-buis geen rechte lijn is (zie fig. 258), hangt R_i af van de grootte van de spanning aan de buis. Brengt men deze veranderlijke R_i in rekening, dan komt men tot een vrij gecompliceerde afleiding.

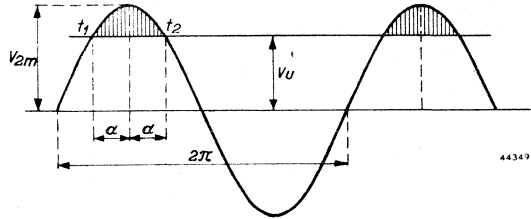


Fig. 270

Verloop van de spanning V_2 en V_u van de schakeling fig. 269, als functie van de tijd. De gearceerde delen geven het spanningoverschot aan waardoor de stroom door de g.r.buis wordt bepaald.

Voor de practijk kan men met goede benadering een gemiddelde constante waarde voor R_i invoeren. Volgens Holzwarth (zie litter. § 2—5, 3) is deze vervangingswaarde ($R_{i,verv.}$) van R_i gelijk aan $1,13 \times$ de waarde van R_i voor de topwaarde van de spanning aan de buis $V_{2m} - V_u$, waarbij verondersteld is dat de anodestroom met de $3/2$ macht van de anodespanning varieert (zie blz. 303). Bij benadering is dit laatste bij de meeste H.V.buizen het geval.

$$I_a = C \cdot V_a^{3/2} \dots \dots \dots (IX - 1)$$

Bij de topwaarde van de spanning is

$$I_{top} = C \cdot (V_{2m} - V_u)^{3/2}$$

De inwendige weerstand is dan

$$R_{i_{top}} = \frac{V_{2m} - V_u}{I_{top}} = \frac{1}{C (V_{2m} - V_u)^{1/2}}$$

Hieruit volgt

$$R_{i,verv.} = \frac{1,13}{C (V_{2m} - V_u)^{1/2}} \dots \dots \dots (IX - 2)$$

Nu is V_{2m} en I_{top} van te voren niet bekend. Voor het ontwerp maakt men gebruik van de inwendige weerstand $R_{i,u}$ van de buis als $I_a = I_u$, daar I_u (= de te leveren gelijkstroom) van te voren wél bekend is. Zoals zal blijken, is I_{top} bij benadering $= 6 \times I_u$. Uit (XI - 1) volgt, dat

$$\frac{R_{i,u}}{R_{i_{top}}} = \left(\frac{I_{top}}{I_u} \right)^{1/3} = \sqrt[3]{6} = 1,82$$

$$R_{i,verv.} = \frac{1,13}{1,82} R_{i,u} \approx \underline{0,62} R_{i,u}$$

Heeft men V_2 gevonden, dan kan men verifiëren of voor $R_{i,verv.}$ de juiste waarde is ingevoerd.

De totale weerstand in de secundaire kring kan men nu voorstellen door

$$R_{tot} = R_{tr} + R_{i,verv.}$$

Komt nog een vaste weerstand in de secundaire kring voor, dan moet men, zoals vanzelf spreekt, R_{tot} met de waarde daarvan verhogen. De momentele waarde van de stroom door de gelijkrichter is:

$$i_b = \frac{V_{2m} \sin \omega t - V_u}{R_{tot}} \dots \dots \dots (IX - 3)$$

Ter berekening van de verhouding tussen V_2 en V_u volgen wij een benaderingsmethode, die in Philips „Miniwatt” Monatsh. Nr. 22 (1935) 1 is aangegeven.

De lading die gedurende elke periode aan de condensator wordt toegevoerd, is

$$Q = \int_{t_1}^{t_2} i_b dt = \int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{2m} \sin \omega t - V_u}{R_{tot}} dt \dots \dots (IX - 4)$$

Daar de spanning aan de condensator constant blijft, moet dezelfde hoeveelheid electriciteit door de gelijkstroom I_u worden afgevoerd. Hieruit volgt de betrekking

$$\int_{t_1}^{t_2} i_b dt = I_u T \dots \dots \dots (IX - 5)$$

De integraal $\int_{t_1}^{t_2} (V_{2m} \sin \omega t - V_u) dt$ komt overeen met het oppervlak van het gearceerde gedeelte in fig. 270. Bij goede benadering kan men de top van een sinuskrumme zelf als een halve sinus beschouwen. Zó beschouwd is het oppervlak van het gearceerde stuk:

$\int_0^{T_1/2} h \sin \omega t dt$, waarin T_1 gelijk is aan de tijd $t_2 - t_1$, zodat

$$T_1 = \frac{2a}{\pi} T \text{ en } h = V_{2m} - V_u.$$

$$\int_0^{T_1/2} h \sin \omega t dt = \frac{2h}{\omega} = \frac{hT_1}{\pi} = (V_{2m} - V_u) \frac{2aT}{\pi^2} \dots (IX - 6)$$

Uit (IX - 3), -5) en -6) volgt nu

$$\frac{V_{2m} - V_u}{R_{tot}} \cdot \frac{2aT}{\pi^2} = I_u T.$$

Bij een n -fazige gelijkrichter wordt n maal per periode een stroomstoot toegevoerd, zodat daarvoor geldt

$$\frac{V_{2m} - V_u}{R_{tot}} \cdot \frac{2aT}{\pi^2} \cdot n = I_u T.$$

Daar $\frac{V_n}{V_{2m}} = \sin\left(\frac{\pi}{2} - a\right) = \cos a$, volgt hieruit

$$a \left(\frac{1}{\cos a} - 1 \right) = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{R_{tot}}{n R_u} \dots \dots \dots \text{(IX - 7)}$$

De hoek a of de oplaadtijd $t_2 - t_1$ hangt dus alleen af van de verhouding tussen de totale weerstand in de secundaire kring R_{tot} en de belastingsweerstand R_u en niet van de spanningen. In fig. 271 is de afhankelijkheid van het tijdsverloop $t_2 - t_1$ ten opzichte

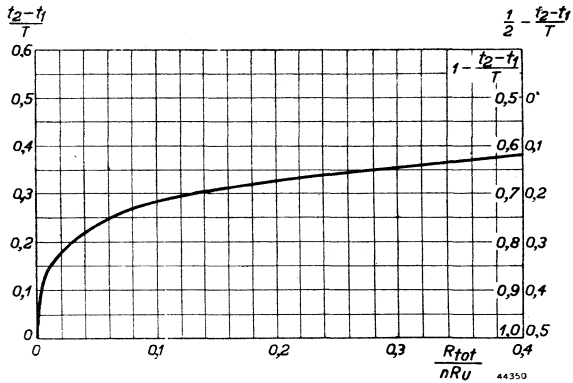


Fig. 271

van de verhouding $\frac{R_{tot}}{nR_u}$ grafisch uitgezet.

Heeft men a gevonden, dan volgt daaruit ook

$$\cos a = \frac{V_u}{V_{2m}}.$$

In fig. 272 is de verhouding van de gelijkspanning V_u tot de effectieve secundaire transformatorspanning V_2 als functie van $\frac{R_{tot}}{nR_u}$ uitgezet.

In werkelijkheid is de condensator C niet oneindig groot. Gedurende de onlaadtijd daalt de spanning dus aan de condensator, om in de laadtijd weer tot de oorspronkelijke waarde terug te keren. In fig. 273 is het verloop van de spanning aan de condensator in dit geval weergegeven. Het is duidelijk dat de voorafgaande afleiding voor $C = \infty$ nu niet

Kromme die de verhouding weergeeft van de oplaadtijd tot de tijd van een volledige periode, nl. $\frac{t_2 - t_1}{T} = \frac{a}{\pi}$ als functie van de verhouding $\frac{R_{tot}}{nR_u}$. De kromme dient tevens voor het berekenen van de rimpelspanning, door voor eenfazige gelijkrichting het bedrag $1 - \left(\frac{t_2 - t_1}{T}\right)$ en voor tweefazige gelijkrichting het bedrag $\frac{1}{2} - \left(\frac{t_2 - t_1}{T}\right)$ af te lezen.

meer geldt. In de practijk is de capaciteit, vooral bij gebruik van electrolytische condensatoren, toch wel zo groot dat deze afleiding als goede benaderingsmethode mag worden gevolgd. De fout die men daarbij maakt, bedraagt niet meer dan enkele procenten.

Wel ontstaat nu aan de buffercondensator een *rimpelspanning* met de amplitude $\frac{1}{2} \Delta V_u$, waarmede men terdege rekening moet houden. De daling van de spanning ΔV_u bij het ontladen is gegeven door de betrekking:

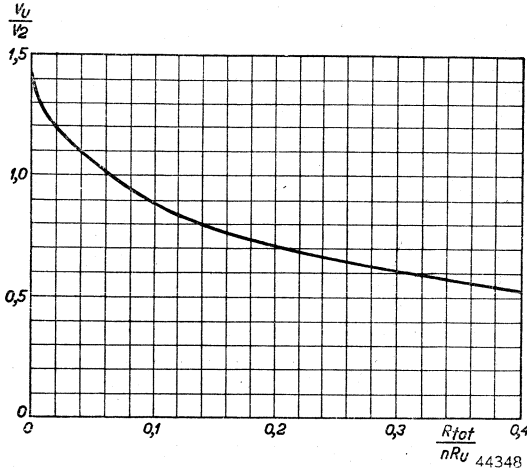


Fig. 272

Kromme die de verhouding $\frac{V_u}{V_2}$ als functie van de verhouding $\frac{R_{tot}}{nR_u}$ weergeeft.

$$\Delta V_u = \frac{\text{afgevoelde lading}}{\text{capaciteit}} = \frac{I_u \{ T - (t_2 - t_1) \}}{C}$$

Hieruit volgt

$$\frac{1}{2} \Delta V_u = \frac{I_u \left\{ 1 - \frac{(t_2 - t_1)}{T} \right\}}{2 C f}, \text{ waarin } f = \text{netfrequentie. (IX - 8)}$$

Bij tweefazige gelijkrichting verloopt de spanning volgens fig. 274. Nu is

$$\frac{1}{2} \Delta V_u = \frac{I_u \left\{ 0,5 - \frac{(t - t_1)}{T} \right\}}{2 C f} \dots \dots \dots \text{(IX - 9)}$$

Men kan voor een bepaalde verhouding $\frac{R_{tot}}{nR_u}$ de factoren $1 - \frac{(t_2 - t_1)}{T}$

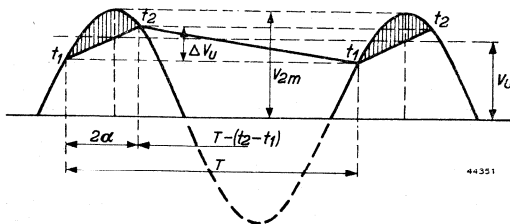


Fig. 273

Verloop van de gelijkspanning aan de buffercondensator bij eenfazige gelijkrichting, indien de capaciteit niet ∞ is. Er ontstaat een rimpelspanning met de amplitude $\frac{1}{2} \Delta V_u$.

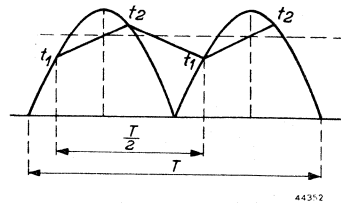


Fig. 274

Verloop van de gelijkspanning aan de buffercondensator bij tweefazige gelijkrichting, indien de capaciteit niet ∞ is.

voor éénfazige en $0,5 \frac{(t_2 - t_1)}{T}$ voor tweefazige gelijkrichting uit fig. 271 aflezen en aldus voor beide gevallen $\frac{1}{2} \Delta V_u$ bepalen. Daarbij blijkt dat voor een breed gebied van $\frac{R_{tot}}{nR_u}$ deze factoren vrijwel constant blijven.

Met ruwe benadering kan men $1 - \frac{(t_2 - t_1)}{T} = 0,75$ en $0,5 - \frac{(t_2 - t_1)}{T} = 0,25$ stellen.

Zoals uit fig. 273 en 274 te zien is, heeft de rimpelspanning geen sinusvormig verloop. Men kan de kromme van de rimpelspanning volgens een reeks van Fourier ontbinden en vindt dan de amplituden van de grondgolf en de hogere harmonischen. Volgens Hütte, Taschenbuch des Ingenieurs, deel II, vindt men voor een kromme van de gedaante van fig. 274, indien deze symmetrisch is, wat bij tweefazige gelijkrichting practisch het geval is, dat de amplituden als volgt zijn te berekenen:

$$\text{grondgolf} \quad : \quad V_{1m} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{1}{2} \Delta V_u = \text{ca. } 0,8 \times \frac{1}{2} \Delta V_u;$$

$$2\text{de harmonische} : V_{2m} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{2} \Delta V_u;$$

$$3\text{de harmonische} : V_{3m} = \frac{1}{3\pi} \cdot \frac{1}{2} \Delta V_u.$$

Nu worden de hogere harmonischen door het filter dat, tot vermindering van de spanningrimpel, op de buffercondensator volgt, sterker afgevlakt dan de grondharmonische. De afvlakking is nl., bij gebruik van een L-C-filter ongeveer evenredig met het kwadraat van de frequentie (zie § 7) en de 2de harmonische wordt derhalve $4 \times$, de 3de harmonische $9 \times$ zo sterk afgevlakt. Vandaar dat men in de regel er mee kan volstaan alleen de grondharmonische in rekening te brengen. Bij éénfazige gelijkrichting is de frequentie van de grondgolf = 50 en bij tweefazige gelijkrichting is zij = 100.

Voor de effectieve waarden van de grondgolf van de rimpelspanning vindt men bij éénfazige gelijkrichting

$$V_r \approx \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_u}{2 C f} \left\{ 1 - \frac{(t_2 - t_1)}{T} \right\} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,75}{100} \frac{I_u}{C} \quad (\text{IX} - 10)$$

of $\underline{V_r}$ per mA en per $\mu\text{F} = \text{ca. } 4 \text{ V}$,

bij tweefazige gelijkrichting

$$V_r \approx \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_u}{2 C f} \left\{ 0,5 - \frac{t_2 - t_1}{T} \right\} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,25}{100} \frac{I_u}{C} \quad (\text{IX} - 11)$$

of $\underline{V_r}$ per mA en per $\mu\text{F} = \text{ca. } 1,5 \text{ V}$.

Bij het ontwerpen is het voorts belangrijk dat men de effectieve waarde van de stroom door de gelijkrichtbuis en de topwaarde van die stroom kent.

De gemiddelde waarde van deze stroom is bij eenfazige gelijkrichting = I_u en bij twee fazige gelijkrichting = $\frac{1}{2} I_u$. Beschouwt men de top van de sinus-kromme in fig. 270 weer als een volledige halve sinus-kromme (zie 316), dan volgt hieruit voor de topstroom de afhankelijkheid

$$\frac{2\alpha T}{\pi^2} \cdot i_{top} = I_u \cdot T$$

$$i_{top} = \frac{\pi^2}{2\alpha} \cdot I_u$$

Voor n -fazige gelijkrichting is

$$i_{top} = \frac{\pi^2}{2\alpha} \cdot \frac{I_u}{n} \dots \dots \dots (IX - 12)$$

Uit fig. 270 kan men α berekenen.

Zoals wij reeds eerder opmerkten, varieert α tussen betrekkelijk nauwe grenzen. Bij ruwe benadering is $\frac{\alpha}{\pi} = 0,25$ en $i_{top} = \text{ca. } 6 \times \frac{I_u}{n}$.

De effectieve waarde van een stroom volgt uit de integraal

$$I_{eff} = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt$$

Door het verloop van i_b weer als een volledige halve sinus-kromme te beschouwen, vindt men

$$I_{eff} = i_{top} \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}} = \frac{I_u}{n} \sqrt{\frac{\pi^3}{8\alpha}} = \frac{I_u}{n} \cdot f_v \dots \dots (IX - 13)$$

$$f_v = \text{vormfactor} = \sqrt{\frac{\pi^3}{8\alpha}}$$

Bij ruwe benadering is $\alpha/\pi = 0,25$, waaruit blijkt dat

$$I_{eff} = \text{ca. } 2,2 \cdot \frac{I_u}{n}$$

De effectieve waarde van de stroom door de gelijkrichtbuis is derhalve bij benadering gelijk aan $2,2 \times$ de gelijkstroom per anode. Deze effectieve waarde van de stroom die door de secundaire wikkeling van de transformator vloeit, moet men kennen, omdat de verwarming van de secun-

daire wikkeling er door wordt bepaald en de grootte van de transformator ervan afhangt.

Kort samenvattend, kan men de gang van het ontwerp van een gelijkrichter met een H.V.buis en een buffercondensator als volgt omschrijven. De gelijkspanning V_u en de af te nemen gelijkstroom I_u zijn gegeven. Hieruit volgt $R_u = V_u/I_u$.

Men kiest tussen één- of tweefazige gelijkrichting en maakt een keuze uit de ter beschikking staande gelijkrichtbuisen. Met de I_a — V_a karakteristiek van de gekozen gelijkrichtbuis berekent men voor I_u de waarde van de inwendige weerstand $R_{i,u}$ en stelt $R_{i,verv.} = 0,62 R_{i,u}$.

De totale secundaire weerstand van de transformator wordt geschat, zodat $R_{tot} = R_{tr} + R_{i,verv.}$ gevonden is.

Daarmede is ook de verhouding $\frac{R_{tot}}{nRu}$ bekend, zodat men uit fig. 272 de verhouding $\frac{V_u}{V_2}$ kan aflezen.

Men gaat na of de gevonden secundaire wisselspanning V_2 en de topstroom $i_{top} = 6 \times I_u/n$ voor de gekozen buis toelaatbaar zijn. Door gebruik te maken van fig. 271 kan men desgewenst i_{top} corrigeren en nagaan of de vormfactor bij voldoende benadering op 2.2 kan worden gesteld.

Het aantal voltampères, waarvoor de transformator moet worden ontworpen, is gelijk aan het gemiddelde van de primaire en secundaire voltampères $= \frac{VA_1 + VA_2}{2}$.

Bij tweefazige gelijkrichting is

$$VA_2 = 2 \times V_2 \times I_{2eff} = 2 \times V_2 \times 2.2 I_u/2$$

$$VA_1 = V_1 \times I_1 \times 1.1 \text{ (factor 1.1 voor de magnetiseringsstroom).}$$

De primaire stroom I_1 is $\frac{V_2}{V_1} \cdot I_{2eff} \sqrt{2}$, hetgeen op de volgende wijze kan worden aangetoond. De primaire wikkeling voedt twee secundaire wikkelingen en er zijn dus 2 stroomstoten $\frac{V_2}{V_1} \cdot I_{2eff}$ per periode. De hierdoor veroorzaakte verwarming is gelijk aan de verwarming door de primaire stroom I_1 , dat wil zeggen $2 I_{2eff}^2 \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 = I_1^2$.

$$VA_1 = V_2 \times I_{2eff} \sqrt{2} \times 1.1 \quad VA_{tr} = \frac{VA_1 + VA_2}{2} = 1.36 VA_2.$$

Bij eenfazige gelijkrichting is

$$VA_2 = V_2 \times I_{2eff}.$$

Voor de primaire stroom geldt de betrekking

$$I_1^2 = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 (I_2^2{}_{eff} - I_u^2), \text{ of wel}$$

$$I_1 = \frac{V_2}{V_1} I_u \sqrt{f^2 - 1}.$$

Hieruit volgt

$$VA_1 = \frac{V_2}{V_1} \cdot I_u \sqrt{f^2 - 1} \times c.$$

Daar er gelijkstroommagnetisatie optreedt, is de factor c betrekkelijk groot, bij benadering $= 1,5$.

Ten slotte kan men de rimpelspanning bij ruwe benadering gelijkstellen aan 4 volt per mA en per μF voor éénfazige en aan 1.5 volt per mA en per μF voor tweefazige gelijkrichting. Desgewenst kan men ook aan de hand van fig. 271 en de betrekkingen (IX - 10) en (IX - 11) de waarde van V_r nauwkeuriger vaststellen.

§ 3. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met H.V. buizen in de greinacherschakeling en met buffercondensator

Voor het opwekken van een gelijkspanning die hoger is dan de buis in normale schakeling toelaat, gebruikt men verschillende schakelingen met spanningsverdubbeling. Een veel gebruikte schakeling is die volgens Greinacher, welke in fig. 275 is weergegeven.

Wij veronderstellen weer dat de capaciteit van de condensator oneindig groot is, zodat de spanning daaraan een constante waarde heeft. Daar de gemiddelde laadstroom gelijk moet zijn aan de gemiddelde ontladestroom, opdat een constante spanning gewaarborgd wordt, is de gelijkstroom door de condensatoren gelijk nul. De gelijkstroom vloeit derhalve door de buizen en door de belasting zoals in fig. 275 is weergegeven. Men kan nu elk van de beide helften van de greinacherschakeling beschouwen als een eenfazige gelijkrichter volgens fig. 269. De in serie geschakelde condensatoren ontladen zich over de belastingsweerstand $2 R_u$; men kan het dus ook zó opvatten dat elke condensator zich ontladst over een weerstand R_u . Voor elk van de helften geldt nu dezelfde afleiding als voor de eenfazige gelijkrichter, zodat men op geheel overeenkomstige wijze de verhouding van V_u/V_2 uit fig. 272 kan vaststellen. Verder kan men uit fig. 271 de waarde α/π bepalen en hieruit met behulp van de betrekkingen (IX - 12) en - 13) de topstroom en de effectieve waarde van de anodestroom berekenen. Voor het berekenen van de rimpelspanning moet men er rekening mee houden dat de rimpelspan-

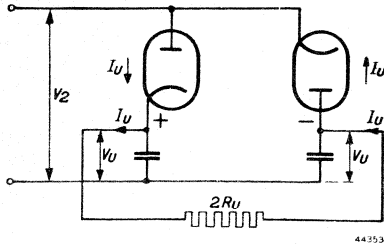


Fig. 275

Gelijkrichtschakeling met spanningsverdubbeling volgens Greinacher. De gelijkspanning is $2 V_u$, de uitwendige belasting is $2 R_u$, de gelijkstroom $I_u = V_u/R_u$.

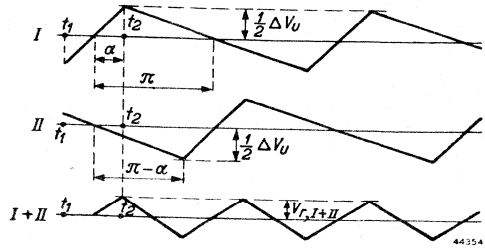


Fig. 276

Sommering van de rimpelspanningen aan de beide condensatoren van een greinacherschakeling.

ningen van de beide helften van de greinacherschakeling volgens fig. 276 gesommeerd moeten worden.

Men ziet hieruit in de eerste plaats dat de frequentie van de resulterende rimpelspanning het dubbele van de netfrequentie is. De amplitude van de resulterende rimpelspanning wordt, ten tijde dat $t = t_2$ is, bereikt.

V_{rI} is dan $\frac{1}{2} \Delta V_u$ en V_{rII} heeft de waarde $\frac{\alpha}{\pi - \alpha} \times \frac{1}{2} \Delta V_u$ bereikt.

$$V_{r,I+II} = V_{rI} - V_{rII} = \frac{\pi - 2\alpha}{\pi - \alpha} \cdot \frac{1}{2} \Delta V_u.$$

Uit fig. 271 kan men α bepalen. Zoals reeds opgemerkt, kan men α/π bij ruwe benadering op 0.25 stellen.

Voor die waarde van α/π is $V_{r,I+II} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{2} \Delta V_u$.

Neemt men weer aan (zie 319) dat de amplitude van de grondgolf gelijk is aan $0.8 \times V_{r,I+II}$, dan volgt hieruit

$$V_{r,eff} = \frac{0.8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi - 2\alpha}{\pi - \alpha} \cdot \frac{I_u}{2 C f} \cdot \left(1 - \frac{2\alpha}{2\pi}\right) = 0.56 \cdot \left(0.5 - \frac{\alpha}{\pi}\right) \times \frac{I_u}{C f}. \quad (\text{IX-14})$$

Voor $\alpha/\pi = 0.25$ en $f = 50 \text{ Hz}$ is $V_{r,eff}$ per mA en per $\mu\text{F} = \underline{\text{ca. } 2.8 \text{ V}}$.

§ 4. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met buizen met gasvulling, en met buffercondensator

Wij beschouwen in de eerste plaats de enkelfazige gelijkrichting volgens fig. 269. Het verschil met gebruikmaking van een H.V.buis bestaat hierin dat de buis met gasvulling, onafhankelijk van de anodestroom, een constante boogspanning heeft. Verwaarloost men het geringe verschil tussen de ontsteekspanning en de boogspanning van de buis, dan kan men het verloop van de spanningen voorstellen door fig. 277, waarbij weer is aangenomen dat de capaciteit van de buffercondensator

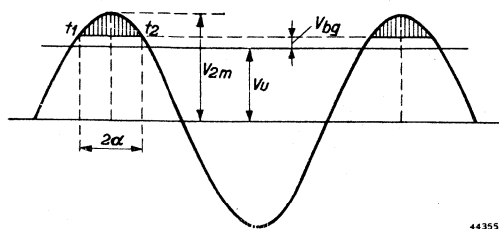


Fig. 277

Verloop van de spanningen V_2 en V_u als functie van de tijd bij de schakeling volgens fig. 269, met een buis met gasvulling. De gearceerde delen geven het spanningoverschot aan, waardoor de stroom door de g.r. buis wordt bepaald.

oneindig groot is. De stroom door de gelijkrichtbuis wordt op ieder ogenblik bepaald door het spanningoverschot, dat door de gearceerde delen wordt aangegeven, en de totale weerstand in de secundaire kring. Daar de inwendige weerstand van de buis = 0 moet worden gesteld, is R_{tot} = de transformatorweerstand + een eventueel in de kring aangebrachte vaste weerstand.

Op analoge wijze als op 316 leidt men af

$$\frac{1}{R_{tot}} \int_{t_1}^{t_2} \left\{ V_{2m} \sin \omega t - (V_u + V_{bg}) \right\} dt = \frac{V_u}{R_u} \cdot T.$$

Bij benadering kan men de toppen van de spanningskrommen als volledige halve sinusvormen beschouwen. Daaruit volgt

$$\frac{1}{R_{tot}} \cdot \left\{ V_{2m} - (V_u + V_{bg}) \right\} \frac{2\alpha}{\pi^2} T = \frac{V_u}{R_u} \cdot T.$$

Nu is $\frac{V_u + V_{bg}}{V_{2m}} = \cos \alpha$, dus

$$\alpha \left(\frac{1}{\cos \alpha} - 1 \right) = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{R_{tot}}{R_u} \cdot \frac{V_u}{V_u + V_{bg}}.$$

Voor n -fazige gelijkrichting wordt dit

$$\alpha \left(\frac{1}{\cos \alpha} - 1 \right) = \frac{\pi^2}{2} \cdot \frac{R_{tot}}{nR_u} \cdot \frac{V_u}{V_u + V_{bg}} \dots \text{(IX-15)}$$

Uit fig. 271 en 272 kan men α en $\frac{V_u + V_{bg}}{V_{2m}}$ aflezen, waarbij men voor de

abscis niet $\frac{R_{tot}}{nR_u}$, maar $\frac{R_{tot}}{nR_u} \frac{V_u}{V_u + V_{bg}}$ in rekening brengt. Daar V_{bg}

bekend en V_u gegeven is, kan men op deze wijze V_{2m} berekenen.

Hierbij kan nog worden opgemerkt dat de boogspanning in de regel klein is, vergeleken met de gelijkspanning. Bij de buizen AX 1 en AX 50 bijv. is de boogspanning = 13 volt, terwijl men een gelijkspanning van 400 volt kan bereiken. Men maakt dus in dit geval geen grote fout als men V_{bg} geheel verwaarloost.

Voor het bepalen van de rimpelspanning, de topstroom en de vormfactor blijven dezelfde afleidingen als in par. 2 en 3 voor een- en tweefazige gelijkrichting en voor de greinacherschakeling zijn gebruikt. De daaruit afgeleide betrekkingen IX—10, —11, —12, —13 en —14 blijven hun geldigheid behouden. Wil men V_{bg} niet verwaarlozen, dan moet men in fig.

271 en 272 op de abscissen steeds $\frac{R_{tot}}{n \cdot R_u} \cdot \frac{V_u}{V_u + V_{bg}}$ en niet $\frac{R_{tot}}{n R_u}$ tekenen.

Door de afwezigheid van de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis,

heeft $\frac{R_{tot}}{n \cdot R_u}$ een belangrijk lagere waarde dan bij buizen met gasvulling.

De verhouding $\frac{V_u}{V_2}$ wordt dus gunstiger, maar bovendien heeft $\frac{\alpha}{\pi}$ een lagere waarde en dit betekent dat men de benadering $\frac{\alpha}{\pi} = 0.25$ niet

meer mag laten gelden. De rimpelspanning heeft bij gebruikmaking van buizen met gasvulling een enigszins hogere waarde, de vormfactor is iets gunstiger en kan bij benadering op 2 worden gesteld; de topstroom krijgt een hogere waarde. Vooral dit laatste is belangrijk, doordat de topstroom bij buizen met gasvulling begrensd is. Een te hoge opvoering ervan heeft een schadelijke invloed op de gloeikathode.

Bij de gegevens die de fabrikant verstrekt, vindt men dikwijls de maximaal toelaatbare waarde van de anodestroom opgegeven. In plaats daarvan wordt ook wel de minimale waarde van de gelijkstroomweerstand (R_{tot}) in de gelijkstroomkring genoemd. Dit is bijv. het geval bij de buizen AX1 en AX 50 van Philips. Onder de „grenswaarden” vindt men voor verschillende waarden van de capaciteit van de buffercondensator deze minimale waarde vermeld (zie 305 en 306). Dat bij afnemende capaciteit van de buffercondensator de minimale waarde van de gelijkstroomweerstand lager mag zijn, kan men globaal inzien door te bedenken dat men langzamerhand tot de schakeling zonder buffercondensator nadert, waarbij de verhouding topstroom/gelijkstroom een veel lagere waarde heeft. In de volgende paragraaf wordt dit verduidelijkt.

Een eigenschap van alle schakelingen met buffercondensator is, dat met de belasting de gelijkspanning vrij aanzienlijk daalt.

Bij nullast wordt de condensator geladen tot de topwaarde van V_2 bij H.V.buizen, en bij buizen met gasvulling tot diezelfde topwaarde, verminderd met de ontsteekspanning. Bij toenemende belasting daalt de de spanning door het principe van de schakeling en door het spanningsverlies in R_{tot} , die bij H.V.buizen een hogere waarde heeft dan bij buizen met gasvulling. In fig. 278 zijn de belastingkrommen voor een tweefazige gelijkrichter met de buis AX 1 bij verschillende waarden van R_{tot} getekend. Deze spanningsafhankelijkheid is geen bezwaar indien de ge-

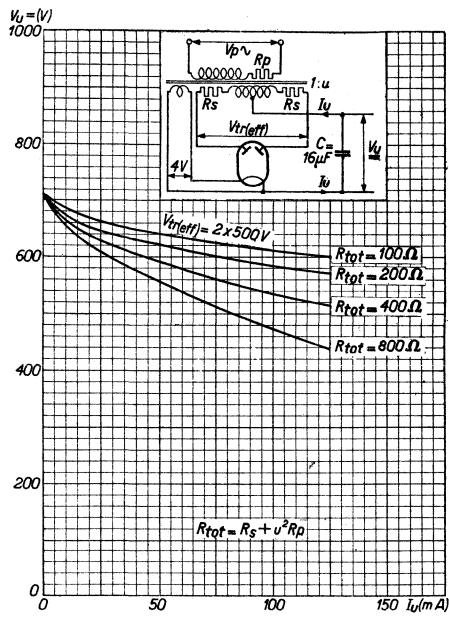


Fig. 278

Belastingkrommen (gelijkspanning als functie van de afgegeven stroom) voor verschillende totale weerstanden $R_{tot} = (R_s + u^2 R_p)$, bij gebruik van een afvlakketen die met een condensator begint.

§ 5. Theoretische beschouwing over gelijkrichters met buizen waarbij de afvlakketen begint met een smoorspoel

Alvorens de schakeling met smoorspoel te beschouwen, zullen wij aan de hand van fig. 279 het verschil tussen de schakeling met en zonder buffercondensator, met betrekking van de afhankelijkheid van de spanning van de belasting nagaan. In deze figuur is een tweefazige gelijkrichter getekend. R_u = de belastingsweerstand. R_{tot} = de totale gelijkstroomweerstand in de beide gelijkstroomkringen. Het verloop van de spanning aan R_u is voor de beide gevallen, buffercondensator al of niet aanwezig, in fig. 280 getekend.

Is er geen buffercondensator, dan verloopt de spanning volgens twee naast elkaar liggende halve sinuskrommen (fig. 280b). De gemiddelde waarde daarvan is gelijk aan $2/\pi \times$ de amplitude. Bij nullast is dus $V_u = 2/\pi \times V_{2m}$ en bij een bepaalde belasting is

$$V_2 = \frac{2}{\pi} V_{2m} \frac{R_u}{R_{tot} + R_u} \quad \dots \text{(IX - 16)}$$

lijkrichter dient voor het voeden van eindtrappen in A-schakeling, waarbij de gemiddelde belasting vrijwel constant is. Wel is zij een nadeel bij het voeden van eindtrappen in B- of A/B-schakeling (zie 175 en 186). Buizen met gasvulling zijn dus voor het voeden van deze laatste eindtrappen meer op hun plaats. Deze gunstige eigenschap van de buizen met gasvulling komt echter veel meer tot haar recht indien gelijkrichtschakelingen worden gebruikt, waarbij de afvlakketen in plaats van met een buffercondensator, met een smoorspoel begint. Deze schakelingen worden in de volgende paragraaf behandeld. In de praktijk worden buizen met gasvulling slechts zelden in schakelingen met buffercondensator gebruikt.

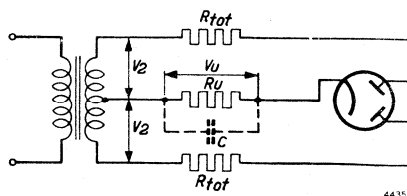


Fig. 279

Principeschema van een tweefazige gelijkrichter met en zonder buffercondensator.

Is er wèl een buffercondensator aanwezig, dan verloopt de spanning aan R_u volgens fig. 280a. Hoe groter de condensator, hoe vlakker het verloop van de spanning; hoe kleiner de condensator, hoe meer de kromme tot die van fig. 280b nadert.

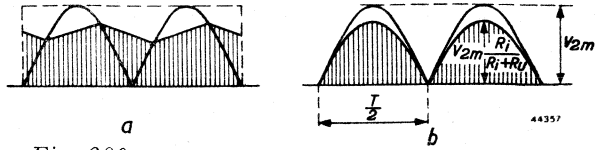


Fig. 280

- a. Verloop van de gelijkspanning bij een tweefazige gelijkrichter met buffercondensator.
- b. Verloop van de gelijkspanning bij een tweefazige gelijkrichter zonder buffercondensator.

Bij nullast is de spanning van de buffercondensator gelijk aan de amplitude van V_2 ; bij belasting stelt zich een evenwicht in, waarbij de lading gelijk is aan de ontlading van de condensator. Neemt de belasting toe, dan nadert het verloop van de gelijkspanning meer en meer die van fig. 280b, d.w.z. dat bij toenemende belasting de gemiddelde waarde van de spanning bij de schakeling met buffercondensator die van de spanning zonder buffercondensator nadert. De uiterste waarden van de gelijkspanning zijn derhalve, zonder buffercondensator:

$$\frac{2}{\pi} V_{2m} \text{ en } \frac{2}{\pi} V_{2m} \frac{R_u}{R_i + R_u}$$

met buffercondensator:

$$V_{2m} \text{ en } \frac{2}{\pi} V_{2m} \frac{R_u}{R_i + R_u}$$

Dit eigenaardige verschil tussen beide schakelingen ziet men duidelijk aan de belastingskrommen van fig. 281.

Nu is bij de schakeling zonder buffercondensator de spanningsrimpel zeer groot, zodat deze zonder meer praktisch niet bruikbaar is. Voor de afvlakking van de spanningsrimpel maakt men gebruik van een filterkring die met een smoorspoel begint. Deze schakeling is in fig. 282 weer gegeven. Bij voorkeur geeft men nu aan de smoorspoel een zodanige zelfinductie dat de momentele waarde van de stroom i_L door

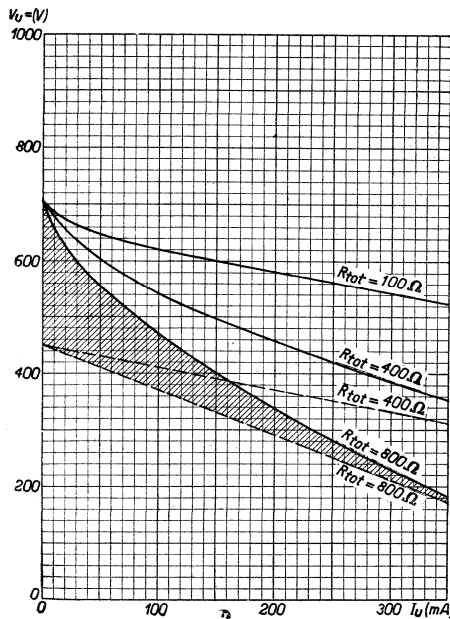


Fig. 281

Belastingkrommen van een gelijkrichtbuis AX 50 in de schakeling volgens fig. 284 met en zonder buffercondensator, met verschillende waarden van R_{tot} . Getrokken lijnen: met buffercondensator. Gestippelde lijnen: zonder buffercondensator.

de smoorspoel steeds > 0 is. Indien dit niet het geval is en de stroom dientengevolge onderbroken wordt, dan zou, juist door de werking

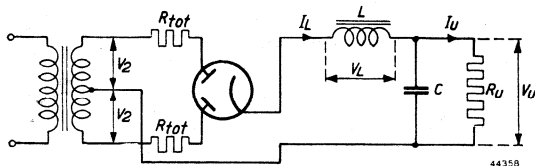


Fig. 282

Principeschema van een tweefazige gelijkrichter, waarbij de afvlakketen begint met een smoorspoel.

van de smoorspoel, met het telkens op nieuw aangroeien van de stroom een belangrijk spanningsverlies veroorzaakt worden. Dit verklaart ook waarom men de schakeling met smoorspoel nooit gebruikt bij eenfazige gelijkrichting.

Wij veronderstellen nu eerst dat

- L zo groot is dat de stroom i_L steeds > 0 blijft,
- in de gelijkstroomkringen geen gelijkstroomweerstand aanwezig zijn ($R_{tot} = 0$),
- de capaciteit van de condensator C oneindig groot is, zodat de spanning V_u volkomen constant is.

Uitgaande van deze veronderstellingen moet de som van de gelijkspanning V_u , de gelijkgerichte transformatorspanning $V_+ = \pm V_{2m} \sin \omega t$ en de spanning V_L aan de smoorspoel steeds gelijk nul zijn.

Ontbindt men V_+ volgens een reeks van Fourier, dan vindt men hiervoor

$$V_+ = \left\{ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2 \omega t + \frac{1}{15} \cos 4 \omega t + \dots \right) \right\} V_{2m}.$$

Aangezien aan de condensator alleen een gelijkspanning en aan de smoorspoel alleen een wisselspanning kan ontstaan, is dus

$$V_u = \frac{2}{\pi} V_{2m} \text{ en } V_L = \frac{4}{3\pi} (\cos 2 \omega t + \frac{1}{5} \cos 4 \omega t + \dots) V_{2m}.$$

Beide spanningen zijn dus onafhankelijk van de belastingstroom I_u . De wisselstroom door de smoorspoel is

$$i = \frac{2}{3\pi} (\sin 2 \omega t + \frac{1}{10} \cos 4 \omega t + \dots) \frac{V_{2m}}{\omega L} \quad \text{[(IX - 17)]}$$

Deze stroom heeft dus bij benadering een sinusvorm met de dubbele netfrequentie. De amplitude bedraagt

$$i_m = \frac{2}{3\pi} \frac{V_{2m}}{\omega L}.$$

De totale stroom door de smoorspoel is op ieder ogenblik

$$i_L = I_u + i \dots \dots \dots \text{(IX - 18)}$$

Wil men aan de voorwaarde dat i_L steeds > 0 blijft, voldoen dan moet dus

$$i_m < I_u \text{ of } \frac{2}{3\pi} \frac{V_{2m}}{\omega L} < I_u \text{ zijn.}$$

Hieruit volgt dat

$$L \geq \frac{1}{3\omega} \frac{V_u}{I_u} \text{ of } \underline{3 \omega L \geq R_u} \dots \dots \dots \text{(IX - 19)}$$

Voor een netfrequentie van 50 Hz luidt de voorwaarde:

$$\underline{L \geq \frac{R_u}{1000} \text{ Henry.}}$$

Neemt men aan dat de capaciteit van C niet oneindig groot is, maar toch wel zo groot dat de wisselstroom practisch alleen door C vloeit, dan vindt men, onder verwaarlozing van de hogere harmonischen voor de rimpelspanning,

$$V_{rm} = \frac{i_m}{2\omega C}.$$

De effectieve waarde van de rimpelspanning bedraagt

$$V_{r,eff} = \frac{1}{6\sqrt{2}} \cdot \frac{V_u}{\omega^2 LC} \dots \dots \dots \text{(IX - 20)}$$

Voor een netfrequentie van 50 Hz is $V_{r,eff} \approx 1.2 \frac{V_u}{LC}$ met L in Henry en C in μF .

De topstroom is ten hoogste gelijk aan $2 \times$ de gelijkstroom, dus belangrijk lager dan bij de schakeling met buffercondensator.

Voor de vormfactor van de stroom die in de beide secundaire wikkelingen van de transformator vloeit, kan bij benadering de waarde $1,5\sqrt{2}$ worden aangenomen; de vormfactor van de stroom door de smoorspoel is

$$f = \frac{I_{L,eff}}{I_u} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \left(I_u + \frac{2}{3\pi} \sin 2\omega t \frac{V_{2m}}{\omega L} \right)^2 dt}}{I_u} =$$

$$\sqrt{1 + \frac{1}{2} \frac{R_u^2}{9 \omega^2 L^2}} \text{ of, daar } 3 \omega L \geq R_u \text{ is, } f \leq 1.5.$$

Bevindt zich in de secundaire kringen een gelijkstroomweerstand R_{tot} (zie fig. 282), dan mag men de invloed hiervan op de wisselstroom door

de smoorspoel verwaarlozen. De stroom I_L veroorzaakt aan deze weerstanden een wissel- en een gelijkspanningsverlies; het wisselspanningsverlies moet vectorieel met de spanning aan de smoorspoel worden samengevoegd en brengt door de fazeverschuiving van 90° praktisch geen verandering in de grootte van de wisselstroom. Op de gelijkstroom hebben de weerstanden R_{tot} wél invloed; zij veroorzaken een spanningsverlaging, zodat

$$V_u = \frac{R_u}{R_{tot} + R_u} \frac{2}{\pi} V_{2m}.$$

De totale weerstand R_{tot} = de som van de totale transformatorweerstand $R_2 + u^2 R_1$, de gelijkstroomweerstand van de smoorspoel en de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis. In de schakeling met smoorspoel volgens fig. 282 gebuikt men bij voorkeur buizen met gasvulling. Hierbij is de inwendige weerstand = 0, zodat R_{tot} een lage waarde kan hebben. De gelijkspanning V_u is dan gelijk aan de waarde die uit de reeds afgeleide betrekking wordt gevonden, onder aftrekking van de boogspanning van de gelijkrichtbuis.

$$V_u = \frac{R_u}{R_{tot} + R_u} \frac{2}{\pi} V_{2m} - V_{bg}.$$

Bij de voorafgaande beschouwingen is steeds aangenomen dat de stroom door de smoorspoel > 0 blijft. Aan deze voorwaarde wordt des te moeilijker voldaan naarmate de belasting kleiner is. Daar immers $3 \omega L \geq R_u$, moet zijn en R_u bij afnemende belasting stijgt, moet ook L groter worden. Men ziet dit ook in door te bedenken dat de wisselstroom i door de smoorspoel, onafhankelijk van de belasting (zie vergel. IX—17), steeds dezelfde waarde behoudt. Neemt I_u af, dan wordt ten slotte $I_u < i_m$ de amplitude i_m van deze wisselstroom, d.w.z. de stroom door de smoorspoel wordt telkens onderbroken. Heeft dit plaats, dan stijgt de gelijkspanning, de condensator wordt geleidelijk tot een hogere spanning opgeladen, totdat bij nullast de topwaarde van de secundaire transformatorspanning wordt bereikt. Hoe kleiner men L kiest, hoe eerder bij afnemende belasting deze toeneming van de gelijkspanning optreedt, waardoor dus het belangrijke voordeel van de niet-afhankelijkheid van de spanning van de schakeling met smoorspoel verloren gaat. De belastingkrommen van de buis AX₁ van Philips in de smoorspoelschakeling met verschillende waarden van L (fig. 283) laten het beschreven effect duidelijk zien. Het oplopen van de gelijkspanning bij kleine stroomsterkten zou bestreden kunnen worden door het gebruik van een smoorspoel, die bij geringe gelijkstroommagnetisatie een grotere zelfinductie heeft dan bij grote. Dit is inderdaad mogelijk als men gebruik maakt van een smoor-

spoel zonder luchtspleet (zie 284). Door het afnemen van de L bij toenemende belasting, wordt de afvlakking dan ook geringer; het is daarom nodig dat men achter de eerste LC -kring een tweede LC -kring met een smoorspoel met luchtspleet aanbrengt. Deze combinatie blijkt echter in de praktijk toch gunstiger te zijn, doordat men de eerste smoorspoel sterk verza-digen kan en de afmetingen daar-van klein worden. Indien men met één smoorspoel met luchtspleet wil volstaan, dan moet deze grote af-metingen hebben om bij alle be-lastingen aan de voorwaarde $3 \omega L \geq R_u$ te voldoen.

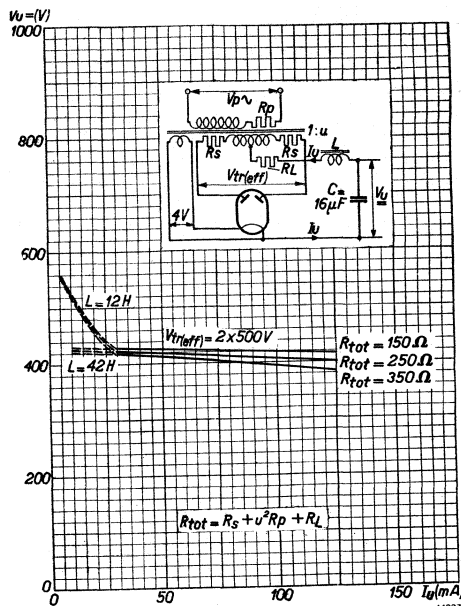


Fig. 283

Belastingkrommen (gelijkspanning als functie van de afgegeven stroom) voor verschillende totale weerstanden $R_{tot} = (R_s + u^2 R_p + R_L)$ bij gebruik van een afvlakketen, die met een smoorspoel begint. Het verloop van de spanning bij kleine stroomsterkten is voor een smoorspoel van 12 henry en 42 henry, gestipeld aangegeven.

§ 6. Theoretische beschouwingen over gelijkrichters met keerlaagventielen

De voor deze soort gebruikelijke schakelingen vindt men in tabel N op blz. 310. De eenfazige schakeling zal vanwege de moeilijke afvlakking niet veel worden gebruikt. Van de schakelingen 2 en 3 uit de tabel zullen wij de tweefazige graetzschakeling als voorbeeld nader beschouwen. De complete schakeling met buffercondensator is in fig. 284 weergegeven. De eenfazige wisselspanning V_2 wordt in beide periodehelften gelijkgericht. De gelijkgerichte spanning bestaat uit twee halve sinus krommen $V_{2m} \sin \omega t$, zoals in fig. 285 is voorgesteld. Wij veronderstellen dat de capaciteit van de buffercondensator oneindig groot is, zodat de

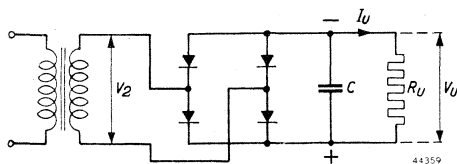


Fig. 284

Principeschema van een gelijkrichter met keerlaagventielen in tweefazige grätzschakeling met buffercondensator.

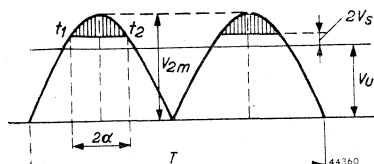


Fig. 285

Verloop van de spanningen als functie van de tijd bij de schakeling volgens fig. 284.

gelijkspanning V_u bij een bepaalde belasting een constante waarde heeft. Bij gebruik van seleenventielen, moet men er op letten dat de tegenspanning geen te hoge waarde krijgt en de totale verliezen niet te hoog zijn. De tegenspanning per cel heeft in de schakeling volgens fig. 284 bij nul-last de topwaarde $V_{2m} = V_2 \sqrt{2}$. Men zal in de regel een aantal (s) ventielen in serie moeten schakelen. De toelaatbare tegenspanning is kleiner dan $s V_{max}$, daar de ventielen niet geheel aan elkaar gelijk zijn. Men stelt de toelaatbare tegenspanning op $0,85 s V_{max}$. Voor seleenventielen is $V_{max} = 35 V$, dus moet $V_2 \sqrt{2} \leq 0,85 s \cdot 35$ of $V_2 \leq 0,85 s \cdot 25 V$ zijn.

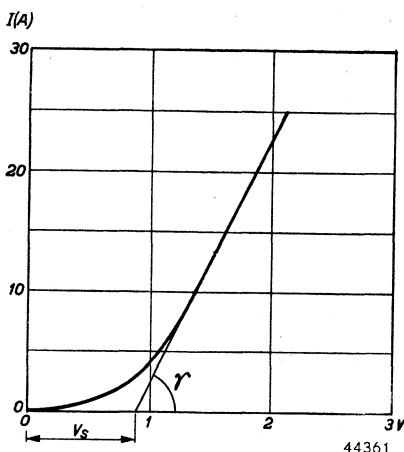


Fig. 286

De doorlaatkarakteristiek van een seleenventiel kan bij benadering worden beschouwd als een rechte lijn: het ventiel bezit a.h.w. een tegen-EMK V_s en een inwendige weerstand $R_s = \cotg \gamma$.

Om de verliezen in de richting voorwaarts vooraf te kunnen berekenen, moet men een benadering invoeren. Men beschouwt daartoe de stroomspanningskarakteristiek van het ventiel als te voldoen aan de vergelijking

$$V = V_s + TR_s.$$

V_s kan worden opgevat als „tegen-EMK” en R_s als de inwendige weerstand van het ventiel. Fig. 286 laat zien hoe V_s en R_s uit de karakteristiek bepaald worden. In het getekende voorbeeld (een seleenventiel van Philips met een oppervlak van 90 cm^2) is $V_s = 0,9 V$ en $R_s = 0,07 \Omega$. V_s is onafhankelijk van het oppervlak en R_s is omgekeerd evenredig daarmee.

Het gemiddelde wattverlies in de doorlaatrichting is

$$W_s = \frac{1}{T} \int_0^T i \cdot V dt.$$

Door $V = V_s + TR_s$ in te voeren, verkrijgt men

$$W_s = V_s I_s + R_s f^2 I_s^2,$$

waarin I_s = de gelijkstroom door het ventiel en f = de vormfactor $= \frac{I_{seff}}{I_s}$. Zoals aanstonds zal blijken, kan men bij benadering de vormfactor = 2 stellen.

Bij het verlies in de keerrichting moet men het verlies in de keerrichting voegen. Dit bedraagt ca. 10% van W_s , zodat het totale verlies

$$W_{tot} = 1,1 (V_s I_s + R_s I_s^2).$$

De gelijkstroom door de ventielen $I_s = I_u/2$.

Door de fabrikanten van de keerlaagventielen worden de toelaatbare verliezen opgegeven. Zo nodig moet men een aantal (p) ventielen parallel schakelen. Daar de ventielen niet geheel gelijk zijn, moet men hiervoor een factor invoeren:

$$I_{tot} = 0,85 \times p I_{max},$$

waarbij I_{max} de maximaal toelaatbare stroom voor één ventiel is.

Om de verhouding tussen de transformatorspanning V_2 en de gelijkspanning bij verschillende belastingen te vinden, kan men op analoge wijze te werk gaan als in par. 4 voor gelijkrichtbuizen met gasvulling en buffercondensator.

Men vindt dus uit de figuren 271 en 272 hoek α en de verhouding $\frac{V_u + 2sV_s}{V_2}$. In plaats van de boogspanning V_{bg} , die bij de gelijkricht-

buizen moet worden ingevoerd, moet men hier de totale tegen-EMK van de in serie geschakelde seleenventielen $2sV_s$ in rekening brengen. De totale weerstand R_{tot} is hier bepaald door de som van de transformatorweerstand + de inwendige weerstand van de in serie geschakelde seleenventielen $2sR_s$ + de eventueel aangebrachte vaste weerstand.

Ook voor het bepalen van de rimpelspanning en de vormfactor blijft dezelfde methode als in par. 4 geldig. De vormfactor bedraagt dus ca. 2. De grootte van de topstroom is bij keerlaagventielen niet belangrijk.

§ 7. Over het afvlakken van rimpelspanningen

Voor het afvlakken van rimpelspanningen maakt men gebruik van afvlakfilters volgens fig.

287. Het filter met weerstand en condensator kan alleen worden gebruikt bij kleine gelijkstromen.

Bij grote stromen zouden het vermogensverlies en het spanningsverlies in de weerstand te groot

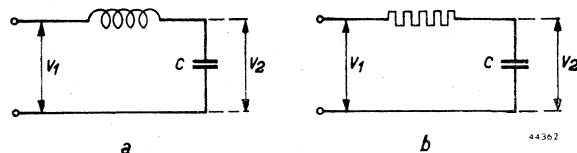


Fig. 287

Schema's van afvlakfilters.
a) met smoorspoel en condensator.
b) met weerstand en condensator.

worden, zodat men daarvoor filters met smoorspoelen gebruikt. Het ontwerpen van afvlaksmoorspoelen vindt men in VII § 15 behandeld.

De rimpelspanning aan de ingang van het filter zij V_1 , de resterende rimpelspanning op de condensator V_2 . Beschouwt men het filter als onbelast, dan is voor het filter 287b

$$V_1 = I \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \quad V_2 = \frac{I}{j\omega C}, \quad \text{dus } \frac{V_2}{V_1} = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C}. \quad (\text{Zie ook 227})$$

In absolute waarde is

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}. \quad \text{De afvlakking } a \text{ is dus } \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}.$$

Bij een behoorlijke afvlakking is $\omega^2 R^2 C^2 \gg 1$, dus $a \approx \omega RC$.

Bij het filter met smoorspoel is

$$V_1 = I \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \quad V_2 = I \frac{1}{\omega C} \quad \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\omega^2 LC - 1}.$$

Bij een behoorlijke afvlakking is $\omega LC \gg 1$,

$$\text{dus } \frac{V_2}{V_1} \approx \frac{1}{\omega^2 LC} \quad \text{en } a \approx \omega^2 LC.$$

Schakelt men enige filters achter elkaar, dan is de totale afvlakking

$$a_{tot} = a_1 a_2 a_3 \dots \text{ enz.}$$

Practisch gebruikt men LC -filters voor het afvlakken van spanningen die dienen voor het voeden van de anodestroom van eindbuizen; voor het afvlakken van roosterspanningen en voor anodespanningen van voorversterkbuizen komen RC -filters in aanmerking. In VII § 8 treft men beschouwingen aan over de keuze tussen electrolytische of papiercondensatoren.

§ 8. Over het opheffen van storingen, afkomstig van voedingstoestellen

Rimpelspanningen die op anode- en roostervoedingsspanningen gesuperponeerd zijn, kunnen direct of indirect storingen in de weergave veroorzaken. Rimpelspanningen op stuurroosters worden in dezelfde mate als de aangelegde signaalspanningen versterkt en kunnen dan als brom in de luidsprekers worden overgenomen. Rimpelspanningen op anoden en schermroosters veroorzaken overeenkomstige anodestroomvariaties; bij in balans geschakelde versterkbuizen heffen deze elkaar op, zodat de toelaatbare rimpel daarbij groter mag zijn dan bij enkelvoudige versterking.

Op indirecte wijze kunnen rimpelspanningen en gloeidraadwisselspanningen brom veroorzaken door de aanwezigheid van spreidingscapaciti-

teiten. Het is niet mogelijk, dit verschijnsel in een kort bestek volledig te behandelen, zodat wij volstaan met het geven van een enkel voorbeeld.

Stel, dat de gloeidraad van een versterkbuis een wisselspanning V_{fe} tegen aarde voert, de capaciteit tussen de gloeidraad en de anode C_{fa} is terwijl de anode ten opzichte van aarde voor wisselstroom van dezelfde frequentie een weerstand R_{ae} heeft; dan kan men de situatie door het vervangingsschema volgens fig. 288 voorstellen.

Volgens dit schema is de bromspanning op de anode, bij benadering

$$V_a = V_f j\omega C_{fa} R_{ae}.$$

Hoe groter C_{fa} en R_{ae} zijn, des te hoger is ook de bromspanning op de anode. Daar C_{fa} door de constructie van de buis is gegeven, moet men er dus op letten dat de isolatie tussen de anode en het gestel (aarde) niet te hoog is.

Hetzelfde geldt voor schermroosters en in verhoogde mate voor stuurroosters, omdat de toelaatbare bromspanning op stuurroosters uit de aard der zaak lager is dan op anoden of schermroosters. Men moet er dus vooral op letten dat de isolatie tussen de stuurroosters en het gestel niet hoger wordt dan strikt noodzakelijk is.

Bij indirect verhitte buizen moet men de weerstand tussen de kathode en aarde laag houden, omdat tussen de kathode en de gloeidraad steeds een betrekkelijk grote capaciteit en een niet zeer hoge isolatieweerstand bestaat. Indien bijv. op de kathode een wisselspanning V_k van 0,1 mV bij 500 Hz toelaatbaar is en de wisselspanning tussen de gloeidraad en aarde V_{fe} bedraagt 0,3 V bij 500 Hz, terwijl de isolatieweerstand R_{kf} tussen gloeidraad en kathode $10^6 \Omega$ is, dan moet de weerstand R_{ke} tussen de kathode en aarde voldoen aan de betrekking

$$R_{ke} \leq \frac{0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 10^6}{0,3} \approx 330 \Omega.$$

De isolatie tussen de kathode van indirect verhitte buizen en aarde mag dus in het algemeen niet hoger zijn dan enkele honderden ohms.

Hoe men de rimpelspanningen op anoden, schermroosters en stuurroosters zelf tot het vereiste niveau kan verlagen, is in par. 7 behandeld. Bij versterkbuisen met directe verhitte van de kathode moet men het midden van de gloeidraad aan aarde leggen om te voorkomen dat de

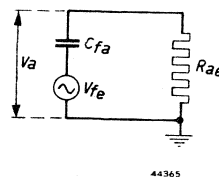


Fig. 288

Vervangingsschema voor het vaststellen van de bromspanning V_a op de anode van een versterkbuis.

V_{fe} = bromspanning van de gloeidraad ten opzichte van aarde.

C_{fa} = capaciteit tussen gloeidraad en anode.

R_{ae} = weerstand van de anode ten opzichte van aarde.

wisselspanning op de gloeidraad brom veroorzaakt. Is dit midden niet direct bereikbaar, dan gebruikt men een anti-brompotentiometer, zoals in fig. 289 is aangegeven.

Een andere bron van storingen door voedingstoestellen vindt men in de terugkoppelingen, die ontstaan doordat verschillende

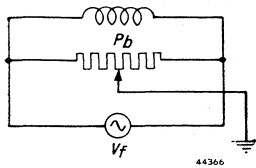


Fig. 289

Gebruik van een anti-brompotentiometer P_b , waardoor het elektrische midden van de gloeidraad van een direct verhitte versterkbuis aan aarde wordt gelegd.

de terugkoppelingen, die ontstaan doordat verschillende gedeelten van de versterker over de inwendige weerstand van het voedingstoestel met elkaar zijn verbonden. Het schema volgens fig. 290 geeft hiervan een eenvoudig voorbeeld.

De anodewisselstroom van de laatste versterkbuis veroorzaakt een wisselstroom door het voedingstoestel, waardoor een wisselspanning over Z_i , de inwendige weerstand, ontstaat. Een deel van deze wisselspanning komt op de anode van de eerste versterkbuis terecht. Is de fazeverhouding zodanig dat de anodewisselspanning op de eerste versterkbuis hierdoor wordt vergroot, dan heeft men te maken met meekoppeling (zie V § 3); indien deze meekoppeling sterk genoeg is, treedt genereren op. Ligt de frequentie van de opgewekte spanning in het hoorbare gebied, dan ontstaat het z.g. „kikkeren”.

Om aan dit bezwaar tegemoet te komen, kan men twee middelen aanwenden, nl. het laag houden van Z_i en het ontkoppelen van de anode van de eerste versterkbuis. Nu is Z_i in de regel gegeven door de capaciteit van de laatste afvlakcondensator; men moet de capaciteit van deze condensator dus niet te klein maken. Ontkoppeling van de anode van de eerste versterkbuis kan men bereiken door het gebruik van een RC-filter, zoals in fig. 290 gestippeld is aangegeven. Dit RC-filter kan

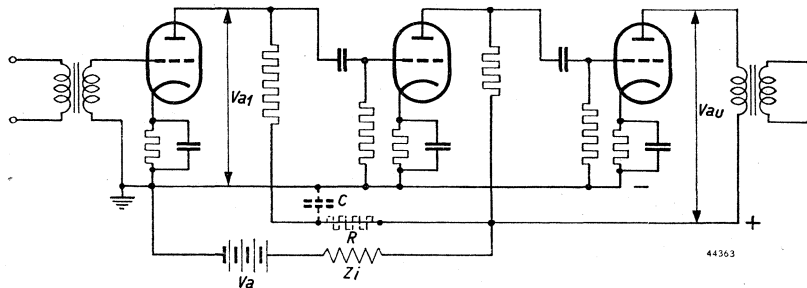


Fig. 290

Schema van een versterker met terugkoppeling over de inwendige weerstand Z van het voedingstoestel. Ontkoppeling vindt plaats door het gestippeld getekende RC-filter.

tevens dienstdoen voor het afvlakken van de rimpelspanning aan het voedingstoestel.

Een zeer hinderlijke bron van storingen ontstaat door de spreidingsvelden van de nettransformator, de uitgangstransformator en de afvlaksmoorspoelen. De spreidingsvelden induceren wisselspanningen in de wikkelingen van L.F.transformatoren, die vooral in de ingangstransformator en in op een laag versterkingsniveau werkende filterspoelen hinderlijk zijn. Zij kunnen invloed uitoefenen op de electronenbeweging in versterkbuizen en spanningen induceren in leidingen. Indien men juiste maatregelen neemt, blijkt het in de practijk toch mogelijk te zijn, het voedingstoestel met het eigenlijke versterkergedeelte tot één geheel samen te voegen, zelfs bij versterkers met een laag ingangsniveau bijv. van 1 mV op $10^5 \Omega$, zonder dat de brom te erg wordt.

De volgende middelen staan voor het onderdrukken van de storingen ten dienste:

- a) het laag houden der spreidingsvelden door oordeelkundige constructie van de transformatoren;
- b) het zo groot mogelijk houden van de afstanden tussen onderdelen die ongunstig op elkaar kunnen inwerken;
- c) het oordeelkundig ten opzichte van elkaar plaatsen der onderdelen;
- d) het gebruiken van metalen afschermingen;
- e) het zodanig construeren van L.F.transformatoren en spoelen dat de geïnduceerde spanningen zo laag mogelijk worden gehouden;
- f) het zorgvuldig en oordeelkundig aanbrengen van leidingen en van de aarding daarvan;
- g) het gebruik maken van tegenkoppeling.

Wij zullen deze middelen achtereenvolgens kort beschouwen.

a) Wat de spreidingsvelden betreft, is de nettransformator het moeilijkste object. Voor de beste beperking van de spreiding, zou de ideale constructie een ringtransformator met geheel rondlopende wikkelingen moeten zijn. Voor de practijk komt deze vorm niet in aanmerking. Om het ideaal zoveel mogelijk te benaderen, neme men een kerntransformator met twee bewikkelde benen (zie fig. 292). Daar de spreiding met het toenemen der verzadiging van het ijzer groter wordt, beperkt men de inductie tot bijv. $B_{max} = 8000$ Gauss. Voorts lette men er op dat de kern goed doorloopt: luchtspleten verhogen zeer aanzienlijk het spreidingsveld.

b) Daar de sterkte van de spreidingsvelden belangrijk (ongeveer met het kwadraat) met de afstand afneemt, plaatst men elkaar storende onderdelen zo ver mogelijk van elkaar. Een ingangstransformator plaatst men dus bijv. op zo groot mogelijke afstand van de nettransformator.

c) Transformatoren en spoelen die elkaar kunnen storen, plaatst men bij voorkeur zodanig, dat de assen van de wikkelingen loodrecht op elkaar staan.

d) Metalen schermwanden zijn onontbeerlijk indien op een laag niveau werkende L.F.transformatoren in de buurt van nettransformatoren e.d. moeten worden opgesteld. Als materiaal komen koper of ijzer en ijzerlegeringen in aanmerking. Bij een koperen wand wordt het spreidingsveld gedempt door de optredende wervelstromen; de afscherming neemt

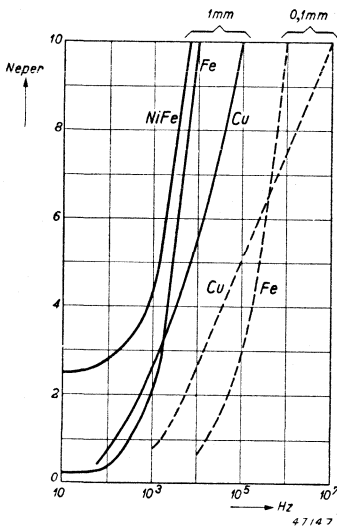


Fig. 291

Verzwakking van een homogeen electromagnetisch veld door een bol van verschillend materiaal met een diameter van 10 cm en met verschillende wanddikten. Volgens berekeningen van H. Kade (zie literatuur § 8).

47/47 dus toe met de frequentie. Een ijzeren wand schermt af door de magnetische afleiding: de spreidingslijnen volgen de ijzeren wand en worden daardoor van de voor storingen gevoelige delen, bijv. de kern van een L.F.translator, verwijderd gehouden.

De afscherming van een ijzeren wand is minder afhankelijk van de frequentie. Hoe hoger, de permeabiliteitsconstante μ van het ijzer of van de ijzerlegering, hoe beter de afscherming. Voorts neemt, zowel bij koper als bij ijzer, de afscherming toe met de dikte van het materiaal.

Aangaande de bereikbare afscherming bij verschillende frequenties, materiaaldikten en materiaalsoorten zijn verschillende berekeningen en metingen uitgevoerd. Enige resultaten vindt men in fig. 291.

Als afschermwanden kunnen gedeelten van het versterkergestel, waarop de onderdelen van de versterker zijn gemonteerd, dienstdoen. Bij spoelen en transfor-

matoeren verkrijgt men de meest effectieve afscherming door deze geheel te omgeven door een metalen doos.

Bij de constructie van dozen van magnetisch materiaal moet men er op letten dat de wanden overal goed aaneensluiten. Vooral mogen geen luchtspleten loodrecht op de richting van de magnetische krachtlijnen voorkomen. De afstand tussen de spoel- of transformator-kern en de dooswand moet niet te klein worden genomen; laat men deze afstand te klein worden, dan trekt de transformator-kern steeds meer krachtlijnen tot zich, waardoor de afschermende werking van de doos verminderd wordt. Men kan ook een doos samenstellen uit verscheiden binnen elkaar aangebrachte wanden. Door de opeenvolgende wanden

van elkaar te scheiden door een laag lucht of ander niet-magnetisch materiaal, bereikt men, dat de totale afscherming het product van de afzonderlijke afschermwanden benadert.

Een bijzonder effectieve afscherming bereikt men door twee of meer wanden van magnetisch materiaal van elkaar te scheiden door een koperen wand. De koperen wand draagt voornamelijk bij de hoge frequenties tot de afscherming bij.

Bij wijze van voorbeeld kan worden vermeld dat een vloeijzeren doos van 5 mm wanddikte, waarbinnen zich een spoel op een ijzerkern bevindt die een afstand van 4 mm ten opzichte van de dooswand heeft, de spanning, die door een storingsveld in de spoel geïnduceerd wordt, met een factor 30 vermindert. Omgeeft men deze doos door een tweede vloeijzeren doos van 3 mm wanddikte, die rondom met 3 mm speling om de eerste doos is aangebracht, dan wordt de geïnduceerde spanning ca. $700 \times$ verzwakt.

e) Door twee benen van een kerntransformator te bewikkelen, zoals in fig. 292a is weergegeven, bereikt

men, dat door het spreidingsveld in de beide helften van de wikkeling, spanningen worden geïnduceerd die elkaar tegenwerken. De resterende spanning is dan belangrijk lager dan bij een transformator, waarvan slechts één been is bewikkeld, bijv. een mantelkern zoals in fig. 292b. f) Van zeer groot belang is de aanleg der leidingen. Niet alleen door electromagnetische inductie, maar ook capacitief, kunnen storingspanningen op leidingen worden overgedragen; deze zijn dan niet alleen afkomstig van de spreidingsvelden van transformatoren, maar ook van andere storingsbronnen, bijv. van in de buurt liggende sterkstroomleidingen.

De maatregelen die men kan nemen, worden uitvoerig in hfdst. XIII par. 3 beschreven. Wij willen ons hier beperken tot het wijzen op enkele belangrijke punten.

Leidingen die wisselstromen voeren, zoals bijv. toevoerleidingen naar de gloeidraden van versterkbuizen, worden getwist.

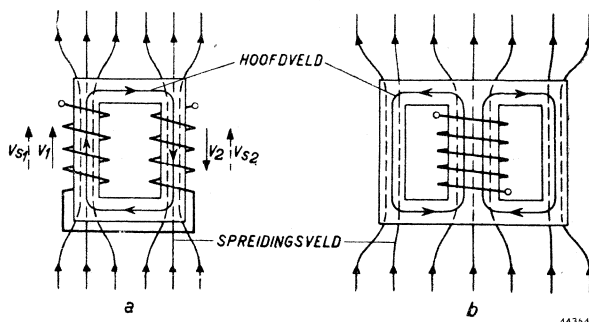


Fig. 292a

Kerntransformator met twee bewikkelde benen. De spanningen V_1 en V_2 , door het hoofdveld geïnduceerd, worden bij elkaar opgeteld. De spanningen V_{s1} en V_{s2} van het spreidingsveld werken elkaar tegen.

Fig. 292b

Manteltransformator.

Elkaar storende leidingen worden zoveel mogelijk van elkaar verwijderd en vooral niet over enige afstand naast elkaar gelegd.

Gevoelige leidingen, zoals toevoerleidingen naar de roosters van ingangsbuizen, worden zo kort mogelijk gehouden, zo mogelijk getwist en bovendien afgeschermd.

Alle aardingsleidingen worden naar één punt van het gestel geleid; aan dit punt wordt het gestel geaard.

g) Ook door het gebruik van tegenkoppelingen kan men de invloed van storingen verminderen. Men zie hierover V § 4, 196.

Om de capacitieve overdracht van storingen van de ene wikkeling van een transformator op een andere te voorkomen, brengt men tussen de wikkelingen een geaard metalen scherm aan. Dit wordt o.a. gedaan in nettransformatoren, om overdracht van storingen door hogere harmonischen op het net van de primaire naar de secundaire wikkeling te voorkomen.

Tot slot noemen wij de z.g. *ratelstoring*, die door vereffeningsverschijnselen in de gelijkrichtkring wordt veroorzaakt. Deze vereffeningsverschijnselen kunnen worden verwacht bij het beginnen en onderbreken van de stroom door de gelijkrichtbuis en door niet-lineaire of discontinue eigenschappen van deze buis. In principe kan deze storing ook bij H.V.-buizen optreden; zij treedt echter veel meer naar voren bij buizen met gasvulling, ten gevolge van de geringe inwendige weerstand, de grotere topwaarde van de anodestroom, het plotseling ontsteken en onderbreken van de anodestroom zodra de anodespanning beneden de boogspanning daalt, en van onregelmatigheden van de gasontlading.

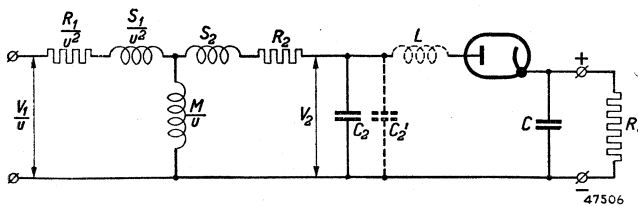


Fig. 293

Schema van een gelijkrichtkring met transformator.

R_1 = weerstand primaire wikkeling.

R_2 = „ „ secundaire „

u = transformatieverhouding.

S_1 = primaire spreidingszelfinductie.

S_2 = secundaire „

M = wederzijdse inductie.

R_u = belastingsweerstand.

C = afvlakcondensator.

C_2 = parasitaire capaciteit van de secundaire wikkeling.

C_2^1 = anti-ratelcondensator.

L = anti-ratelsmoorspoel.

Alle grootheden zijn op de secundaire zijde gereduceerd.

Een en ander kan nader worden duidelijk gemaakt aan de hand van het schema volgens fig. 293, waarin de transformator is voorgesteld door een vervangingsschema. Onder verwaarlozing van de „primaire zelfinductie” (verg. VII § 16) M/u van de transformator, die toelaatbaar is omdat de waarde daarvan hoog is ten opzichte van de overige impedanties in de keten, is

$$V_2 = \frac{V_1}{u} - i_a R - S \frac{di_a}{dt},$$

waarin

$$R = \frac{R_1}{u^2} + R_2 \text{ en } S = \frac{S_1}{u^2} + S_2.$$

Bij een oneindig sterk net is $\frac{V_1}{u}$ sinusvormig, maar V_2 wordt door $i_a R$ en $S \frac{di_a}{dt}$ vervormd. Nu is $\frac{di_a}{dt}$ het grootst bij het begin en bij het verbroken worden van de stroom; het vereffeningsverschijnsel, dat door $S \frac{di_a}{dt}$ optreedt, is bij de stroomverbreking het sterkst. Bij inschakeling van de stroom wordt nl. het vereffeningsverschijnsel bepaald door de eigenschappen van de aangesloten voedingsketen, de amplitude is over het algemeen klein en de frequentie laag. Bij stroomverbreking echter ontlaaft de spanning op S zich over de parasitaire capaciteit C_2 van de secundaire wikkeling. De amplitude kan nu belangrijk zijn en de frequentie die bepaald wordt door de betrekking $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{SC_2}}$, is hoog en ligt in het gebied van ca. 10 000 tot 20 000 Hz.

Het is vooral het spreidingsveld van de transformator, dat van dit vereffeningsverschijnsel invloed ondervindt en dientengevolge storend op andere elementen van de versterker inwerkt. Om de ratelstoring op te heffen, kan men de nettransformator magnetisch afschermen; beter kan men de storing direct in de bron bestrijden. Een bekend middel daartoe is het aanbrengen van een anti-ratelcondensator C_2^1 , waardoor de amplitude van het vereffeningsverschijnsel wordt verkleind en de frequentie lager wordt.

Een beter middel is het aanbrengen van een anti-ratelsmoorspoel L in serie met de gelijkrichtbuis, waardoor de topwaarde van de anodestroom wordt verlaagd en de tijdsduur van die stroom vergroot; wordt de zelfinductie van de smoorspoel zo groot gekozen dat V_2 en i_a gelijktijdig door nul gaan, dan verdwijnt de ratelstoring geheel.

§ 9. Over de constructie van voedingstoestellen, aangesloten op wisselstroomnetten

Nu het ontwerp van de gelijkrichter, het afvlakken van rimpelspanningen en het opheffen van storingen in de vorige paragrafen zijn behandeld, kunnen wij volstaan met het beschrijven van het volledig schema van een L.F.versterker met voedingstoestel.

Wij nemen als voorbeeld een moderne versterker met twee trioden in *B*-schakeling met vaste negatieve roosterspanning, die met roosterstroom bedreven worden, zodat de voeding van de roosters door een triode met lage inwendige weerstand moet geschieden. Als voorversterkbuizen dienen een penthode met meelopende en een penthode met vaste schermroosterspanning. Het geheel is in figuur 294 weergegeven.

Daar de eindtrioden in *B*-schakeling werken en de belasting van het voedingstoestel dus sterk varieert, is voor de voeding een gelijkrichtbuis B7 met gasvulling gebruikt. Zoals achter gelijkrichtbuizen met gasvulling gebruikelijk is, begint de afvlakketen met een smoorspoel (zie 326); voor voldoende afvlakking van de spanningsrimpel volgt achter het eerste nog een tweede *LC*-filter.

De gelijkrichter met B7 dient voor de voeding van de anodes van de eindtrioden B4 en B5 en van de anode van de stuurbuis („driver”) B3; daar de anodespanning van B3 lager is dan die van B4 en B5, wordt de ++ spanning door R_{a_3} op de juiste waarde gebracht. Ontkoppeling van de anode van B3 en tevens betere afvlakking, ontstaan door het filter $R_{a_3}C_{a_3}$. Voor de vaste negatieve roosterspanning van de eindtrioden en voor de voeding van de voorversterkpenthoden B_1 en B_2 is een tweede gelijkrichter voor een lagere voedingsspanning aanwezig. Daar de belasting van deze gelijkrichter constant is, kan een H.V.gelijkrichtbuis B6 worden gebruikt. De afvlakketen begint nu met een buffercondensator en bestaat verder uit twee achter elkaar geschakelde *LC*-filters. De negatieve pool van de B7-gelijkrichter is met de positieve pool van de B6-gelijkrichter verbonden.

Over de voeding van de verschillende electroden valt het volgende op te merken.

De penthode B_1 wordt met meelopende schermroosterspanning bedreven. De schermroosterstroom vloeit over de weerstand R_{g_2} , ontkoppeling geschiedt door het filter $R_{g_2}C_{g_2}$. De buis B_1 kan worden gebruikt voor sterkteregeling door verschuiving van de negatieve roosterspanning (zie II § 12). De penthode B_2 heeft een vaste schermroosterspanning, die van de potentiometer R_1R_2 wordt afgenomen. Ontkoppeling heeft plaats door het filter R_2C_2 .

Voor het berekenen van de schermroosterspanning geldt de betrekking

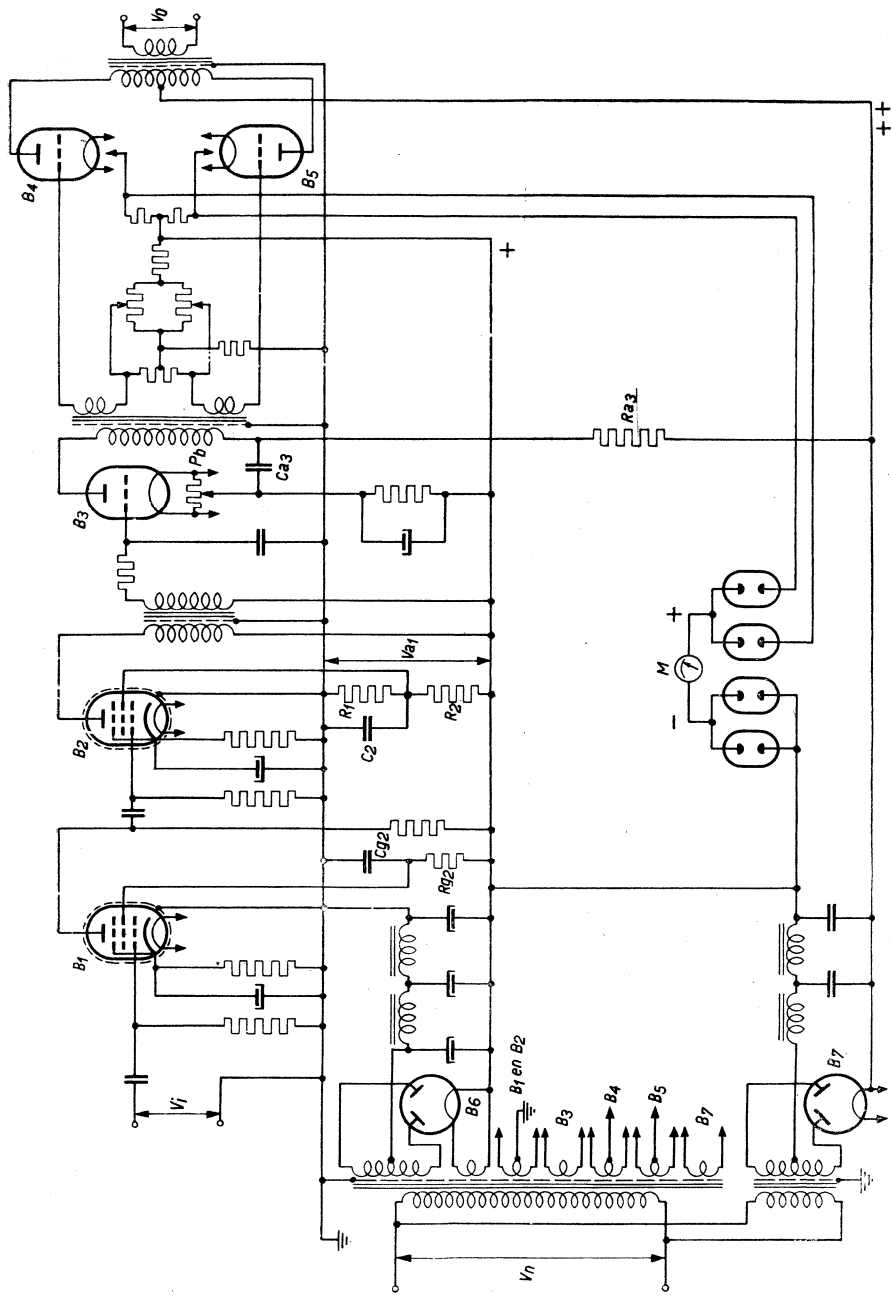


Fig. 294
Principeschema van een L.F.versterker met voedingsstoestel.

$$V_{g2} = V_{a1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_{g2} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Indien de anode van de penthode B_2 zelf over een weerstand met de + pool van het voedingstoestel verbonden is, ontstaat voor de voeding van de combinatie van anode en schermrooster het schema van fig. 295. In dit geval gelden de betrekkingen:

$$V_{g2} = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} - I_{g2} \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} - I_a \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$V_a = V_0 \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} - I_{g2} \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_2 + R_3} - I_a \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

In de regel wordt door de fabrikanten de schermroosterstroom als functie van de schermroosterspanning bij verschillende roosterspanningen opgegeven. Voor het berekenen van

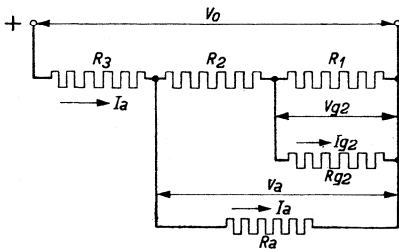


Fig. 295

Voeding van de anode en het schermrooster van een penthode door een driedelige potentiometer.

de schermroosterspanning kunnen deze krommen goede dienst doen. De penthoden B_1 en B_2 en de triode B_3 hebben automatische negatieve roosterspanning (zie 47). De vaste negatieve roosterspanning van de buizen B_4 en B_5 wordt door een potentiometer over de gelijkspanning van de gelijkrichter B_6 verkregen. Opdat symmetrische werking van de beide in balans geschakelde tri-

oden kan worden verkregen (vergelijk 166), zijn de roosterspanningen elk afzonderlijk door potentiometers instelbaar; op de meter M kan men aflezen of de beide anodestromen aan elkaar gelijk zijn.

De gloeidraden van alle buizen worden door wisselstroom verhit, waartoe op de nettransformator van gelijkrichter B_6 de vereiste gloeidraadwikkelingen zijn aangebracht. De gloeidraden van B_6 en B_7 staan op verschillende + spanningen; zij moeten elk een eigen wikkeling hebben. Om de anodestroom te kunnen meten, moet men ook de gloeidraden van de trioden B_4 en B_5 gescheiden voeden. De gloeidraden van B_1 en B_2 zijn parallel geschakeld op een wikkeling, waarvan het midden geaard is. De kathode van de triode B_3 is direct verhit en staat op + spanning; ook hiervoor is een afzonderlijke wikkeling aangebracht. Om de brom door de direct verhitte kathode zoveel mogelijk te beperken, heeft men een anti-brompotentiometer P_b' aangebracht (zie 336).

§ 10. Over de voeding van gelijkstroom- en gelijkstroom-wisselstroom-toestellen

Staat een gelijkstroomnet voor de voeding van een L.F.versterker ter beschikking, dan kan men in principe de gelijkspanning rechtstreeks gebruiken voor de anode- en schermroosterspanningen en de in serie geschakelde gloeidraden via een voorschakelweerstand op het net aansluiten. Voor grote uitgangsvermogens kan van deze eenvoudige schakeling geen gebruik worden gemaakt, omdat de netspanning, die ten hoogste 220 volt bedraagt, te laag is voor het voeden van de eindbuizen. Voor het verkrijgen van deze hogere spanningen kan men een GS-GS-omvormer bezigen, maar, aangezien zoals aanstonds zal blijken, aan gelijkstroomtoestellen verschillende bezwaren zijn verbonden, geeft men er de voorkeur aan, de gelijkspanning in wisselspanning om te zetten, hetzij door middel van een vibrator of door een GS-WS-omvormer. Op deze wisselspanning kan men een L.F.versterker in de normale uitvoering voor wisselstroomnetten aansluiten. Is het verlangde uitgangsvermogen gering, dan kan men tot de rechtstreekse voeding overgaan. Daar de op de gelijkspanning als regel hinderlijk storende wisselspanningen zijn gesuperponeerd, moet men de gelijkspanning zeer goed afvlakken. Men kan daarbij geen electrolytische condensatoren gebruiken, omdat deze bij verkeerde poling van het net defect raken. Daarbij komt dat de vraag naar zuivere gelijkstroomtoestellen gering is; in de regel wenst men dat hetzelfde toestel ook op een wisselstroomnet bedreven kan worden. Vooral in streken waar zowel gelijk- als wisselspanningsnetten voorkomen, is deze universele constructie gewenst. In de praktijk worden gelijkstroomversterkers dan ook zeer weinig gebruikt en geeft men de voorkeur aan de constructie van GS-WS-toestellen.

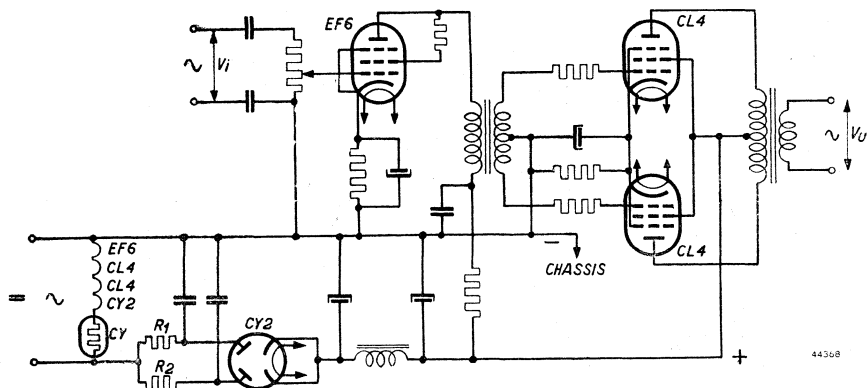


Fig. 296

Principeschema van een grammofoonversterker voor GS—WS-netten (220 V) met 6 watt-uitgangsvermogen.

De bijzonderheden van die toestellen kunnen het best aan de hand van een schema worden beschreven. Fig. 296 is het schema van een grammofoonversterker met 6 W uitgangsvermogen.

De gebruikte versterkbuizen zijn direct verhitte Philipsbuizen uit de C-serie, waarvan de gloeidraden geschikt zijn voor serievoeding met 200 mA. De penthode EF_6 uit de E-serie heeft eveneens een gloeistroom van 200 mA. Deze buizen, die speciaal zijn ontworpen voor het gebruik in GS-WS-toestellen, moeten aan bijzondere eisen voldoen. De kathoden moeten behoorlijk van de gloeidraden zijn geïsoleerd en de capaciteit tussen het stuurrooster en de gloeidraad moet gering zijn, daar anders de wisselspanning op de gloeidraden, waarvan het midden niet geaard kan worden, een wisselspanning op de stuurroosters zou veroorzaken.

Voor de gelijkrichting kan alleen een eenfazige gelijkrichtbuis worden gebruikt; deze buis moet indirect verhit zijn, daar de gloeidraad met de gloeidraden van de versterkbuizen in serie wordt geschakeld en dientengevolge tussen de gloeidraad en de kathode een spanning staat. GS-WS-toestellen missen weliswaar de nettransformator van de WS-toestellen, maar de gedwongen eenfazige gelijkrichting maakt de afvlakking moeilijker en dus kostbaarder.

Bij de serieschakeling van de gloeidraden moet men er op letten dat bij de buizen die het meest voor storing gevoelig zijn, de spanning tussen gloeidraad en kathode het laagst is. Indien deze spanning een wisselspanning is, is dit zonder meer duidelijk, maar ook als deze spanning een gelijkspanning is, zijn er altijd storende wisselspanningen gesuperponeerd, zodat het toch wenselijk is dat men de spanning tussen de gloeidraad en de kathode laag houdt. Men sluit dan ook de gloeidraden aan in de volgorde, als in fig. 296 is aangegeven, dus, van de -leiding uitgaande, eerst de gloeidraad van de ingangsversterkbuis, daarna de gloeidraden van de eventueel volgende voorversterkbuizen, vervolgens die van de eindbuizen en ten slotte de gloeidraad van de gelijkrichtbuis. Indien de spanning tussen gloeidraad en kathode van de gelijkrichtbuis daardoor te hoog wordt, omdat zich bij de volle gelijkgerichte spanning een belangrijke wisselspanning voegt, is het beter dat de gloeidraad van de eindbuis achter die van de gelijkrichtbuis wordt geplaatst.

Om de stroomvariaties in de gloeidraden die door netspanningsschommelingen veroorzaakt worden te beperken, heeft men in serie daarmee een stroomstabiliseerbuis C1 aangebracht. Dit is vooral ook van belang voor de gloeidraad van de gelijkrichtbuis; wordt de temperatuur van de kathode van een gelijkrichtbuis verlaagd, dan stijgt de inwendige weerstand belangrijk en hierdoor daalt de gelijkgerichte spanning, hetgeen ontoelaatbaar is, omdat de beschikbare spanning bij GS-WS-toestellen toch al aan de lage kant is. De smoorspoel van de afvlakketen

is in de + leiding aangebracht. Indien men deze smoorspoel in de -leiding aanbrengt, zouden de kathoden van de versterkbuizen over deze smoorspoel met het net zijn verbonden, waardoor brom zou ontstaan.

Bij verkeerde poling van het gelijkstroomnet wordt de stroom door de gelijkrichtbuis geblokkeerd. Hierdoor is het mogelijk voor de afvlakking electrolytische condensatoren te gebruiken.

Met de anoden van de gelijkrichtbuis zijn weerstanden R_1 en R_2 in serie geschakeld. Hierdoor wordt de stroomstoot bij het inschakelen begrensd, terwijl tevens wordt voorkomen dat de gelijkgerichte spanning bij aansluiting op een wisselstroomnet belangrijk hoger is dan bij aansluiting op een gelijkstroomnet.

De ingangsklemmen zijn beide door condensatoren met de roosterkring van de eerste versterkbuis verbonden. Hierdoor wordt voorkomen dat deze klemmen in geleidende verbinding staan met het net.

Het gestel van de versterker staat in geleidende verbinding met het net; het mag dus niet aanraakbaar zijn en moet een tweede kast om zich heen hebben.

Gelijkstroomnetten hebben meestal een spanning van 220 volt, in enkele gevallen van 110 volt; ook bij wisselstroomnetten komt de spanning van 220 volt het meest voor, maar daarnaast treft men verschillende andere spanningen, o.a. van 110 en 127 volt aan. Het is gebruikelijk dat de GS-WS-toestellen zó worden ontworpen dat de versterkbuizen bij de voeding van 220 volt zo gunstig mogelijk worden bedreven. Sluit men zo'n toestel op een lagere netspanning van bijv. 110 volt aan, dan moet men in elk geval de stroomstabiliseerbuis vervangen, zodat de gloeidraden met de normale stroom worden gevoed. Wil men bovendien de anode- en schermroosterspanningen zo gunstig mogelijk instellen, dan moeten ook nog andere wijzigingen in de schakeling van de versterker worden aangebracht. Zo kan men bijv. de weerstanden R_1 en R_2 geheel of gedeeltelijk kortsluiten. Alles samengevat blijkt wel dat aan GS-WS-toestellen verscheiden bezwaren zijn verbonden. Vandaar dat men soms de voorkeur geeft aan het gebruik van normale WS-toestellen die uit gelijkstroomnetten door middel van een vibrator of een omvormer worden gevoed.

§ 11. Over de voeding door accu's of batterijen

Van accuvoeding wordt voor L.F.versterkers gebruik gemaakt bij installaties in auto's, treinen, vliegtuigen enz. De accu's hebben meestal een spanning van 6 volt of 12 volt, welke spanningen rechtstreeks voor het voeden van de parallel geschakelde gloeidraden van de versterkbuizen kunnen worden gebruikt. Philips heeft voor dit doel versterkbuizen geconstrueerd met een gloeispanning van 6,3 volt (E-serie).

Bij accu's van 12 volt schakelt men de gloeidraden van 2 E-buizen in serie. Voor het verkrijgen van de anode- en schermroosterspanningen gebruikt men een omvormer of een vibrator. Om het overbrengen van de storingen door deze onderdelen en van de motorstoring die op de accuspanning gesuperponeerd wordt, op de L.F.versterker te voorkomen, moet men ontstoringsmiddelen aanbrengen. Deze worden voorzover de vibratoren en omvormers betreft vermeld in de par. 12 en 13.

Batterijvoeding vindt alleen in bijzondere gevallen toepassing en wel uitsluitend bij kleine gemakkelijk draagbare toestellen van gering uitgangsvermogen. Voorbeelden daarvan zijn de elektrische megafoon (XIV § 15) en de versterker voor hardhorenden (zie XIV § 15).

Bij de voeding door batterijen waarvan het aantal ampère-uren gering is, is het van groot belang dat het stroomverbruik door de buizen zo laag mogelijk zij. De buizen van Philips uit de D-serie (batterijserie) voldoen aan deze eis. Zo heeft bijv. de versterkpenhode voor weerstandskoppeling, type DF 21, een anodestroom van ca. 0,1 mA bij 90 tot 120 volt, een schermroosterstroom van ca. 0,02 mA, een gloeispanning van 1,1 tot 1,5 volt en een gloeistroom van ca. 25 mA. De eindpenhode DL 21 heeft in de A-schakeling een anodestroom van 4 tot 5 mA bij 90 tot 120 volt, de schermroosterstroom bedraagt 0,8 mA en de gloeistroom ca. 50 mA bij een spanning van 1,1 tot 1,5 volt.

§ 12. Vibratoren (trillers)

Zoals in de vorige paragraaf vermeld, worden sommige versterkers uit G.S.-bronnen gevoed. Is er een accu van bijv. 6 of 12 V aanwezig, dan kan men de gloeidraden rechtstreeks daarmee voeden, maar de anodespanning moet uit deze lage accuspanning door een of andere *omvormer* worden verkregen. Moet de installatie door een gelijkstroomnet worden gevoed, dan is men genoodzaakt, de gloeidraden in serie te schakelen, waarbij het moeilijk is bromstoringen uit het net te vermijden (zie 346). Ook het verzekeren van een voldoende isolatie tegen aanrakingsgevaar is veel moeilijker dan bij WS-toestellen.

Men gebruikt nu een vibrator of triller om de gelijkspanning in wisselspanning om te zetten en

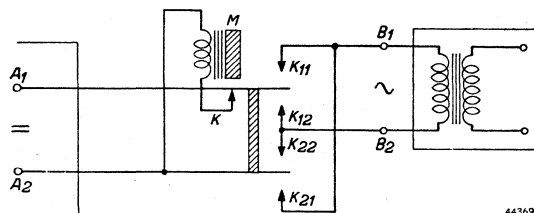


Fig. 297
Principeschema van een vibrator (volgens Alexander, litter. IX § 12,1).

richt voor het verkrijgen van de vereiste anodespanning deze wisselspanning op de bekende manieren gelijk. Een vibrator werkt volgens het principe van de elektrische schel; de schakeling is schematisch weer-

gegeven in fig. 297. De werking van de vibrator is als volgt: De veren A_1 en A_2 , die electricch gescheiden, doch mechanisch verbonden zijn, kunnen afwisselend in contact komen tegen K_{11} en K_{22} resp. K_{12} en K_{21} . De veren worden bewogen door de electromagneet M , werkende op een anker dat mechanisch met de veren verbonden is. In de rusttoestand vloeit stroom M over het contact K ; het anker wordt aangetrokken, waardoor contact ontstaat tussen A_1 en B_1 en tussen A_2 en B_2 . Tevens wordt het contact K verbroken, zodat het anker niet meer wordt aangetrokken. Onder invloed van de veerkracht zwaaien de veren terug, gaan door de werking der traagheid door de rusttoestand heen en brengen contact tot stand tussen A_1 en B_2 resp. A_2 en B_1 . Doordat de magneet telkens in een geschikte faze van de trilling van de veren weer wordt bekrachtigd, houdt het mechanisme zichzelf op gang. Door de primaire wikkeling van de transformator vloeit dus een intermitterende stroom, waardoor in de secundaire wikkeling een wisselspanning wordt geïnduceerd.

De contacten van de vibrator moeten met condensatoren worden overbrugd, daar anders de contacten door vonkvorming, die door de zelf-inductiespanning optreedt, te veel zouden lijden.

De vorm van de spanningen is weergegeven in fig. 298. Men ziet dat de secundaire spanning lang niet sinusvormig is; door het snelle verbreken en inschakelen ontstaan hogere harmonischen, waartegen zowel de L.F.-versterker als het eventueel aanwezige gelijkstroomnet moeten worden beschermd. De aansluiting op de versterker en op het net moet dus via filters geschieden.

Een complete vibrator bestaat dus uit de eigenlijke triller en het ontstoringsgedeelte. Men moet de triller op een geschikte wijze verend met het ontstoringsgedeelte verbinden, om het overbrengen van mechanische trillingen op andere toestelgedeelten en op de lucht te vermijden. Het geheel is daartoe bovendien door een omhulsel omgeven dat ook voor electriche afscherming dient.

Bij de volledige vibrator behoort een orgaan om het voortbestaan van te grote primaire stromen,

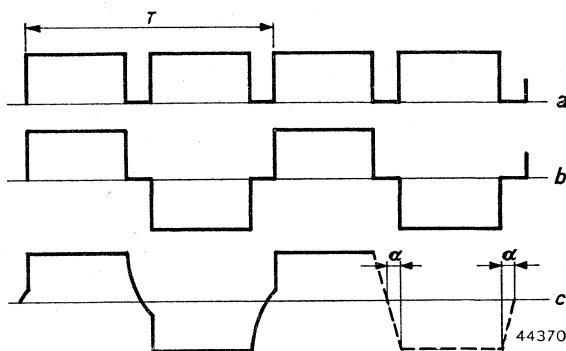


Fig. 298

- a) Onderbroken primaire gelijkspanning.
 b) primaire spanning aan de transformator.
 c) secundaire spanning.

(volgens Alexander, litter. IX § 12, 1).

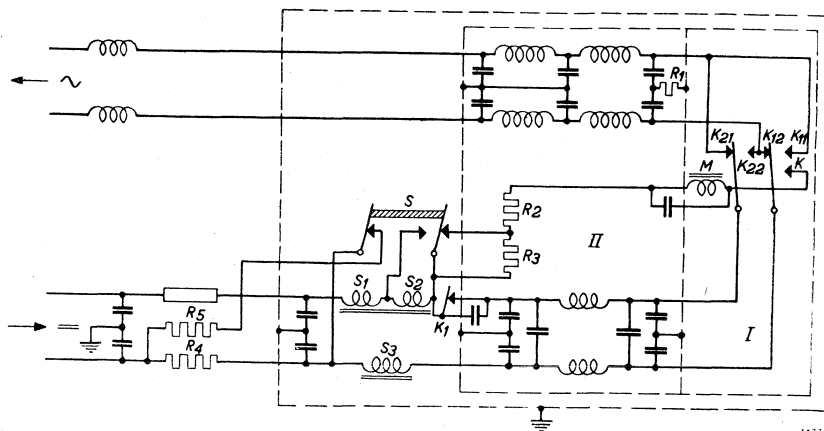


Fig. 299

Volledig schakelschema van de vibrator. De eigenlijke triller en het ontstorsingsdeel zijn ieder in een afzonderlijke afgeschermd ruimte, respectievelijk aangegeven met I en II, ondergebracht. Hierbuiten bevinden zich het maximaal-relais en een inrichting voor het omschakelen van de vibrator voor gelijkstroomnetten met verschillende spanningen. Om dit geheel is de reeds genoemde tweede afscherming aangebracht. De vibrator is geschikt om aangesloten te worden op gelijkstroomnetten met een spanning van 220 volt, zowel als van 110 volt. Voor omschakeling van 220 volt op 110 volt moeten een drietal onderdelen gewijzigd worden en wel:

- 1) Een weerstand die zich in serie bevindt met de magneetspoel (R_2 , R_3). Bij de lage netspanning wordt de weerstand R_3 kortgesloten.
- 2) Het maximaal-relais. Daar de vibrator bij een lagere netspanning een grotere stroom opneemt, moet het maximaal-relais bij een grotere stroom in werking treden. Dit is bereikt door bij de lage netspanning de windingen S_2 in te schakelen, welke windingen tegengesteld aan S_1 zijn gewikkeld.
- 3) De weerstand die in serie met de vibrator geschakeld is. Bij gebruik bij een lage netspanning wordt parallel met R_4 de weerstand R_5 geschakeld.

De omschakelinrichting is aangegeven met de dubbele schakelaar S. In werkelijkheid is dit een contactenblokje buiten aan de vibrator, dat voor omschakeling op de andere netspanning slechts omgedraaid behoeft te worden (volgens Kuperus, litter. IX § 12, 2).

die kunnen optreden bijv. doordat bij een der contacten door een metaaldeeltje een kortsluiting ontstaat, te vermijden. Een serieweerstand kan daartoe dienen; ook bedient men zich wel van⁵ smeltveiligheden en maximaal-automaten. In fig. 299 vindt men het volledige schakelschema van een moderne vibrator van Philips. Het rendement van vibratoren ligt gewoonlijk tussen 40 en 60%. De vibrator volgens fig. 299 heeft een rendement van 90%, doordat men de bewegende delen zo klein mogelijk houdt.

De effectieve waarde V_{eff} van de primaire wisselspanning van de vibrator is gelijk vanzelf spreekt steeds lager dan de gelijkspanning V_0 van de voedingsbron. Indien men het verloop van de spanning op de in fig. 298c weergegeven wijze schematisch voorstelt, kan men afleiden (volgens Alexander, litter. IX § 12, 2).

$$V_{eff} = V_0 \sqrt{1 - \frac{4\alpha}{3\pi}}$$

Sluit men aan op 220 volt, dan verkrijgt men een wisselspanning van ongeveer 200 volt.

§ 13. Omvormers en generatoren

Men kan deze, gereed voor het gebruik, van verschillende firma's betrekken. Het zou ons te ver voeren op de constructie van deze toestellen in te gaan en wij zullen dan ook volstaan met het vermelden van de voornaamste typen.

Bij installaties die door een accu worden gevoed, gebruikt men omvormers die, hetzij een gelijkspanning, meestal van 220 volt, hetzij een wisselspanning van bijv. 110 of 220 volt, opwekken. In het laatste geval moeten de L.F.versterkers die op deze spanning worden aangesloten, van voedingstoestellen zijn voorzien. Dit heeft het voordeel dat men normale versterkers kan gebruiken die in grote series worden gefabriceerd; daartegenover staat het nadeel van een lager rendement van de installatie.

Door een bezinemotor aangedreven generatoren worden gebruikt op plaatsen waar in het geheel geen electriciteitsbron aanwezig is, zoals bijv. voorkomt in alleenstaande landhuizen, op schepen enz.

De generatoren worden gebruikt voor het laden van een accubatterij; zij hebben een gelijkspanning van 6, 12 of 32 volt. De accubatterij kan, behalve voor het voeden van de L.F.versterkingsinstallatie, ook voor andere doeleinden, bijv. voor verlichting, worden gebruikt.

Voor directe voeding levert men generatoren die, hetzij een wisselspanning, hetzij een gelijkspanning, of beide, leveren. Bij wijze van voorbeeld vermelden wij een reeks van deze generatoren zoals deze in de handel verkrijgbaar zijn.

Generatoren van wissel- en gelijkspanning.

300 watt W.S. met 110 of 220 volt, 50 of 60 Hz, 175 watt G.S. voor het laden van 6 volts accu's.

300 watt W.S. met 110 of 220 volt, 50 of 60 Hz, 200 watt G.S. voor het laden van 12 volts accu's.

300 watt W.S. met 110 of 220 volt, 50 of 60 Hz, 275 watt G.S. voor het laden van 32 volts accu's.

G.S.-generatoren.

725, 1000 of 1500 watt met 110 of 220 volt G.S.

W.S.-generatoren.

600, 1000 of 1500 watt met 110 of 220 volt W.S., 50 of 60 Hz.

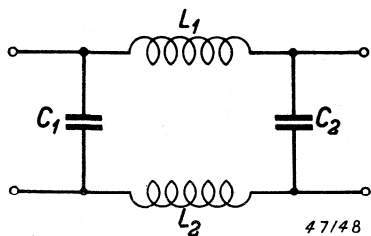


Fig. 300

Filter voor het ontstoren van de spanning van een omvormer of generator.

Voor het ontstoren van deze toestellen brengt men een afscherming van de ontsteking aan, terwijl men voorts op de generatorspanning een filter aansluit dat voor het verminderen van componenten met hogere frequentie bestemd is. Deze filters zijn in de regel aangebracht in de schakeling volgens fig. 300. C_1 en C_2 zijn condensatoren met een capaciteit van bijv. 10 000 pF; L_1 en L_2 zijn luchtspoelen.

LITTERATUUR

§ 2—5

1. Duinker, D. M. Discussion on „some considerations in the design of hot-cathode mercury-vapor rectifier circuits”. J. Inst. Electr. Engr. **76** (1935) 421—422.
2. Duinker, D. M. Siebkreise für Gleichrichter. Elektrotechn. u. Masch.-Bau **55** (1937) 381—388.
3. Holzwarth, H. Zur Theorie der Netzgleichrichterschaltungen. Elektr. Nachr. Techn. **19** (1942) 219—227.
4. Kleen, W. Bemessung von Netzgleichrichterschaltungen. Telef. Röhre **19/20** (1941) 146—151.
5. Ludwig, E. H. Die Strom-Spannungs-Charakteristiken Kapazitiv belasteter Hochvakuum-Glühkathodengleichrichter. Arch. Elektrotechn. **32** (1938) 607—621.
6. Panofsky, W. K. H. & C. F. Robinson. Graphical methods of solving rectifier circuits. Electronics **14** (1941) April 42—44.
7. Philips „Miniwatt” Monatsheft **22** (1935) 1—10; **23** (1935) 8—15; **25** (1935) 13—16. Berechnung von Anodenspannungs-Gleichrichtern für Radioapparate.
8. Philips „Miniwatt” Monatsheft **72** (1939) 149—160. Verwendung gasgefüllter Gleichrichterröhren als Anodenspannungserzeuger.
9. Suchtelen, H. van. Der Entwurf von Anodenspannungsgleichrichtern. Philips „Miniwatt” Monatsheft **93** (1942) 13—26; Philips „Miniwatt” Monatsheft **94** (1942) 29—46.
10. Wallis, C. M. Full wave rectifier analysis. Electronics **13** (1940) March 19—22.

§ 6

1. Duinker, D. M. Het gebruik van seleenventielen in gelijkrichters. Philips Techn. T. **5** (1940) 200—209.
2. Richards, E. A. The characteristics and applications of the selenium rectifier. J. Inst. Electr. Engr. Part II (1941) 423—442.

§ 7

1. Terman, F. E. and S. B. Pickles, Note on a cause of residual hum in rectifier filter systems. Proc. Inst. Radio Engr. **22** (1934) 1040—1050.

§ 8

1. Greiner. Zur entstörung von Netzanschlussverstärker. *Telegr., Fernspr. u. Funk Techn.* **26** (1937) 256—261.
2. Kade, H. Die Schirmwirkung metallischer Hüllen gegen magnetische Wechselfelder. *Hochfrequenztechn.* **40** (1932) 92—97.
3. Moeller, F. Magnetische Abschirmung durch ebene Bleche bei Tonfrequenzen. *Elektr. Nachr.-Techn.* **16** (1939) 48—52.
4. Schadwinkel. Beiträge über die Schirmwirkung von Hüllen gegen Streufelder. Würzburg—Aumühle, Konrad Triltsch Verlag.

§ 10

1. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **13** (1934) 33—34 Anwendung der Gleichstromröhren.
2. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **15** (1934) 11—16; **18** (1934) 4—11. Gleichstrom-Wechselstromschaltungen.

§ 11

1. Philips „Miniwatt“ Monatsheft **11** (1934) 12—15 Stromsparende Schaltungen für Batterieempfänger.

§ 12

1. Alexander, J. W. Een vibrator voor het aansluiten van wisselstroomontvangtoestellen op het gelijkstroomnet. *Philips Techn. T.* **2** (1937) 346—349.
2. Kuperus, J. Over de constructie van vibratoren voor radio-apparaten. *Philips Techn. T.* **6** (1941) 346—350.

ENKELE GRONDBEGINSELEN VAN DE GELUIDSLEER EN DE PRACTISCHE TOEPASSING ERVAN IN DE L.F. VERSTERKINGSTECHNIEK

§ 1. Grondbeginselen van de geluidsleer

Bij de geluidsversterking heeft men te maken met het opvangen van geluid en het omzetten van geluidstrillingen in elektrische trillingen, omgekeerd met het omzetten van elektrische trillingen in geluidstrillingen en met het verspreiden van het geluid. Zoals vanzelf spreekt is een goed begrip van de grondbeginselen van de geluidsleer voor de L.F. technicus onontbeerlijk. Nu is het ondoenlijk in dit boek de uitgebreide en moeilijke materie van de geluidsleer ook maar enigszins volledig te behandelen; wij moeten ons beperken tot het vermelden van enkele belangrijke grondbeginselen. Voor verdere studie verwijzen wij naar de talrijke en omvangrijke litteratuur op dit gebied, waarbij wij speciaal de aandacht vestigen op het boek „Geluidstechniek”, door Dr. J. de Boer en Dr. Ir. K. de Boer, dat in deze serie zal verschijnen.

Onder geluid verstaat men alle met het menselijk gehoorzintuig waarneembare trillingen.

Het geluid wordt voortgebracht door in trilling gebrachte lichamen en kan in gasvormige, vloeibare of vaste lichamen worden voortgeplant. De voortplanting kan plaats hebben door longitudinale of transversale trillingen. Bij longitudinale trillingen bewegen de deeltjes zich heen en weer in de richting van de voortplanting; bij transversale trillingen heeft de heen- en weergaande beweging van de deeltjes loodrecht op de voortplantingsrichting plaats. Een transversaal lopende trilling ontstaat als een lichaam een vormverandering ondergaat en de schuifspanningen tussen de verschillende deeltjes die vormverandering op de volgende deeltjes overbrengen. De schuifspanningen tussen de deeltjes van een gas of vloeistof zijn daartoe te gering. Een transversaal lopende geluidstrilling kan dan ook alleen in vaste lichamen voorkomen. In gassen en vloeistoffen treden longitudinale trillingen op (golven op een vloeistofoppervlak zijn transversaal).

Wij zullen ons beperken tot de voortplanting van het geluid in de lucht. In de vrije ruimte wordt het geluid dan voortgeplant door een *longitudinaal lopende trilling*, die in fig. 301 schematisch is voorgesteld.

- * Verondersteld is dat punt 1 een enkelvoudige trilling met een trillingstijd T uitvoert. Wij denken ons naast 1 een reeks van deeltjes (2 tot 16 enz.), waarbij telkens in $\frac{1}{2} T$ sec de beweging van het ene punt naar het

volgende wordt overgebracht. Telkens na $\frac{1}{12} T$ sec is de plaats van de deeltjes in fig. 307 weergegeven; de in beweging zijnde deeltjes zijn iets dikker getekend dan de in rust zijnde.

Wij zien nu ten eerste, dat de deeltjes achtereenvolgens in harmonische trilling geraken, en in de tweede plaats, dat er verdichtingen en verdunningen, drukveranderingen dus, ontstaan, die eveneens in de richting van de voortplanting worden overgereikt.

Denken wij ons nu als geluidsbron een „pulserende bol”, d.w.z. een bol waarvan het volume periodiek verandert, zó, dat alle delen van het boloppervlak met dezelfde amplitude en fase trillen. Wordt het geluid door die bol in de vrije ruimte uitgestraald, dan plant het geluid zich naar alle zijden gelijkmatig straalsgewijze voort, zoals in fig. 302 schematisch is weergegeven.

Symmetrisch om de pulserende bol vormen zich steeds groter wordende „bolfronten” en op het oppervlak van elk van die bolfronten trillen alle delen steeds met dezelfde amplitude en fase. Op zeer grote afstand van het middelpunt wordt de kromming van het oppervlak van de bolfronten gering, en tenslotte gaan de bolfronten over in platte vlakken. Men spreekt van *vlakke geluidsgolven*.

De afwijking van de evenwichtsdruk die bij een geluidstrilling optreedt noemt men de *geluidsdruk* (p), de snelheid van de bewegende deeltjes (stofsnelheid) wordt met v aangeduid. De geluidsdruk wordt uitgedrukt in dyne

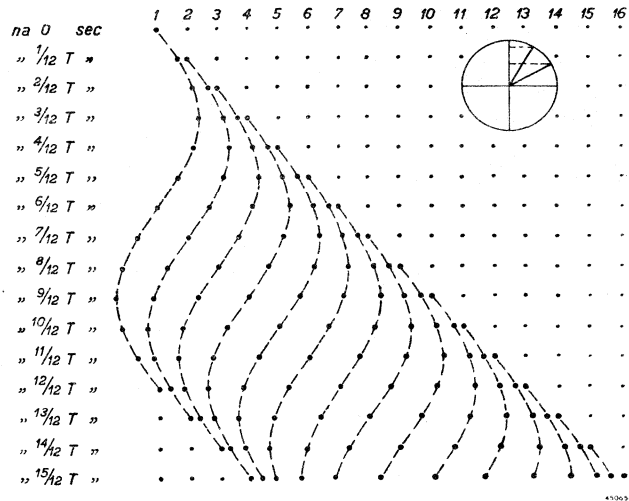


Fig. 301

Schematische voorstelling van een longitudinaal lopende enkelvoudige trilling.

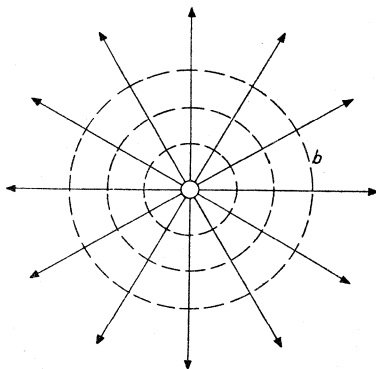


Fig. 302

Schematische voorstelling van een stralende bol („pulserende bol”). Er vormen zich steeds groter wordende „bolfronten” b.

cm⁻². Vaak wordt i.p.v. dyne cm⁻² ook het symbool microbar (μ bar) gebruikt (zie 532). Geluidsdruk en stofsnelheid staan tot elkaar in een vast verband, dat voor elk bepaald medium en vorm van het golffront een karakteristieke waarde heeft en „specifieke acoustische impedantie” wordt genoemd.

De naam „specifieke acoustische impedantie” heeft men gekozen naar analogie van de overdracht van elektrische energie. De *geluidsdruk* komt overeen met de elektrische spanning V , de stofsnelheid met de stroomsterkte I en de acoustische impedantie met de elektrische impedantie Z .

Evenals

$$\frac{V}{I} = Z \text{ is } \frac{p}{v} = z.$$

In het algemeen heeft de acoustische impedantie z een complexe waarde. Bij een vlakke geluidsgolf is z *reëel* en wel

$$z = \rho c \dots \dots \dots (X-1)$$

waarin ρ = de dichtheid van het medium en c = de *voortplantings-snelheid* van het geluid. In dit geval noemt men z de *golfweerstand* van het medium.

Voor lucht bij 20° C is $c = 343$ m/sec, $\rho = 0,0012$ g/cm³ en $z = 41,4$ gr. cm⁻² sec⁻¹.

Onder *golflengte* (λ) verstaat men de kleinste afstand tussen twee punten, waar de geluidsgolf op een bepaald moment dezelfde fase vertoont (zie 532). Tussen voortplantingssnelheid, golflengte en frequentie bestaat de betrekking $c = f \lambda$.

De sterkte van een zich voortplantende golf geeft men aan door de *geluidsintensiteit* (I). De geluidsintensiteit is de gemiddelde energie die door de geluidsgolf per seconde door een oppervlak van 1 cm² loodrecht op de voortplantingsrichting wordt getransporteerd (zie 532)

$$I = pv = \frac{p^2}{R_e(z)} = v^2 \cdot R_e(z) \dots \dots \dots (X-2)$$

waarin voor p en v de effectieve waarden moeten worden gerekend. $R_e(z)$ stelt het reële deel van z voor (stralingsweerstand).

Als eenheid voor I komt de erg per sec per cm² in aanmerking, doch veelal wordt de intensiteit uitgedrukt in watt per cm² = 10⁷ erg sec⁻¹ cm⁻².

Het *totale geluidsvermogen*, dat door een geluidsbron wordt uitgestraald, wordt voorgesteld door de integraal van alle intensiteiten over een oppervlak 0, dat de geluidsbron geheel omhult

$$N = \int I d\sigma \quad (\text{erg sec}^{-1})$$

Voor een pulserende bol volgens fig. 302 is derhalve

$$N = I \cdot \sigma = I \cdot 4\pi r^2 \dots \dots \dots (X-3)$$

Als men aanneemt dat het geluid in de lucht zonder verliezen wordt voortgeplant, heeft N bij elk bolfront dezelfde waarde, waaruit volgt dat de geluidsintensiteit omgekeerd evenredig is met het kwadraat van de afstand tot de geluidsbron

$$I_r = \frac{I_0}{r^2}$$

Daar voorts $I = \frac{p^2}{Re(z)}$ blijkt hieruit tevens, dat bij een pulserende bol

de geluidsdruk evenredig met de afstand tot de geluidsbron afneemt, als men mag aannemen, dat z een constante waarde heeft. Bij een bolfront is dit inderdaad het geval.

Indien de geluidsgolven zich niet vrij in de ruimte kunnen voortplanten, maar op hun weg andere *media* ontmoeten, ontstaan bijzondere verschijnselen, die voor de geluidsverspreiding van groot belang zijn en waarover wij dus ook het belangrijkste moeten meedelen.

Treft een geluidsgolf een wateroppervlak of een oppervlak van een vaste stof, dan wordt zij gedeeltelijk doorgelaten en gedeeltelijk gereflecteerd. Hierbij gaat een gedeelte van het geluid verloren. Indien nu direct uitgestraalde en gereflecteerde golven elkaar ontmoeten, heeft men te maken met de *z.g. interferentie* van het geluid.

Heeft op een bepaald punt de gereflecteerde golf dezelfde amplitude doch de tegengestelde fase als de directe golf, dan wordt ter plaatse het geluid geheel opgeheven. Vooral in besloten ruimten kunnen op deze wijze *longitudinale staande golven* ontstaan. Door de interferentie van twee tegen elkaar in lopende golven met dezelfde amplitude en dezelfde frequentie vormt zich een stilstaande golf met *knopen* en *buiken* zoals in fig. 303 schematisch is voorgesteld.

In de knopen A , A' enz. bevinden de deeltjes zich steeds in rust en zijn de drukveranderingen het grootst, tussen de knopen zijn de deeltjes in heen- en weergaande beweging. Deze beweging is het sterkst in de buiken B , B' enz., waar de evenwichtsdruk niet gestoord wordt. Daar het oor



Fig. 303

Schematische voorstelling van een longitudinale staande golf. De pijlen geven de snelheid van de deeltjes op een bepaald moment weer.

op de geluidsdruk reageert, wordt dus in de buiken geen geluid waargenomen en is de geluidsimpuls in de knopen het sterkst.

Door de terugkaatsing van het geluid tegen de wanden, kan in een gesloten ruimte het geluid worden versterkt. Men noemt dit de *galm*. Het *blijven* voortklinken van een geluid in een ruimte, nadat de geluidsbron heeft opgehouden te werken, noemt men de *nagalm*, terwijl de *nagalm-tijd* het aantal seconden is, waarin de gemiddelde energiedichtheid van de nagalm 60 dB zwakker geworden is (zie 533).

Door reflectie kan zich ook een *echo* vormen. Een echo wordt waargenomen als een herhaling van het directe geluid en ontstaat, doordat de geluidsgolven door holle gebogen oppervlakken in een brandpunt worden teruggeworpen.

Zwevingen van het geluid ontstaan door interferentie van twee tonen die slechts weinig in frequentie verschillen. Men neemt hierbij een periodieke schommeling van de toonsterkte waar. De frequentie van de schommeling is gelijk aan het verschil van de beide interfererende frequenties (zie 534).

Ten slotte vermelden wij nog het *Doppler-effect*, dat ontstaat indien waarnemer en geluidsbron zich naar elkaar toe of van elkaar af bewegen. De frequentie van de waargenomen toon f^1 is:

$$f^1 \approx 1 \pm \frac{v^1}{c} f,$$

v^1 = snelheid waarnemer, c = voortplantingssnelheid geluid.

+ als waarnemer en bron tot elkaar naderen.

— als waarnemer en bron uit elkaar gaan.

Bij het elkaar naderen van waarnemer en bron wordt de toon verhoogd en omgekeerd.

§ 2. Over geluidssintensiteit en geluidsniveau; toonsterkte en luidheid

Zoals in par. 1 is opgemerkt, verstaat men onder de geluidssintensiteit de hoeveelheid geluidssenergie die per tijdseenheid en per oppervlakte-eenheid loodrecht op de voortplantingsrichting van de geluidsgolf wordt getransporteerd.

Bij het vergelijken van geluidssintensiteiten past men het begrip niveau toe. De verschillen tussen geluidsniveaux kan men uitdrukken in decibells. Om de absolute waarde van een geluidsniveau vast te stellen, vergelijkt men het met de standaardintensiteit, die thans internationaal is vastgesteld (zie 534).

De standaardtoon wordt verkregen door een geluidsgolving in de lucht met een standaardfrequentie van 1000 perioden per sec en een middel-

bare geluidsdruk van $2 \cdot 10^{-4}$ dyne per cm^2 . Zijn de geluidsgolven vlak, dan bedraagt de intensiteit 10^{-16} watt per cm^2 .

De indruk die het geluid op het oor maakt, de *toonsterkte* (zie 533), is zoals vanzelf spreekt voornamelijk afhankelijk van de geluidsintensiteit, maar wordt niet uitsluitend door de geluidsintensiteit bepaald. Integendeel hangt de toonsterkte ook af van de toonhoogte en wordt bovendien nog door het timbre beïnvloed.

Onder het „timbre” verstaat men het eigenaardig karakter van het geluid, dat door een bepaald muziekinstrument wordt voortgebracht. Een „a” op een piano aangeslagen klinkt anders dan een „a” op een viool gespeeld. Elk instrument geeft een eigenaardig timbre aan het geluid, dat bepaald wordt door het aantal en de verhouding van de weergegeven boventonen. In par. 3 wordt opgemerkt, dat de afhankelijkheid van de toonsterkte ten opzichte van de frequentie, bij verschillende individuen zeer uiteenloopt. Men heeft nu door een groot aantal metingen de gemiddelde *oorgevoeligheid* (zie definitie 535) van het normale oor vastgesteld (Zie litter. § 2, 2 en 4).

Onder *luidheid* (zie definitie 534) van een willekeurig geluid verstaat men het geluidsniveau van een toon van 1000 Hz, die even luid klinkt als dit willekeurige geluid. Men is gewoon de luidheid uit te drukken in phoons. Bij een luidheid van 60 phoon klinkt het geluid dus even luid als een standaardtoon met een geluidsniveau, dat 60 decibell ligt boven die standaardintensiteit. Verschillende geluiden van éézelfde luidheid kunnen dus zeer uiteenlopende intensiteiten hebben (zie fig. 304).

Het totale gebied van het waarneembare geluid wordt aan de ene zijde begrensd door de drempelwaarde van het nog juist hoorbare geluid (de toondrempel, zie 535) en aan de andere zijde door de pijndrempel, d.i. de intensiteit die het oor maximaal kan verdragen (zie 535). Bij 1000 Hz liggen de toondrempel en de pijndrempel 120 dB uit elkaar; het intensiteitsgebied dat het oor kan bestrijken is dus enorm groot.

De minimale geluidsindruk die het oor kan waarnemen ligt voor een toon van 1000 Hz bij ongeveer $2 \cdot 10^{-4} \mu$ bar (= $2 \cdot 10^{-4}$ dyne cm^{-2} , vergelijk I§ 8). Het oor is dus een zeer gevoelig instrument. De maximale geluidsdruk die het oor kan verdragen, ligt voor een toon van 1000 Hz bij 200μ bar. In fig. 304 vindt men de oorgevoeligheid getekend als functie van de frequentie. Daaruit blijkt o.a. dat de intensiteit van de toondrempel bij 50 Hz niet minder dan ca. 52 dB hoger ligt dan die bij 1000 Hz. De krommen van grotere geluidsterkten verlopen veel vlakker dan die van de toondrempel.

Het gemiddelde vermogen, dat door verschillende geluidsbronnen wordt uitgestraald, ligt zeer ver uiteen, terwijl bij éézelfde geluidsbron het uitgestraalde vermogen bij de zachtste en de hardste passages eveneens

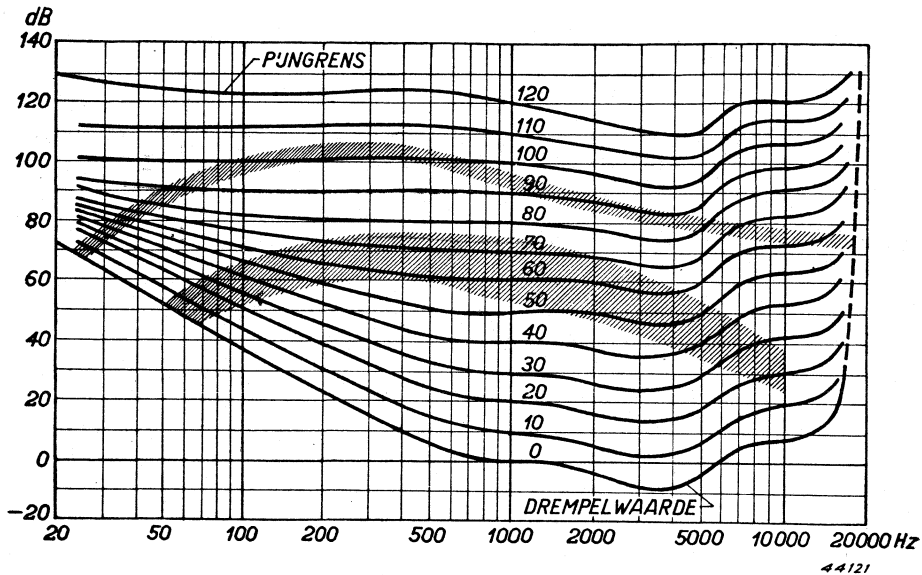


Fig. 304

Intensiteitsniveau in dB boven 10^{-16} watt/cm² als functie van de frequentie voor constante toonsterkte. De getallen bij de lijnen geven het „geluidsniveau”, d.i. het intensiteitsniveau van de desbetreffende geluidsterkte voor een toon van 1000 Hz.

De onregelmatigheid, die in het gebied van 2000—6000 Hz in alle krommen voorkomt, wordt waarschijnlijk veroorzaakt door de buiging van de geluidsgolven om het hoofd. Indien men de geluidsdruk in de gehoorgang meet, verlopen de krommen glad.

Alle met het oor waarneembare tonen liggen tussen de „toondrempel” en de „pijndrempel”.

Verder zijn gearceerd aangegeven de gebieden, waarbinnen de maximale intensiteiten bij de verschillende frequenties liggen voor een groot orkest van 75 man en daaronder voor de spraak. (Volgens Fletscher en Munson, litter. X § 2, 3 en Sivian, Dunn en White, litter. X § 2, 3).

zeer veel verschilt. Dit laatste veroorzaakt de z.g. *dynamiek* van de geluidsvoortbrenging. In verband hiermee lopen dus ook de geluidsintensiteiten en luidheden, zowel van nuttige geluiden als van stringsgeluiden, ver uit elkaar. Op de stringsgeluiden wordt nader ingegaan in § 4, terwijl de gemiddelde geluidsintensiteit en de geluidsdynamiek, die van directe invloed zijn op de samenstelling van de L.F.versterkingsinstallaties, in hfdst. XIII § 2 worden behandeld.

§ 3. Kwaliteit en verstaanbaarheid van de geluidswaergave; eigenschappen van het oor

Bij de ideale geluidsversterking moet de geluidsindruk van het versterkte geluid volkomen overeenstemmen met die van het oorspronkelijke. Dit betekent nog niet, dat het versterkte geluid ook fysisch volkomen met het oorspronkelijke geluid moet overeenkomen.

Verschillen in de geluidswaergave die door het oor niet worden waar-

genomen, mogen worden toegelaten, zonder dat aan de kwaliteit van de weergave afbreuk wordt gedaan. Om te kunnen vaststellen aan welke praktische eisen een ideale geluidsversterking moet voldoen, dient men dus in de eerste plaats de eigenschappen van het menselijk oor te kennen. Hierover zij zeer in het kort het volgende opgemerkt.

Het menselijk oor reageert op de geluids*druk*. De geluidsdrukverschillen worden door het gehoormechanisme op het z.g. basilaarmembraan overgebracht, waar de gehoorzenuwen, die de geluidsindruk naar de hersenen leiden, eindigen.

Het horen is evenals het zien een traagheidsverschijnsel, d.w.z. een eenmaal ontvangen geluidsindruk klinkt korte tijd na. Omgekeerd dringt een plotseling op het trommelvlies vallend geluid eerst korte tijd later ten volle tot het bewustzijn door. Dit heeft tot gevolg, dat kort na elkaar, en wel binnen $\frac{1}{15}$ sec, ontvangen geluidsindrukken niet afzonderlijk worden waargenomen, maar elkaar versterken. Liggen de geluidsindrukken meer dan $\frac{1}{15}$ sec uiteen, dan worden deze wèl afzonderlijk waargenomen. Dit verschijnsel is van groot belang, o.a. in verband met het optreden van de nagalm in zalen. Is de nagalm te groot, dan werken de golven die na de eerste geluidsindruk worden ontvangen, schadelijk; is de nagalmtijd zó laag dat de nakomende golven het oor binnen $\frac{1}{15}$ sec bereiken, dan wordt de geluidsindruk juist vergroot.

Samengestelde geluiden bestaan uit een aantal tonen van verschillende frequentie, intensiteit en faze. De fazeverschillen kunnen echter door het oor niet worden waargenomen. Dit betekent, dat bij de ideale geluidsversterking de faze van de verschillende componenten mag afwijken van die van het oorspronkelijk samengestelde geluid. De indruk die het geluid op het oor maakt, de z.g. toonsterkte, hangt voornamelijk af van de geluidsintensiteit en van de frequentie. Bij zeer kleine geluidsintensiteiten neemt de toonsterkte zeer snel, eerst kwadratisch, en daarna lineair met de geluidsintensiteit, toe. In het gebied van de technisch belangrijke intensiteiten neemt de geluidsindruk steeds langzamer toe, en bij zeer grote intensiteiten gaat de geluidsindruk over in die van pijn. Met goede benadering kan men vaststellen, dat in het gebied van de technisch belangrijke geluidsintensiteiten, dat is bij 40 phoon en hoger, het verband tussen toonsterkte en geluidsintensiteit van een bepaalde toon logaritmisch is en kan worden voorgesteld door de betrekking (zie hierover o.m. Braun, litter. X § 3, 1).

$$E_J = \text{const. } 10^{I/40},$$

waarin E_J = toonsterkte en I = geluidsintensiteit.

Dit betekent, dat bij intensiteiten boven 40 phoon, een toeneming van de geluidsintensiteit met 12 phoon gepaard gaat met een verdubbeling van de toonsterkte.

Toeneming met 12 phoon = verdubbeling toonsterkte.

Wat betreft de afhankelijkheid van de frequentie, moet in de eerste plaats worden opgemerkt dat, boven en beneden zekere grenzen, de ontvangen trillingen in het geheel niet meer als geluid worden waargenomen. De grenzen van het hoorbare geluid lopen voor verschillende personen en leeftijden uiteen, maar trillingen benden 20 Hz of boven 20 000 Hz worden in geen geval als geluid waargenomen. Op hogere leeftijd wordt het gehoorgebied kleiner, en vooral bij de hoge frequentie komt de grens steeds lager te liggen. Verder loopt de gevoeligheid van het oor voor verschillende frequenties zeer uiteen; de gevoeligheid in het middengebied is belangrijk groter dan bij de lage en hoge frequenties. In fig. 304 vindt men de hiervoor geldende karakteristieken. Daaruit volgt, dat de gevoeligheid van een versterkingsinstallatie voor de zeer lage en de zeer hoge frequenties gevoegelijk verminderd kan worden, zonder dat de kwaliteit van de weergave er onder lijdt.

Men kan het ook zó uitdrukken: afwijkingen in de frequentiekarakteristiek (lineaire vervorming) zijn tot op zekere hoogte toelaatbaar. Behalve de lineaire vervorming treedt echter bij de geluidsversterking steeds ook niet-lineaire vervorming op. In het weergegeven geluid komen dus vreemde componenten voor en indien deze een zekere grens overschrijden, kunnen zij door het oor worden waargenomen. De weergave wordt daardoor altijd geschaad; het is dus nodig vast te stellen, tot welke grens deze niet-lineaire vervorming mag optreden.

Naast het weergegeven geluid, kunnen ook andere geluiden, die dan als storende bijgeluiden moeten worden gebrandmerkt, optreden. Ook deze hebben een schadelijke invloed op de weergave, zodat ze slechts tot een zekere grens mogen worden toegelaten.

Wij komen tot de volgende slotsom:

1. Voor de ideale weergave mag de fazeverhouding van de samenstellende componenten van het weergegeven geluid afwijken van die van het oorspronkelijke geluid.
2. De frequentiekarakteristiek behoeft bij de lage en hoge frequenties niet geheel recht door te lopen.

De kwaliteit wordt schadelijk beïnvloed door:

- a. te grote afwijkingen van de frequentiekarakteristiek,
- b. niet-lineaire vervorming,
- c. storenden bijgeluiden.

a., b. en c. moeten dus aan grenzen worden gebonden. In de paragrafen 4 en 5 worden deze grenzen voor de practijk vastgesteld.

Hieraan moet nog één opmerking worden vastgeknoopt, nl. deze, dat de normale mens luistert met twee oren. Hierdoor is het mogelijk de

richting van een geluid te onderscheiden, maar dit is ook van betekenis voor de kwaliteit van de gehoorindruk. Beluistert men een zangkoor of een orkest met één oor, door het andere dicht te houden, dan verliest de weergave belangrijk aan aesthetische waarde. Dit betekent, dat een geluidsversterking, met één versterkingskanaal verkregen, nooit ideaal kan zijn. Men zou voor de ideale weergave twee microfoons moeten gebruiken met twee versterkingskanalen, die naar twee luidsprekers leiden. Inderdaad wordt dit ook in practijk gebracht (zie XIV § 14).

Wat betreft de *verstaanbaarheid*, behoeft men minder hoge eisen te stellen dan voor een uitstekende kwaliteit noodzakelijk is. Het gesproken woord is nog goed te verstaan, ook al wijkt het weergegeven woord in verschillende opzichten van het oorspronkelijke af.

Om de verstaanbaarheid in getallen te kunnen uitdrukken, is het noodzakelijk metingen te verrichten. Men heeft dit gedaan door een groot aantal zinnen, woorden of lettergrepen te laten uitspreken en dan na te gaan welk percentage zonder fouten is te verstaan. Worden hierbij lettergrepen zonder verband en betekenis gebruikt, dan noemt men dit percentage „verstaanbaarheid”, ter onderscheiding van de „*begrijpelijkheid*”, waaronder men het begrijpen van een samenhangende zin verstaat. De „*begrijpelijkheid*” is altijd groter dan de „verstaanbaarheid”, omdat men in een samenhangende zin de slecht verstane woorden automatisch aanvult.

De samenhang tussen „*begrijpelijkheid*” en „verstaanbaarheid” blijkt uit de volgende tabel: (volgens Neumann, Litter. X § 1, 4 blz. 10—129).

Verstaanbaarheid	Begrijpelijkheid
75%	zeer goed
65%	voldoende
60%	onvoldoende.

Behalve de geluidssterkte zijn er nog andere factoren die op de verstaanbaarheid invloed uitoefenen. Hierop wordt in de paragrafen 4 en 5 nader ingegaan.

§ 4. Over de invloed van storingen op verstaanbaarheid en kwaliteit

Over de invloed van de storende signalen op de verstaanbaarheid zijn vele metingen gedaan, o.a. met het oog op de telefontechniek (zie litter. § 4,4 en 6).

Op blz. 363 is het verband tussen „*begrijpelijkheid*” en „verstaanbaarheid” reeds aangegeven. Definieert men nu als „verstaanbaarheidsdrempel” de luidheid, waarbij geen enkele lettergreep wordt verstaan, dan blijkt dat deze *drempel* bij toenemende sterkte van het storende

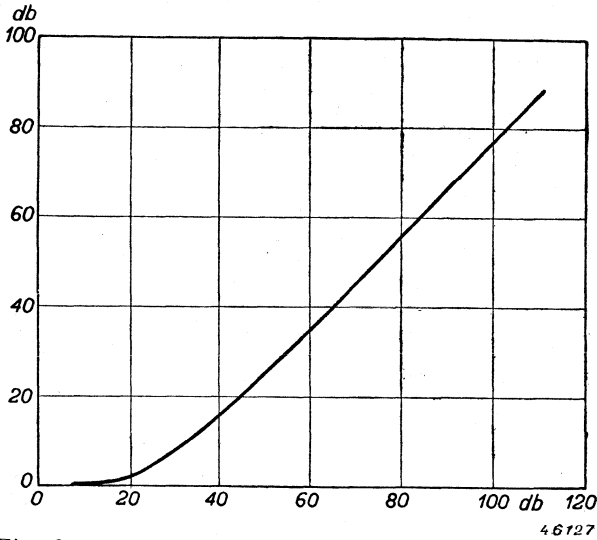


Fig. 305

De verhoging van de verstaanbaarheidsdrempel in dB als functie van het storende signaal, eveneens in dB.

signaal verhoogd wordt. In fig. 305 is deze afhankelijkheid aangegeven.

Met de verhogingen van de verstaanbaarheidsdrempel die men uit deze figuur kan afleiden als parameter, zijn nu in fig. 306 enige krommen weergegeven, waaruit de afhankelijkheid van de verstaanbaarheid ten opzichte van de luidheid van het gewenste signaal boven de verstaanbaarheidsdrempel bij storend signaal

nul volgt. De kromme met parameter 0 geeft derhalve de verstaanbaarheid in afhankelijkheid van de luidheid van het gewenste

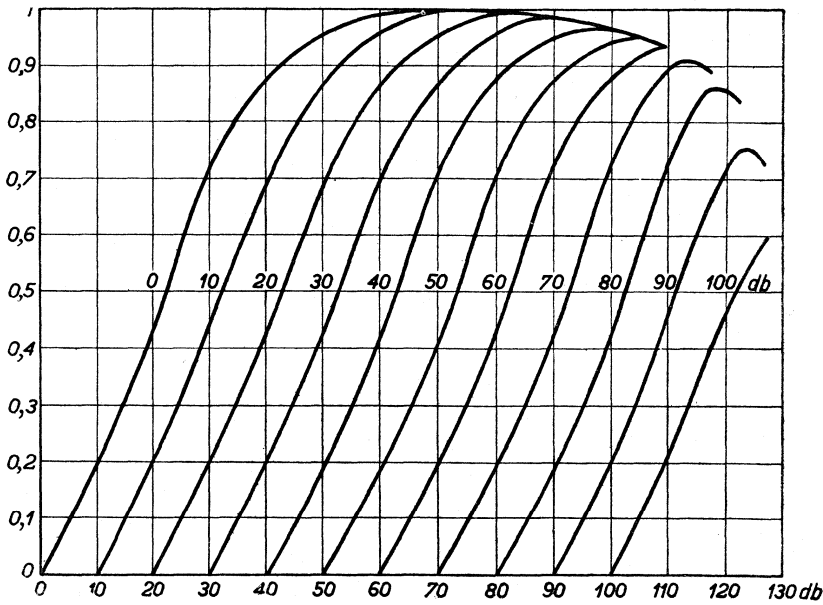


Fig. 306

De verstaanbaarheid als functie van de luidheid in dB (fig. 305 en 306 volgens Neumann, litter. X § 1, 4 blz. 10—130, 131).

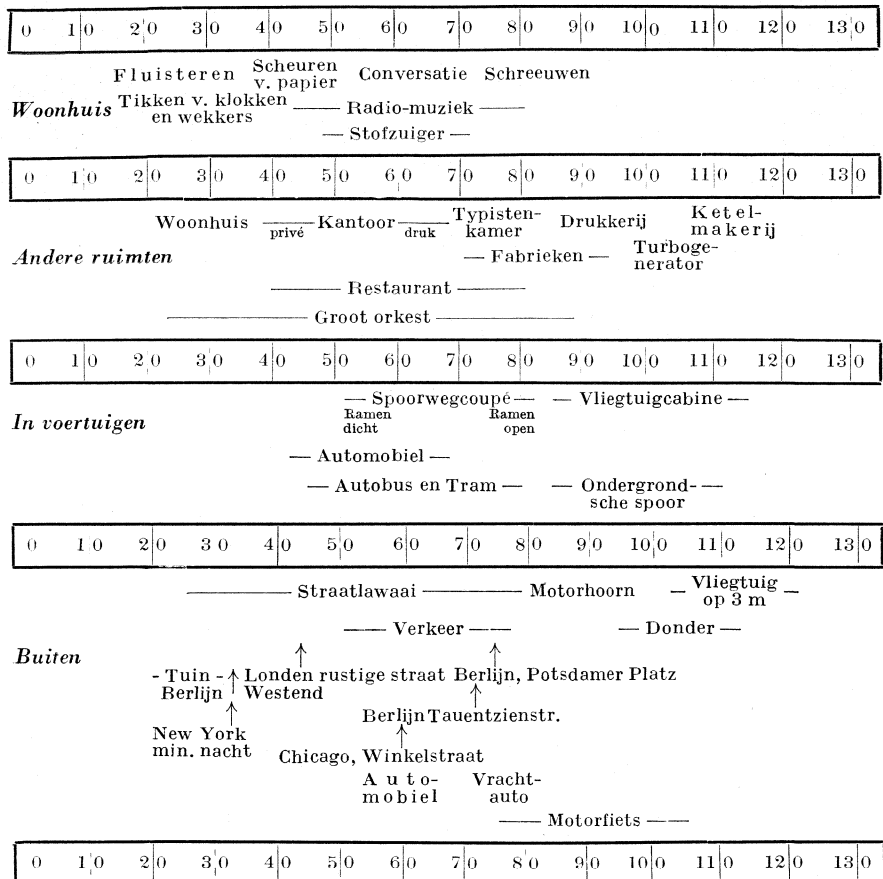


Fig. 307

Gebied van de luidheid in phoons voor verschillende geluiden die in het dagelijks leven voorkomen (volgens Vermeulen, litter. X § 2, 5).

signaal op zichzelf, zonder aanwezigheid van enig storend signaal. Beschouwt men de krommen van de fig. 305 en 306 in samenhang, dan kan men daaruit opmaken hoe groot de verstaanbaarheid is bij aanwezigheid van een bepaald storend signaal.

Bijvoorbeeld:

Bij een sterkte van het storend signaal van ca. 45 dB wordt de verstaanbaarheidsdrempel volgens fig. 305 met 20 dB verhoogd; uit de kromme met parameter 20 van fig. 306 volgt dan, dat de verstaanbaarheid bij een nuttige signaalsterkte die 45 dB boven de verstaanbaarheidsdrempel ligt, slechts ca. 55% bedraagt. De weergave is dus onvoldoende. Zij mag eerst als „voldoende” worden gekwalificeerd bij een verstaan-

baarheid van ca. 65%, d.w.z. indien de nuttige signaalsterkte ongeveer 48 dB boven de verstaanbaarheidsdrempel ligt, of 3 dB boven de sterkte van het storende signaal.

Hieruit kan men de belangrijke slotsom trekken:

Als uiterste minimum moet de sterkte van het nuttige signaal op zijn minst gelijk zijn aan de sterkte van het storende signaal.

De weergave wordt met het oog op verstaanbaarheid als „zeer goed” gekwalificeerd bij een lettergreep-verstaanbaarheid van 75%, d.w.z. indien de nuttige signaalsterkte ca. 55 dB boven de verstaanbaarheidsdrempel of ca. 10 dB boven de sterkte van het storende signaal ligt. Stelt men aan de verstaanbaarheid zeer hoge eisen en wil men bovendien aan de kwaliteit van de muziekweergave hoge eisen stellen, dan komt men tot de praktische eis:

Het niveau van het nuttige signaal moet in de zwakste passages gemiddeld 20 dB boven het storende niveau liggen.

Bij een dynamiek van 50 dB moet dus het storende signaal 70 dB beneden het maximale vermogen liggen.

Over de grootte van de storingen door *bijgeluiden* zijn vele metingen gedaan, o.a. met het oog op de verstaanbaarheid van telefoongesprekken. In fig. 307 zijn de waarden van de luidheid van verschillende geluiden samengesteld.

Voor het meten van de luidheid in phoons zijn verschillende toestellen ontwikkeld, welke voor bepaalde doeleinden van een „oorgevoeligheids”-factor zijn voorzien. (zie litter. § 4,1 en 3).

Zoals op blz. 361 reeds is opgemerkt, moet ook de nagalm als een hinderlijk bijgeluid worden beschouwd, zodra de nagalmtijd te groot wordt. Knudsen (zie litter. § 4,4) heeft aangegeven hoe de verstaanbaarheid van de nagalmtijd afhangt. Zijn resultaten zijn in fig. 308 weergegeven.

Fig. 308 geldt voor het geval dat de geluidsintensiteit bij het oor van de luisteraar steeds dezelfde is en wel 70 phoon in de pieken.

Het blijkt dat een nagalmtijd van meer dan 3 sec ontoelaatbaar is. Goede

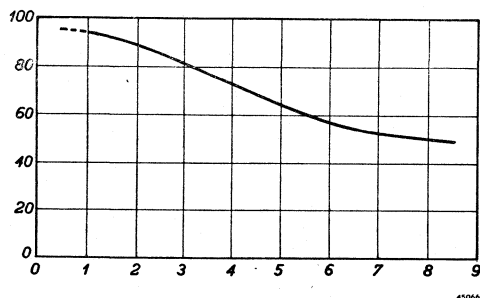


Fig. 308
Verstaanbaarheid als functie van de nagalmtijd (volgens Knudsen).

verstaanbaarheid verkrijgt men bij een nagalmtijd van ca. 1 sec. Een enigszins ander beeld ontstaat, als men de energie van de geluidsbron onveranderd laat en dan de verstaanbaarheid bij verschillende nagalmtijden meet. Het blijkt dan dat de verstaanbaarheid bij een zekere nagalmtijd een maximum vertoont en dat dit maximum afhangt van

het zaalvolume. Zo is bijv. in een zaal van 800 m³ de maximale verstaanbaarheid 88% bij een nagalmtijd van 0,8 sec, terwijl in een zaal van 45 000 m³ het maximum ligt bij een nagalmtijd van 1,3 sec en dan 74% bedraagt.

§ 5. Over de invloed van vervorming op verstaanbaarheid en kwaliteit

Zowel niet-lineaire als lineaire vervorming in de weergave kan een schadelijke invloed op verstaanbaarheid en kwaliteit uitoefenen. Ook hierover zijn verschillende metingen verricht; de belangrijkste resultaten ervan worden in deze paragraaf vermeld. Voor de verstaanbaarheid kunnen zowel de lage als de hoge frequenties worden verzwakt, zonder dat dit veel invloed heeft. Het gebied van 1000 tot 2000 Hz is voor de verstaanbaarheid het belangrijkste. In fig. 309 is de verstaanbaarheid als functie van verschillende afsnij-frequenties weergegeven.

Uit de figuur blijkt dat een verstaanbaarheid van 80% nog wordt bereikt, ook al laat men alle frequenties beneden 1000 Hz weg, terwijl bij afwezigheid van frequenties boven 2000 Hz nog een verstaanbaarheid van ruim 75% blijft bestaan. Het spreekt vanzelf dat het timbre van het gesproken woord bij een dergelijke drastische beperking van het frequentiegebied sterk wordt veranderd. Men mag er dan ook alleen toe overgaan indien de noodzaak daartoe aanwezig is (zie 372).

Voor een weergave van uitstekende kwaliteit zowel van spraak als van muziek, moet men aan de

frequentiearakteristiek van de complete versterkingsinstallatie veel hogere eisen stellen. Daarvoor geldt de eis, dat in het gebied van 30 tot 10 000 Hz de versterking niet meer dan 1 dB mag afwijken.

De invloed van *niet-lineaire vervorming* is door verscheiden onderzoekers bepaald (zie litter. § 5,1,2 en 3). Daarbij blijkt, dat de invloed van verschillende hogere harmonischen in de vervorming niet dezelfde is. Toch is men gewoon de vervormingsfactor (zie 17).

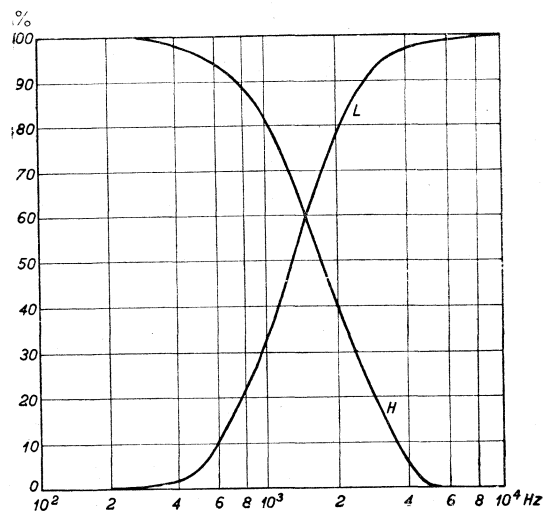


Fig. 309

Het percentage lettergrepen zonder betekenis en onderling verband dat door de luisteraar juist verstaan wordt, uitgezet als functie van de afsnijfrequentie van een filter, dat in de keten van de geluidsoverdracht is opgenomen. (volgens Vermeulen, litter. X § 7, 10, fig. 3).

$$D = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2 + \dots}}{C_1},$$

als maatstaf voor de invloed op verstaanbaarheid en kwaliteit te gebruiken, daar nog onvoldoende vaststaat, welk gewicht men aan elk der harmonischen op zichzelf en in combinatie met elkaar moet toekennen.

Wel is komen vast te staan dat het minder de hogere harmonischen op zichzelf zijn die storend werken, dan wel de intermodulatie- en verschilltonen. Als algemene regel voor de praktijk, zowel bij spraak als bij muziekweergave, kan men aannemen dat een behoorlijke kwaliteit bereikt wordt als de vervormingsfactor beneden 5% blijft. Het valt echter niet te ontkennen, dat onder bepaalde omstandigheden bij een vervormingsfactor van ca. 1% nog een afwijking valt waar te nemen. In moderne L.F.versterkingsinstallaties moet men dan ook voor weergave van *zeer goede kwaliteit* de eis stellen dat, zowel bij de lage als bij de midden- en hoge frequenties, bijv. bij 100, 1000 en 4000 Hz, de vervormingsfactor beneden 1% blijft. Slechts in de pieken van de spraak- of muziekoverdracht mag dit percentage worden overschreden.

§ 6. Geluidsverspreiding in de open lucht

Het ideaal zou eigenlijk zijn, dat elke toehoorder het geluid rechtstreeks van de geluidsbron zou opvangen. De ervaring leert evenwel, dat dit in de open lucht slechts over een zeer beperkte afstand mogelijk is. Bij de bolvormige verspreiding van het geluid, uitgaande van een puntvormige straler (zie fig. 302), neemt de geluidsintensiteit met het kwadraat van de afstand tot de geluidsbron af, maar in de praktijk blijkt het geluid veel sterker af te nemen. Dit vindt zijn verklaring in het feit, dat de geluidsgolven een grote verzwakking ondervinden, als zij over de hoofden van de toehoorders strijken. Daar de golflengte van het hoorbare geluid juist van dezelfde orde van grootte is als de afmetingen van de hoofden, buigen de geluidsgolven zich naar de ruimten tussen de toehoorders en worden daar sterk geabsorbeerd. De oplossing voor een openluchtsamenkomst is dus, de geluidsbron (spreker of bij geluidsversterking de luidspreker) hoog boven de toehoorders op te stellen en bij het gebruik van luidsprekers het geluid schuin naar beneden op de toehoorders te richten.

In hoofdstuk XII worden de middelen voor het richten van het geluid, (bijv. hoorns) beschreven. Hier zij erop gewezen, dat vooral bij het gebruiken van gerichte luidsprekers erop moet worden gelet, dat geen hinderlijke reflecties bij muren van huizen of tribunes of bosranden optreden.

In de open lucht heeft men, meer dan in besloten ruimten, last van storende bijgeluiden. In fig. 307 vindt men gemiddelde waarden voor verschillende in de praktijk voorkomende bijgeluiden aangegeven. Nu moet men voor een goede verstaanbaarheid er voor zorgen, dat de geluidsintensiteit ca. 10 dB hoger ligt dan het niveau van het bijgeluid (zie 366).

Een belangrijke rol bij de geluidsversterking in de open lucht, speelt de wind. De windsnelheid neemt in verticale richting toe. Geluidsgolven, die zich in de windrichting voortplanten, zullen daardoor naar de aarde worden toegebogen en de draagwijdte van het geluid wordt daardoor vergroot. In het tegenovergestelde geval worden de geluidsgolven omhoog gebogen en is de draagwijdte dus kleiner dan wanneer er geen wind is.

Bij normale windsterkte kan de afstand, waarop het gesproken woord wordt verstaan, in de windrichting ongeveer het dubbele, en tegen de windrichting in, ongeveer de helft van de draagwijdte zonder wind bedragen.

§ 7. Geluidsverspreiding in besloten ruimten

In acoustisch goed gebouwde zalen reikt het geluid verder dan in de open lucht. Men kan in een zaal de geluidsbron als regel niet hoog boven het publiek opstellen, zoals dit wel in de open lucht mogelijk is, maar men kan de geluidsbron spiegelen aan de wanden, voornamelijk aan het plafond, zodanig dat het geluid zo goed mogelijk over de gehele zaal wordt verdeeld. De voorste rijen ontvangen, zoals vanzelf spreekt, voldoende geluid, omdat de afstand tot de geluidsbron gering en de plaats van de geluidsbron betrekkelijk hoog is. Meer achterin gelegen rijen zouden aan het directe geluid niet genoeg hebben, maar door de versterking met het geluid, dat één maal tegen een wand, vooral tegen het plafond gereflecteerd is, wordt ook hier de geluidsintensiteit voldoende groot. Bovendien wordt het geluid versterkt, indien de nagalmtijd de juiste waarde heeft. Men moet daarbij verschil maken tussen toneelzalen, waar voornamelijk naar het gesproken woord en concertzalen, waar naar muziek wordt geluisterd. Bij de concertzalen moet de nagalmtijd groter zijn dan bij de toneelzalen.

Door experimenteel onderzoek vond Sabine zijn bekende formule:

$$T = 0,16 \frac{V}{\sum \alpha_i S_i} \dots \dots \dots (X - 4)$$

waarin T = de nagalmtijd in sec

V = zaalvolume in m³

S_i = het oppervlak van een gedeelte van de wand in m²

α_i = de bijbehorende absorptiecoëfficiënt.

Deze formule geldt alleen voor acoustisch goed gebouwde zalen waarin het geluid gelijkmatig over de ruimte wordt verdeeld. Voorwaarden daarvoor zijn:

1. dat de nagalmtijd vrij groot is, dat wil zeggen dat er veel reflecties zijn.
2. de absorptie-coëfficiënten van de verschillende wanden mogen niet te veel uit elkaar lopen.

Ook al wordt aan deze voorwaarden niet geheel voldaan, dan geldt de formule van Sabine toch nog met behoorlijke benadering.

Wil men van een bepaalde zaal de nagalmtijd berekenen, dan moet men de absorptie-coëfficiënten van de materialen die voor de wanden zijn gebruikt, kennen. Hierover zijn vele metingen gedaan. Over het algemeen kan men opmerken dat harde en gladde oppervlakken slecht absorberen. Veel beter is de absorptie van poreuse stoffen, maar bij de lage frequenties absorberen ook deze slecht. Dat de absorptie bij toenemende frequentie stijgt, is een eigenschap van bijna alle stoffen. Wil men ook bij de lage frequenties een goede absorptie hebben, dan kan men de combinatie van een dunne houten of glazen plaat, door een luchtkolom gescheiden van een daarachter gelegen vaste wand, gebruiken. In een brede band om de resonantiefrequentie van de plaat met de luchtkolom, die bijv. tussen 200 en 500 Hz ligt, wordt het geluid sterk geabsorbeerd.

Er zijn ook verschillende methoden bekend om de nagalmtijd te meten en men heeft daarvoor ook speciale meters in de handel gebracht (zie o.a. Van Urk, A.Th. „Zaalacoustiek en nagalm” Philips' Technisch T. 2 (1938) 66—68).

Ook bij acoustisch goed gebouwde zalen kan het soms nodig zijn een geluidsversterkingsinstallatie aan te brengen, nl. indien bij zeer grote zalen het geluid van de bron te zwak is, of indien er veel bijgeluiden zijn en het daarom nodig is de intensiteit van het gewenste geluid te vergroten.

Nu is het een bekend verschijnsel, dat bij het aanbrengen van een geluidsversterkingsinstallatie door het te hoog opvoeren van de versterking gillen optreedt. Het verschijnsel noemt men acoustische terugkoppeling en het ontstaat, doordat het geluid, dat de luidsprekers uitstralen, op de microfoons terecht komt en opnieuw wordt versterkt. Men kan dit verschijnsel tegenwerken door, zowel aan de microfoons als aan de luidsprekers, richtingseffect te geven. Bij de microfoons kan men dit bereiken door ze dicht bij de geluidsbron op te stellen en bovendien door andere middelen, die op blz. 387 beschreven worden. Gerichtte luidsprekers vindt men in XII, § 3, 4 en 5 behandeld.

Voor het berekenen van het acoustische vermogen, dat voor een goede

verstaanbaarheid nodig is voor een bepaalde zaal met een zekere nagalmtijd, een zeker volume en een zeker storingsniveau, worden verschillende formules aangegeven. Een zeer bruikbare formule is

$$W = 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{V}{T} \text{ watt} \dots \dots \dots (X-5)$$

In deze formule is V = het volume in m^3 en T = de nagalmtijd in sec. Is het vereiste acoustische vermogen bekend, dan berekent men uit het luidsprekerrendement het vereiste luidsprekervermogen.

In de tabel O vindt men enkele praktijkgegevens verzameld.

TABEL O

Praktijkgegevens van het vereiste luidsprekervermogen in besloten ruimten

Volume in m^3		Vereist luidsprekervermogen in watts, bij nagalmtijden van:		
		3 sec	2 sec	1 sec
tot	10 000 m^3	3 W	3 W	3 W
10 000 „	25 000 „	5 W	5 W	5 W
25 000 „	50 000 „	5 W	5 W	10 W
50 000 „	100 000 „	10 W	10 W	15 W
100 000 „	200 000 „	10 W	10 W	20 W
200 000 „	400 000 „	20 W	20 W	40 W
400 000 „	600 000 „	20 W	30 W	50 W
600 000 „	800 000 „	40 W	50 W	—
800 000 „	1 000 000 „	50 W	60 W	—

Bij acoustisch niet goed gebouwde zalen kunnen verschillende fouten voorkomen:

1°. de nagalmtijd is te groot

2°. er treden echo's op

3°. er zijn bepaalde gedeelten waar het geluid onvoldoende doordringt. Ook combinaties van deze fouten treden dikwijls op. Het is lang geen gemakkelijke opgave om deze fouten door het oordeelkundig aanbrengen van een geluidsversterkingsinstallatie te corrigeren. Wij zullen trachten enkele richtlijnen daarvoor aan te geven.

1°. Is de nagalmtijd te groot, dan kan men in de eerste plaats trachten daarin verbetering te brengen door de wanden, met name de zijwanden, met absorberend materiaal te bekleden.

Soms is bij een gevulde zaal de nagalmtijd wel goed, maar is deze te klein als de zaal leeg is. Dit komt, omdat er dan een te groot verschil is tussen de absorptie door het publiek (ca. 100%) en die van de zetels. Door het aanbrengen van een geluiddempende bekleding van de zitplaatsen kan men daarin verbetering aanbrengen.

Kan men de nagalmtijd niet verbeteren, zoals bijv. het geval kan zijn bij grote zwembassins, grote kerken en stationshallen, dan moet men

gebruik maken van zo goed mogelijk gerichte microfoons en luidsprekers. Wordt ook daarmee het doel niet bereikt, dan moet men de lage tonen tot ca. 800 Hz met een filter rigoreus afsnijden. Het gesproken woord blijft dan nog goed verstaanbaar, maar de kwaliteit van de muziek wordt daardoor, zoals vanzelf spreekt, slecht.

2°. Treden er echo's op, dan moet men nagaan bij welke gedeelten van de wand de hinderlijke reflecties optreden. Men kan verbetering bereiken door oordeelkundige plaatsing van de geluidsbron en van de luidsprekers. Ook kan men de goed reflecterende gedeelten met sterk geluidabsorberend materiaal bedekken. En ten slotte kan men zijn toevlucht nemen tot het veranderen van de vorm van de wand, ofschoon dit laatste practisch meestal niet uitvoerbaar is.

3°. Zijn er bepaalde gedeelten, waar het geluid onvoldoende doordringt, bijv. achter dikke pilaren in kerken, dan is het beste middel, ter plaatse kleine luidsprekers met goed richteffect aan te brengen.

LITTERATUUR

§ 1

1. Bergtold. Schall und Klang. Oldenbourg **1** (1939).
2. Trendelenburg, F. Fortschritte der physikalischen und technischen Akustik. Leipzig, Akademische Verlagsgesellschaft M.B.H. (1934) (met zeer veel literatuuropgaven!).
3. Trendelenburg, F. Einführung in die Akustik. Berlin, Julius Springer (1939).
4. Neumann, Georg & Co. Elektroakustisches Taschenbuch. Berlin, V.D.I. Verlag (1941).

§ 2

1. Boer, J. de. Absolute geluidsdrukmetingen. Philips Techn. T. **1** (1936) 82—86.
2. Fletcher, H. & W. A. Munson. Loudness, its definition, measurement and calculation Journ. Acoust. Soc. Amer. **5** (1933) 82 en 109.
3. Sivian, L. J., H. K. Dunn & S. D. White. Absolute amplitudes and spectra of certain musical instruments and orchestras. Journ. Acoust. Soc. Amer. Vol. **2** (1931) 330—371.
4. Sivian, L. J. & S. D. White. On minimum audible sound fields. Journ. Acoust. Soc. Amer. **4** (1933) 288—321.
5. Vermeulen, R. Octaaf en decibel. Philips Techn. T. **2** (1937) 47—56.
6. Vermeulen, R. De verhouding van fortissimo en pianissimo. Philips Techn. T. **2** (1937) 266—269.
7. Vermeulen, R. Normalisatie van acoustische grootheden. Philips Techn. T. **5** (1940) 254—255.

§ 3

1. Braun, K. Theoretische und experimentelle Untersuchung der Bezugsdämpfung und der Lautstärke. Telegr. Fernspr. Techn. **29** (1940) 31—37.
2. Dunn, H. K. & S. D. White. Statistical measurements on conversational Speech Journ. Acoust. Soc. Amer. **11** (1940) 278—288.
3. Schouten, J. F. De toonhoogte gewaarwording. Philips Technisch T. **5** (1940) 298.

§ 4

1. Barston. A new noise meter. Bell Labor. Rec. **15** (1937) 252—256.

2. Braun, R. & P. Just. Minderung des Lärmes in Gebäuden. *Telegr.-Fernspr. Funk u. Fernsehtechn.* **31** (1942) 91—103.
3. Gerling, H. Lautstärkemessungen und der DIN-Lautstärkemesser, ein neues akustisches Messgerät. *Siemens Z* **21** (1941) 149—158.
4. Knudsen, Vern. O. The hearing of speech in auditoriums. *Journ. Acoust. Soc. Amer.* **1** (1929) 56—82.
5. Kösters, Biereth & Kemper. Lautstärkenkarte eines Berliner Stadtbezirkes. *Akustische Z.* **3** (1938) 310—313.
6. Schmidt, K. O. Die Sprache und ihre elektrische Übertragung. *Der Fernmelde Ing.* **1** (1941) H. 8, 23.
7. Wagner. Die Ausbreitung des Schalles in Gebäuden. *Elektr. Nachr. Techn.* **14** (1937) 49—66.

§ 5

1. Beljers, H. G. Toelaatbare niet-lineaire vervorming bij geluidsreproductie. *Tijdschr. Ned. Radiogenootsch.* **6** (1934) 115—126.
2. Braunmühl, H. J. von & W. Weber. Über die Störfähigkeit nicht-linearer Verzerrungen. *Akust. Z.* **2** (1937) 135—147.
3. Massa, F. Permissible amplitude distortions of speech in an audio reproducing system. *Proc. Inst. Radio Eng.* **21** (1933) 682—689.

§ 6, 7

1. Boer, J. de. Geluidsversterking. *Philips Techn. T.* **3** (1938) 225—232.

§ 7

1. Furrer. Akustische Messungen in Konzertsälen. *Techn. Mitt.* **15** (1937) 72—80.
2. Knudsen, Vern. O. Acoustics of music rooms. *Journ. Acoust. Soc. Amer.* **2** (1931) 434—467.
3. Knudsen, Vern. O. Some practical aspects of architectural acoustics. *Journ. Acoust. Soc. Amer.* **11** (1940) 383—389.
3. Mugler, C. M. Controlled sound reflection in review rooms, theaters, etc. *Soc. Motion Picture Engr.* **33** (1939) 421—425.
4. Potwin, C. C. The control of sound in theaters and review rooms. *Journ. Soc. Motion Picture Engrs.* **35** (1940) 111—125.
5. Rettinger, M. Acoustics in studios. *Proc. Inst. Radio Engrs. N.Y.* **28** (1940) 296—299.
6. Schusler, K. Neuere Ergebnisse aus der Raum- und Bauakustik. *Z. V.D. I.* **82** (1938) 921—927.
7. Strutt, M. J. O. On the acoustics of large rooms. *Phil. Mag.* **8** (1929) 236—250.
8. Urk, A. Th. van. Zaalacoustiek en nagalm. *Philips Technisch T.* **3** (1938) 65.
9. Vermeulen, R. & J. de Boer. Optische modellen ter bestudering van de acoustiek van tooneelzalen. *Philips Technisch T.* **1** (1936) 46—52.
10. Vermeulen, R. Zaalacoustiek en verstaanbaarheid. *Philips Technisch T.* **3** (1938) 143—151.
11. Vermeulen, R. Zaalacoustiek en geluidsabsorptie. *Philips Technisch T.* **3** (1938) 368—376.
12. Vermeulen, R. & A. Th. van Urk. Straling van geluid. *Philips Technisch T.* **4** (1939) 225—234.
13. Vermeulen, R. Onderzoek van de richtingsverdeling van het geluid in de zalen. *Philips Technisch T.* **5** (1940) 333—335.
14. Vermeulen, R. De acoustiek van de nieuwe schouwburgzaal te Utrecht. *Philips Technisch T.* **7** (1942) 9—12.
15. Voigt. Collaborating with the architect. *Wirel. World* **40** (1937) 118—121.

HOOFDSTUK XI

OPNEMERS

§ 1. Inleiding

Onder opnemers verstaan wij de toestellen, die in staat zijn trillingen van een bepaald karakter op te nemen en om te zetten in elektrische trillingen. Microfoons nemen geluidstrillingen op, grammofoonopnemers mechanische trillingen en fotocellen lichttrillingen. De opnemers vormen een zeer belangrijke schakel in de gehele L.F.versterkingsinstallatie. Daar zij aan het begin van het versterkingskanaal staan, moeten zij in hoge mate voldoen aan de eisen die, in het algemeen, aan de onderdelen van L.F. versterkingsinstallaties moeten worden gesteld. Bij het omzetten van de opgenomen trillingen in elektrische trillingen, moet dus de lineaire en niet-lineaire vervorming laag worden gehouden, storende trillingen mogen slechts in zeer beperkte mate worden opgewekt, faseverschuivingen zijn toelaatbaar.

In dit hoofdstuk worden achtereenvolgens de microfoons, grammofoonopnemers en fotocellen behandeld. Wij moeten ons daarbij de grootst mogelijke beperking opleggen. Een uitvoerige behandeling vindt de belangstellende lezer in het boek „Geluidstechniek”, door Dr. J. de Boer en Dr. Ir. K. de Boer, dat in deze serie zal verschijnen.

§ 2. Algemene beschouwingen over microfoons

Microfoons komen in verschillende vormen voor. Men kent koolmicrofoons, condensatormicrofoons, electrodynamische, electromagnetische en piëzo-electrische microfoons. De eigenschappen van deze verschillende vormen lopen vrij veel uiteen, zoals uit de volgende paragrafen zal blijken, en het is nodig deze eigenschappen te kennen, ten einde van de microfoons het beste gebruik te kunnen maken en voor elk bepaald gebruik de juiste keuze uit de verschillende vormen te kunnen doen.

Voor alle vormen van microfoons zijn de volgende eigenschappen belangrijk:

- de gevoeligheid,
- de frequentiekaracteristiek,
- het richtingsdiagram,
- het storingsniveau,
- de inwendige weerstand.

Wat de niet-lineaire vervorming aangaat, kan worden opgemerkt, dat deze bij de meeste vormen zó gering is, dat men er geen rekening mee behoeft te houden.

Alleen bij kool- en electromagnetische microfoons zijn de niet-lineaire

vervormingen van enige betekenis. Daar deze microfoons ook om andere redenen niet voor weergave van de hoogste kwaliteit in aanmerking komen, ondervindt men van deze vervormingen geen hinder. Electromagnetische microfoons worden in de L.F.versterkingstechniek weinig gebruikt. Wij zullen deze in dit hoofdstuk niet afzonderlijk beschrijven. In verschillende vormen van microfoons worden permanente magneten gebruikt. Enige beschouwingen daarover vindt men in hfdst. XII § 8. De verschillende soorten microfoons stemmen alle daarin overeen, dat eerst de beweging van de luchtdeeltjes wordt omgezet in de beweging van een membraan, bandje of plaatje. Deze beweging geeft aanleiding tot het ontstaan van een elektrische wisselspanning, zodat wij steeds te maken hebben met de opeenvolging:

luchtbeweging membraanbeweging EMK.

Het omzetten van de membraanbeweging in een EMK geeft aanleiding tot een indeling van de microfoons naar hun electrisch gedrag.

De verschillende constructies voor het omzetten van luchttrillingen in een membraanbeweging geven aanleiding tot een acoustische indeling van de microfoons ¹⁾.

Electrische indeling van de microfoons

Bij de klassieke koolmicrofoons (fig. 310) veroorzaakt een uitwijking x_{\sim} van een membraan M een verandering van de overgangsweerstand tussen koolkorrels, die in een kamer K zijn opgesloten. De weerstandsverandering ΔR is voor voldoende kleine uitwijkingen van het membraan evenredig met de uitwijking:

$$\Delta R = Cx_{\sim},$$

waarbij de evenredigheidsfactor C niet van de frequentie afhangt.

Wordt een *piëzo-electrisch kristal*plaatje uitgerekt of samengedrukt, dan ontstaan er elektrische ladingen op de zijvlakken.

Brengt men nu een dergelijk kristalplaatje, C , aan (fig. 311) tussen een

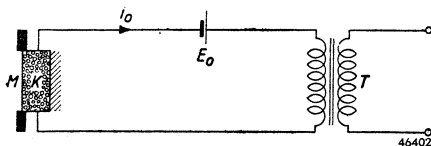


Fig. 310

Stroomkring van een koolmicrofoon.

M membraan E_0 constante EMK
 K koolkorrels T transformator

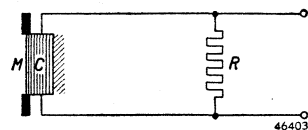


Fig. 311

Schema van een piëzo-electrische microfoon

M membraan
 C piëzo-electrisch kristal
 R weerstand.

1) Het volgende gedeelte van deze paragraaf is overgenomen van de Boer, J. Philips Techn. T. 5 (1940) 150—154.

vaste wand en een membraan dat door de geluidstrillingen in beweging wordt gebracht, dan wordt in het kristalplaatje een EMK opgewekt die met de uitwijking van het membraan even-

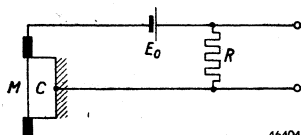


Fig. 312

Schematische voorstelling van een condensatormicrofoon.

M membraan, dat een luchtcondensator *C* vormt met de vaste wand.

E_0 constante EMK.

R weerstand.

redig is.

Bij de *condensatormicrofoon* vormt het bewegende membraan een der platen van een condensator (fig. 312). De beweging van het membraan veroorzaakt veranderingen in de capaciteit van de condensator. Wanneer, door middel van een elektrische batterij, over een weerstand *R* tegengestelde ladingen op de platen van de condensator zijn gebracht, geven de capaciteitsveranderingen aanleiding tot spanningsvariaties tussen de beide platen, die ook

in dit geval voor alle frequenties een vaste verhouding tot de uitwijkingen van het membraan hebben.

Voor deze drie soorten microfoons is dus de opgewekte EMK op elk tijdstip evenredig met de uitwijking van het membraan.

Voor een goede werking van deze microfoons wordt nu dus nog slechts vereist, dat deze uitwijking zelf evenredig verloopt met de geluidsdruk.

In hoeverre hieraan kan worden voldaan, zullen wij verderop behandelen.

Bij een *electrodynamische microfoon* draagt een membraan, bandje of plaatje, dat door de luchtrillingen wordt bewogen, een elektrische geleider, of is zelf geleidend.

Deze geleider wordt in een constant magnetisch veld geplaatst (fig. 313) en opgenomen in een elektrische keten.

Ten gevolge van de bewegingen die de geleider in het magneetveld uitvoert, verandert het aantal door de stroomkring omvatte krachtlijnen.

In deze stroomkring wordt, volgens de inductiewet, een EMK opgewekt, die evenredig is met de snelheid van het membraan.

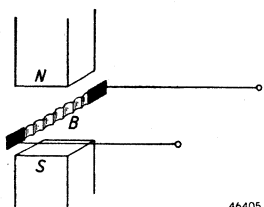


Fig. 313

Schema van een electro-dynamische microfoon.

N noordpool

S zuidpool van een permanente magneet.

B trillend metalen bandje, dat in de stroomkring is opgenomen.

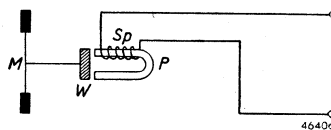


Fig. 314

Schema van een electromagnetische microfoon.

M membraan, waaraan een stukje weekijzer *W* is bevestigd.

P permanente magneet die omgeven is door een spoeltje *Sp*.

Bij een *electromagnetische microfoon* is aan het trillende membraan een stukje weekijzer verbonden (fig. 314). Dit sluit het magnetische circuit van een permanente magneet, en door de bewegingen van het membraan ontstaat derhalve een veranderlijk magnetisch veld, dat een EMK opwekt in een stilstaande elektrische spoel, die de magneet omgeeft en in een elektrische stroomkring is opgenomen. Deze EMK is evenredig met de snelheid van het membraan. Teneinde met microfoons, die volgens het electro-dynamische of -magnetische principe werken, voor alle frequenties een goede weergave te verkrijgen, moet derhalve de verhouding tussen de snelheid van hun bewegend systeem en de geluidsdruk onafhankelijk zijn van de frequentie.

Acoustische indeling van microfoons

Drukmicrofoons

Is het membraan M van een microfoon slechts aan één zijde (fig. 315) blootgesteld aan de veranderlijke geluidsdruk p_{\sim} , dan spreekt men van een drukmicrofoon.

De beweging van het membraan hangt af van de mechanische eigenschappen.

Zoals men weet, treedt resonantie op bij de frequentie $f_r = \sqrt{s/m}$, waarin

s = stijfheid en m = massa van het

membraan. Bij de resonantiefrequentie is de gevoeligheid van de microfoon het grootst. Verder kan men het volgende aantonen: In de buurt van de resonantiefrequentie bepaalt de geluidsdruk de snelheid van de membraanbeweging;

voor hogere, resp. lagere frequenties bepaalt hij de versnelling, resp. de uitwijking.

Bij de kool-, piëzo-electrische en condensatormicrofoon is, zoals reeds werd medegedeeld, de EMK bepaald door de uitwijking van het membraan. Wat het acoustische gedeelte van deze microfoons betreft, dient men er dus voor te zorgen, dat de verhouding tussen de uitwijking en de geluidsdruk onafhankelijk is van de frequentie. Wanneer men deze typen microfoons als drukmicrofoons inricht, moet men er voor zorgen dat de resonantiefrequentie zo hoog wordt gemaakt, dat het weer te geven frequentiegebied er onder is gelegen. Mocht de resonantiefrequentie nog liggen in het gebied der hoogste tonen die men wil weergeven, dan zou hinderlijke resonantie op kunnen treden, tenzij de demping groot genoeg is.

Voor de drie genoemde microfoontypen neemt de gevoeligheid sterk af

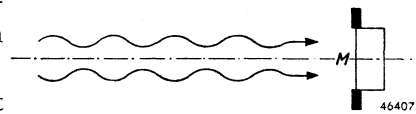


Fig. 315

Drukmicrofoon met beweegbaar membraan M , geplaatst in een vlakke geluidsgolf.

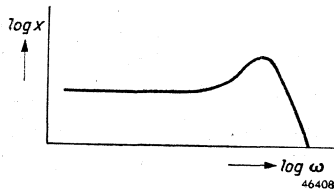


Fig. 316

Resonantiekromme voor een membraan met één resonantiefrequentie; de logaritme van de uitwijking x in afhankelijkheid van de logaritme van de frequentie.

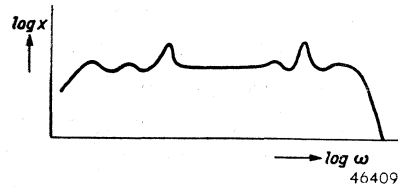


Fig. 317

Resonantiekromme voor een systeem met meer dan één resonantiefrequentie.

voor frequenties, hoger dan de resonantiefrequentie, zoals wij duidelijk zien aan de in fig. 316 weergegeven resonantiekromme.

Een microfoon, werkend volgens het electrodynamische of electromagnetische principe, zal het geluid goed weergeven, als de verhouding tussen de snelheid van het membraan en de druk niet afhangt van de frequentie. Een drukmicrofoon is bij deze twee typen dus slechts te gebruiken in de buurt van de resonantiefrequentie. Door de mechanische demping groot te maken, kan men er weliswaar voor zorgen dat het frequentiegebied waarin de weergave nog goed is te noemen, vrij breed wordt, maar meestal wordt dan de gevoeligheid te klein. Als men om bepaalde redenen toch een drukmicrofoon volgens het electrodynamische principe wil vervaardigen, dan moet men, teneinde de weergave voor tonen boven en beneden de resonantiefrequentie te verbeteren, afstappen van het systeem met één resonantiefrequentie en overgaan tot het toepassen van middelen, die aanleiding geven tot enige opeenvolgende resonantiefrequenties (fig. 317).

Inderdaad kan men er op deze wijze voor zorgen, dat de gevoeligheid van de microfoon over een groter frequentiegebied niet sterk verandert, maar de weergave is dan, vooral voor het gesproken woord, minder fraai, door de maxima die in de gevoeligheidskromme van fig. 317 de ligging der resonantiefrequenties aangeven.

De geluidsdruk in een punt hangt niet af van de stand van het vlakje waarop men haar werking wil meten. Zo zal dus ook de werking van een drukmicrofoon niet afhangen van de stand van het trillende membraan ten opzichte van de voortplantingsrichting der geluidsgolven. Een drukmicrofoon is derhalve even gevoelig naar alle zijden, zodat het polaire richtingsdiagram der gevoeligheid van deze microfoon een cirkel is. Zijn de afmetingen van de microfoon niet klein ten opzichte van de golflengte van het geluid, dan vervormt de microfoon zelf het geluid, zodat afwijkingen van deze eenvoudige vorm optreden ¹⁾.

1) Vgl.: Philips Techn. T. 4, (1939) 144.

Drukgradiënt-microfoons

Is een membraan of een trilplaatje aan zijn beide zijden (fig. 318) door de geluidsgolven te bereiken, dan zullen deze met een zeker fazeverschil aan vóór- en achterzijde aankomen.

Men kan aantonen, dat voor frequenties, voldoende ver *boven de resonantiefrequentie*, de verhouding van de snelheid van het membraan tot de geluidsdruk onafhankelijk gaat worden van de frequentie. Zoals wij reeds bespraken, is dit juist hetgeen men nodig heeft voor een electrodynamische (of electromagnetische) microfoon. Gebruikt men een drukgradiënt-microfoon, werkend volgens het electrodynamische principe, dan kan men derhalve een goede weergave verkrijgen voor alle frequenties, gelegen boven het resonantiegebied.

Het drukverschil tussen voor- en achterzijde van het membraan hangt af van de richting van de geluidsgolf. Derhalve zal bij een drukgradiënt-microfoon de geïnduceerde EMK afhangen van de stand van het membraan ten opzichte van de voortplantingsrichting der geluidsgolven. Geven wij in fig. 319 de voor- en achterzijde van het membraan aan met de punten V en A , waarvoor het wegverschil l bedraagt, dan wordt de projectie van dit wegverschil op de voortplantingsrichting der golven, gelijk aan $l \cos \alpha$. Tekent men de EMK in een polair diagram in afhankelijkheid van de hoek α , dan verkrijgt men een richtingsdiagram dat bestaat uit twee aan elkaar rakende cirkels (fig. 320).

Staat het membraan loodrecht op zijn gevoeligste stand, dan wordt er in het geheel geen EMK geïnduceerd, aangezien dan de geluidsgolven gelijktijdig de beide zijden van het membraan bereiken, zodat er geen

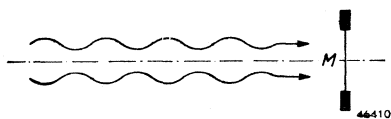


Fig. 318

Drukgradiënt-microfoon. Het membraan M wordt aan beide zijden door de luchttrillingen beïnvloed.

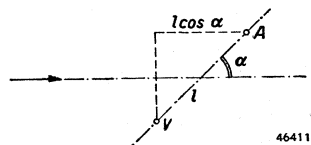


Fig. 319

Een drukgradiënt-microfoon heeft de maximale gevoeligheid, indien de punten V en A , die vóór- en achterzijde van het membraan voorstellen, in de richting van het invallende geluid achter elkaar liggen, zodat het wegverschil voor een vlakke geluidsgolf l bedraagt. Maakt de geluidsgolf met de microfoon een hoek, dan is dit wegverschil slechts $l \cos \alpha$.

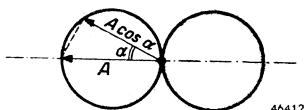


Fig. 320

Het polaire diagram van de gevoeligheid van een drukgradiënt-microfoon bestaat uit twee elkaar rakende cirkels. Onder een hoek α is de gevoeligheid $A \cos \alpha$.

drukverschil optreedt. Microfoons met een dergelijk richtingsdiagram kan men goed gebruiken in ruimten waarin veel lawaai en nagalm ¹⁾ aanwezig zijn, daar dit ongewenste geluid gemiddeld met eenzelfde intensiteit uit alle richtingen op het membraan aankomt, terwijl het te versterken geluid er uit een bepaalde richting op valt.

Combinatie van druk- en drukgradiënt-microfoon

Schakelt men een druk- en een drukgradiënt-microfoon electricch met elkaar in serie, dan verkrijgt men een microfoon waarvan de EMK gelijk wordt aan de som der EMK's dezer beide microfoons. Zou in de drukmicrofoon bijv. E_1 worden opgewekt en in de drukgradiënt-microfoon bij de gevoeligste stand eveneens E_1 , dan wordt, bij een willekeurige stand van deze (onder een hoek a), de totale EMK:

$$E = E_1 (1 + \cos a)$$

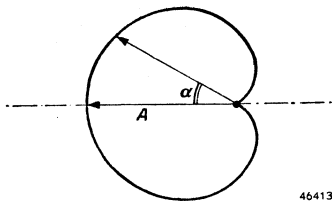


Fig. 321

Het polaire diagram van de gevoeligheid van een combinatie van een druk- en een drukgradiënt-microfoon, die dezelfde maximale gevoeligheid bezitten, is een cardioïde.

Het polaire richtingsdiagram wordt dan een z.g. cardioïde (fig. 321). Voor $a = 0^\circ$ is de gevoeligheid het grootst, terwijl in de tegengestelde richting ($a = 180^\circ$) de gevoeligheid 0 zou zijn, daar de druk- en de drukgradiënt-microfoon bij een oriëntatie in die richting juist gelijke en tegengestelde EMK's leveren. Van een dergelijke eigenschap kan men met vrucht gebruik maken als het de bedoeling is het geluid uit een bepaalde richting weer te geven, terwijl men dat uit de tegengestelde richting wil onderdrukken.

§ 3. Koolmicrofoons

Koolmicrofoons van goede kwaliteit hebben een membraan dat geen eigen resonantie in het hoorbare gebied vertoont; de holte achter het membraan is zeer goed van de lucht afgesloten, zodat het fijnkorrelige koolpoeder niet vochtig kan worden, en de elektroden hebben een oppervlak dat niet oxydeert.

Een praktische uitvoeringsvorm van een koolmicrofoon van goede kwaliteit, type 4210 van Philips, is in fig. 322 weergegeven.

Zoals uit de foto is te zien, zijn er twee ringvormige en een centrale elektrode; de buitenste ring en de centrale elektrode zijn doorverbonden. Deze elektroden zijn met een laagje zuiver goud bedekt, om oxydatie geheel uit te sluiten. Het lichaam van de microfoon bestaat uit marmer, dat in het geheel geen gassen afgeeft en vrij is van eigen resonanties.

¹⁾ Vgl.: Philips Techn. T. 3, (1938) 226.

De ruis van een koolmicrofoon wordt zo laag mogelijk gehouden door fijnkorrelig koolpoeder te gebruiken, door er voor te waken dat het poeder droog blijft en door de stroomdichtheid aan de elektroden niet te hoog op te voeren. Daarom moet oxydatie van de elektroden, waardoor de stroomovergang zou worden tegengewerkt, worden vermeden.

Blijft een koolmicrofoon enige tijd liggen, dan pakt het koolpoeder samen, waardoor de gevoeligheid achteruitgaat en de ruis toeneemt. Men kan hieraan tegemoet komen, door vóór het gebruik op de microfoon te kloppen. Wil men de gevoeligheid van koolmicrofoons verhogen, dan moet men meer grofkorrelig poeder gebruiken, met het nadeel, dat de ruis toeneemt.

Een belangrijke verhoging van de gevoeligheid wordt ook bereikt door een membraan te gebruiken, waarvan de resonantie in het hoorbare gebied, bijv. in de buurt van 2000 Hz, ligt. Boven en beneden de resonantiefrequentie neemt de gevoeligheid dan sterk af, zodat dergelijke microfoons alleen voor spraakweergave zijn te gebruiken, als men aan de kwaliteit van de weergave geen hoge eisen stelt en alleen op verstaanbaarheid let. In de telefoontechniek worden dergelijke microfoons algemeen gebruikt.

Daar de koolmicrofoon een drukmicrofoon is, heeft zij voor de lage frequenties een cirkelvormig richtingsdiagram. Voor de frequenties waarbij de afmetingen van de microfoon niet klein zijn ten opzichte van de golflengte, is de gevoeligheid het grootst aan de voorzijde; naar de zijkanten en naar de achterzijde neemt zij af.

Koolmicrofoons worden veel gebruikt voor spraakweergave, waarbij hun

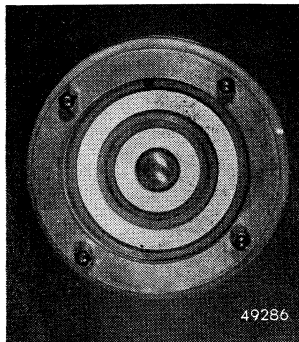


Fig. 322

Koolmicrofoon 4210, zonder koolpoeder en membraan, zodat de elektroden zichtbaar zijn.



Fig. 323

Koolmicrofoon, type 4225, van Philips. De microfoon (middellijn 5,5 cm) kan aan het knoopsgat van de jas worden gehangen.



Fig. 330

Koolmicrofoon type 4325 van Philips, met rubbertuit.

grote gevoeligheid een belangrijk voordeel is. Men treft ze in velerlei constructies aan. Het type 4225 is speciaal geschikt voor sprekers die het apparaat in het knoopsgat van de jas hangen.

Om de richtingsgevoeligheid van de microfoon te verhogen, omgeeft men ze met een rubber tuit. Men spreekt dan voor de microfoon met de mond dicht voor de opening van de tuit. Op deze wijze kan, ook in een omgeving met zeer sterke bijgeluiden, bijv. in auto's, nog een behoorlijke spraakweergave worden bereikt.

§ 4. Condensatormicrofoons

Bij deze microfoons vormt een membraan van metaal of van een isolatiemateriaal, dat met een geleidende laag bedekt is, met een vaste electrode een capaciteit van ongeveer 100 pF. Over een zeer hoge weerstand van ca. 100 megohm wordt aan de beide platen een gelijkspanning tot 100 volt aangelegd. Om een enigszins behoorlijke gevoeligheid te bereiken, moet de afstand tussen de platen zeer klein zijn; de bewegingsamplitude van het membraan bedraagt 10^{-7} cm/ μ bar.

Door oordeelkundige constructie van het lichaam waarop het membraan is aangebracht, kunnen met condensatormicrofoons verschillende richtingsdiagrammen worden bereikt. Alle drie hoofdvormen zijn bereikbaar. De kwaliteit van condensatormicrofoons kan zeer goed zijn; zij hebben echter de nadelen, dat een voedingsapparaat voor de gelijkspanning nodig is en dat zij gemakkelijk kunnen worden beschadigd. Ook is het een bezwaar, dat men de condensatormicrofoon direct met de eerste trap van de versterker moet verbinden; men kan direct achter de microfoon geen lange kabel gebruiken, daar de gevoeligheid door de eigen capaciteit van de kabel te veel zou dalen.

De ingangsimpedantie van deze trap moet zeer hoog zijn (40 M Ω), daar anders verlies van lage tonen zou optreden. Voor de gevoeligheid van condensatormicrofoons wordt 2 mV/ μ bar opgegeven.

§ 5. Electrodynameische microfoons

Electrodynameische microfoons komen in twee uitvoeringen voor, nl. als bandmicrofoons en als spoelmicrofoons.

Bandmicrofoons

Een geribd bandje aluminium met een dikte van 2 tot 5 micron, een

breedte van 3 tot 4 mm en een lengte van ongeveer 5 cm is uitgespannen tussen de polen en een permanente magneet. Het bandje heeft een lage resonantiefrequentie van bijv. 50 Hz. Door de luchtrillingen komt het bandje in beweging en, volgens het electrodynamische principe, wordt een wisselspanning opgewekt. Daar de weerstand van het bandje zeer gering is, wordt een aanpassingstransformator met de microfoon in één omhulsel samengevoegd. De aanpassing heeft meestal op 200 of 500 ohm plaats; ook past men wel aan op 50 of op 10 000 ohm.

Met een bandmicrofoon kan men een zeer goede frequentiekaracteristiek bereiken, terwijl de niet-lineaire vervorming practisch nihil is. De ruis wordt veroorzaakt door de weerstandsruis van het bandje; bij een gevoeligheid van $0,24 V/\mu\text{bar}$ en een aanpassing op 500 ohm, bedraagt het ruisniveau -58 dB.

Laat men de luchtrillingen van beide zijden vrij op het bandje inwerken, dan behoort de bandmicrofoon tot het drukgradiënt-type, zodat het richtingsdiagram de 8-vorm vertoont.

Een voorbeeld van een dergelijke bandmicrofoon is het type 9559 van Philips. Fig. 325 is een foto van het magneetsysteem met bandjes. Gegevens van deze microfoon vindt men in de tabel P op blz. 388.

Door het aanbrengen van een z.g. acoustisch labyrint aan één zijde van het bandje, zoals in fig. 326 schematisch is weergegeven, wordt de microfoon een drukmicrofoon, waarbij het richtingsdiagram de cirkelvorm heeft.

Men kan het bandje ook in twee helften splitsen, waarvan de ene wél en de andere niet van een acoustisch labyrint is voorzien; het richtingsdiagram heeft dan de cardioïdevorm.

Bandmicrofoons behoren tot de beste microfoons die gemaakt kunnen worden. Zij worden voor spraak- en

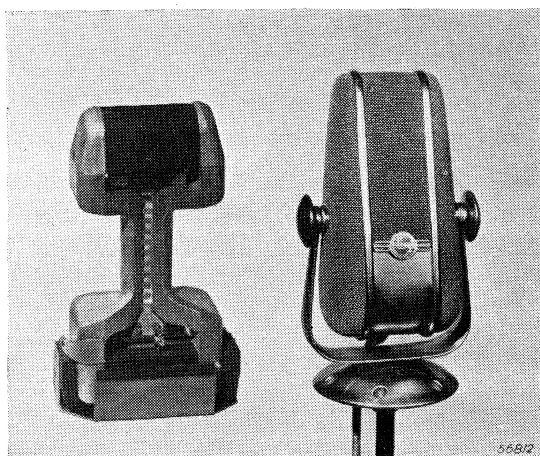


Fig. 325

Het magneetsysteem met bandje van de Philips' bandmicrofoon, type 9559.

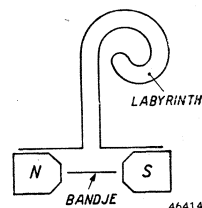


Fig. 326

Richtingsongevoelige bandmicrofoon (drukmicrofoon).

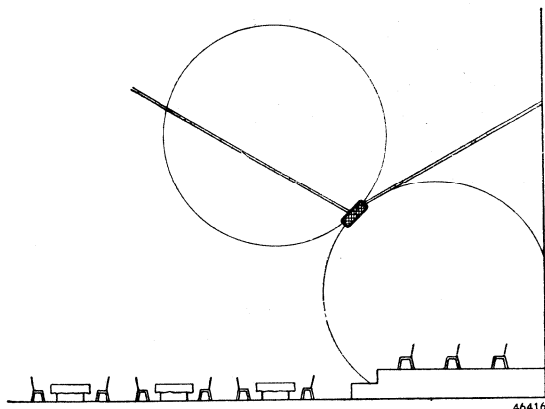


Fig. 327
 Dank zij de richtingsgevoeligheid (8-vormig richtingsdiagram) neemt de bandmicrofoon het geluid van het orkest op; de bijgeluiden uit de zaal worden in sterk verminderde mate weergegeven.

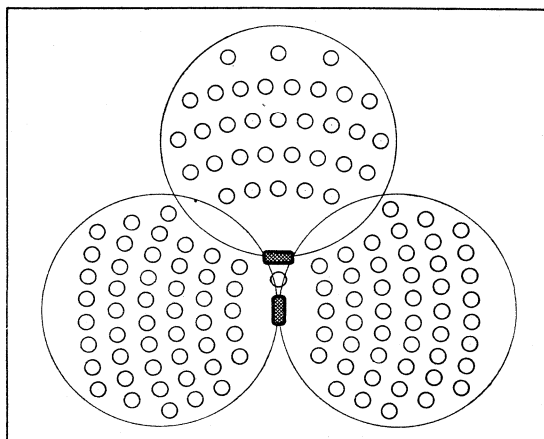


Fig. 328
 Het effect van fig. 327 wordt hier bereikt met twee bandmicrofoons met 8-vormig richtingsdiagram bij een koor met orkestbegeleiding.

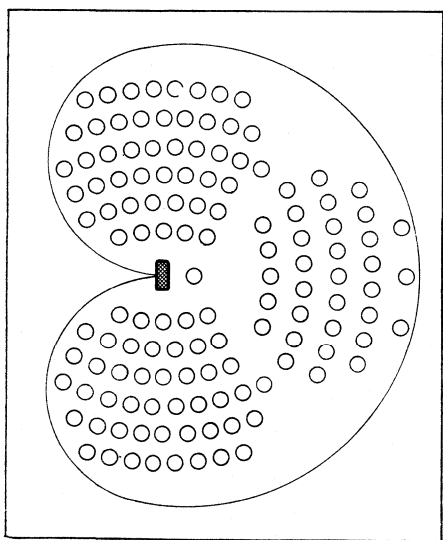


Fig. 329
 Het effect van fig. 328 wordt hier bereikt met één bandmicrofoon met cardioïde-richtingsdiagram.

muziekweergave van uitstekende kwaliteit gebruikt, bijv. in studio's en in concertzalen. Wordt de microfoon voor spraakweergave gebruikt, dan moet men er rekening mee houden dat, bij het spreken op korte afstand, de gevoeligheid van de lage tonen toeneemt, zodat deze overdreven sterk worden doorgegeven. Bij een afstand van 40 cm bijv. bedraagt de toeneming voor een toon van 50 Hz, 7 dB.

Men kan van de richtingsdiagrammen met 8-vorm of met cardioïde-vorm met voordeel gebruik maken om de acoustische terugkoppeling te verminderen en de nadelige invloed van de nagalm en de bijgeluiden in zalen tegen te werken.

De figuren 327 en 328 geven weer hoe men van de richtingsdiagrammen van bandmicrofoons bij een klein orkest en bij een koor met orkestbegeleiding gebruik kan maken, om de bijgeluiden uit de zaal zoveel mogelijk te onderdrukken; fig. 329 toont aan hoe men hetzelfde bereikt met één bandmicrofoon met cardioïdediagram.

Spoelmicrofoons

Bij de spoelmicrofoons is het bandje vervangen door een spoel die in een radiaal magnetisch veld kan bewegen. De gevoeligheid van de spoelmicrofoon is groter dan die van een bandmicrofoon; de frequentiekaracteristiek is echter minder goed recht. De constructie van een spoelmicrofoon is in fig. 330 schematisch weergegeven.

Men kan nu twee hoofdtypen van spoelmicrofoons onderscheiden, nl. die van het druktype en die van het drukgradiënttype. Voert men de magneet niet als een gesloten ring uit, zodat de luchttrillingen aan beide zijden het membraan kunnen bereiken, dan ontstaat het drukgradiënttype.

Deze constructie is door Philips bij het typenummer 9528 gebruikt, waarvan fig. 331 een foto is.

Men ziet dat de magneet uit drie gedeelten bestaat, zodat de luchttrillingen het membraan ook van de achterzijde kunnen bereiken. Tussen deze gedeelten is de microfoontransformator aangebracht.

Construeert men de magneet als een gesloten ring, dan bereikt men weliswaar een sterker magnetisch veld en dus een grotere gevoeligheid, maar nu is de ruimte achter het membraan afgesloten, met het gevolg

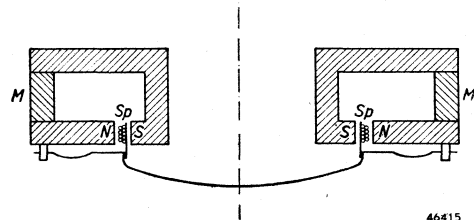


Fig. 330

Doorsnede van een spoelmicrofoon. De spoel *Sp* is gewikkeld op een papieren kapje, waarvan men de rand ook in fig. 331 kan zien in de luchtspleet tussen de beide polen. N = noordpool, S = zuidpool. *M* is het magneetstaal, dat de magnetomotorische kracht voor het weekijzeren circuit levert.

46415

dat de microfoon een cirkelvormig richtingsdiagram (druktype) verkrijgt. De massa van het membraan vormt bovendien met de stijfheid van de

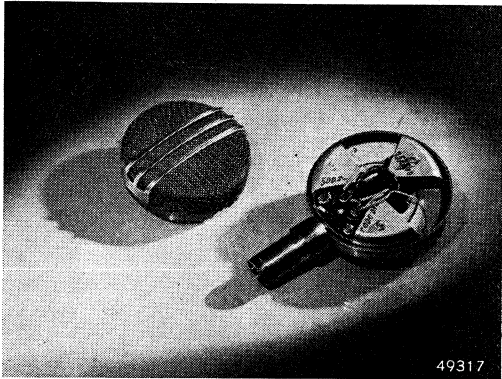


Fig. 331

Spoelmicrofoon type nr. 9528 van Philips in geopende toestand. Men kijkt tegen de achterzijde van het magnetische circuit. Middellijn ongeveer 9 cm.

lucht achter het membraan resonantie, waardoor onregelmatigheden in de frequentie-karakteristiek ontstaan die alleen door bijzondere maatregelen kunnen worden opgeheven.

Dergelijke maatregelen zijn toegepast in de z.g. reportagemicrofoon type 9585 van Philips. De gegevens van deze microfoon vindt men in de tabel P op blz. 388 Men ziet dat de frequentie-karakteristiek zeer goed recht doorloopt.

§ 6. Kristalmicrofoons

Deze berusten op de eigenschap van piëzo-electrische kristallen (bijv. van seignette zout), dat bij trek of druk aan de zijvlakken tegengestelde potentialen ontstaan. Brengt men op het kristal aan weerszijden metaal-foeliën aan, dan krijgen deze ten opzichte van elkaar een electrisch potentiaalverschil. Men kan het kristal door een membraan aandrijven; wil men resonanties van het aandrijvende mechanisme vermijden, dan kan men beter het kristal zelf als membraan gebruiken.

De gevoeligheid van de kristalmicrofoons is voor alle frequenties gelijk, alleen bij de hoge tonen in de buurt van de resonantiefrequenties van het trillende systeem vertoont de frequentiekarakteristiek enige onregelmatigheid.

Eigen ruis heeft de kristalmicrofoon niet.

De inwendige weerstand is capacitef. De capaciteit bedraagt bijv. 2000 pF. Dit betekent, dat de kristalmicrofoon op een hoge weerstand moet worden aangesloten, wil men daling van de klemspanning bij de lage frequenties vermijden.

De kabel waarmee de microfoon met de versterker wordt verbonden, moet capaciteitsarm zijn. Weliswaar wordt de frequentiekarakteristiek er niet door beïnvloed, maar de gevoeligheid gaat over het gehele frequentiegebied achteruit. De gevoeligheid van kristalmicrofoons is gering en staat nog ten achter bij die van de bandmicrofoons. Dank zij hun

goede kwaliteit en geringe afmetingen worden zij niettemin veel gebruikt, vooral ook voor spraakweergave.

§ 7. Richtinggevoelige microfoons

Microfoons die bijzonder gevoelig zijn voor het geluid uit een bepaalde richting, worden voor verschillende doeleinden gebruikt. In hfdst. X blz. 370 is hierop reeds gewezen. In de laatste tijd heeft men aan de constructie van deze microfoons veel aandacht besteed. De microfoons met cardioïde-diagram behoren tot het richtinggevoelige type. Wil men sterke richtinggevoeligheid, dan maakt men gebruik van een parabolische reflector, waarbij de microfoon in het brandpunt van de reflector is geplaatst. De richtinggevoeligheid is in dit geval goed, indien de middellijn van de reflector op zijn minst gelijk is aan de halve golflengte van de ontvangen toon. Dit betekent, dat voor een behoorlijke richtinggevoeligheid in het lagetonegebied, de middellijn groot moet zijn. Voor bijzondere doeleinden, bijv. in geluidsfilmstudio's, gebruikt men reflectoren van 2 m middellijn. Voor praktisch gebruik in de buitenlucht beperkt men de middellijn tot 80 cm.

Een vereenvoudigde vorm van deze soort microfoons herkent men in de microfoons met tuit, waarvan in § 3 blz. 382 sprake is.

Wij vermelden ten slotte de zogenaamde keelmicrofoons, die de bestemming hebben om, tegen de keel gedrukt, de geluidstrillingen direct op te nemen. Op deze wijze worden bijgeluiden geheel onderdrukt. Keelmicrofoons worden gebruikt als de bijgeluiden bijzonder sterk zijn, zoals dit bijv. in vliegtuigen het geval is.

In de tabel P op blz. 388 vindt men de belangrijkste eigenschappen van enige microfoons.

§ 8. Grammofoonopnemers

Bij grammofoonopnemers is het niet alleen van belang hun elektrische eigenschappen, nl. de gevoeligheid, frequentie karakteristiek, niet-lineaire vervorming en inwendige weerstand, te kennen, maar bovendien zijn dit de mechanische eigenschappen waardoor de plaatslijtage wordt bepaald. Op de plaatslijtage is de druk van de naald op de plaat en de kracht, die nodig is voor de zijdelingse beweging van de plaat, van invloed. Wat dit laatste punt aangaat, is men gewoon de z.g. effectieve stijfheid

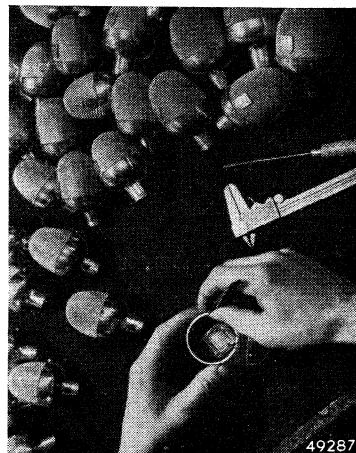


Fig. 332

Foto kristalmicrofoon.

TABEL P

Eigenschappen van microfoons

MICROFOONS				
FABRICAAT	TYPEN ^L	SOORT	GEVOELIGHEID 1000 Hz	RICHTINGSDIAGRAM
PHILIPS	4210	Koolmicrofoon	1,3 mV/ μ bar Batterij 6V op 30 Ω	Cirkelvormig
PHILIPS	4225	Knoopsgat- koolmicrofoon	0,3 mV/ μ bar Batterij 4V op 40 Ω	Cirkelvormig
PHILIPS	9529	Kristal	0,45 mV/ μ bar	Cirkelvormig
PHILIPS	9551	Knoopsgat- kristalmicrofoon	0,45 mV/ μ bar	Cirkelvormig
PHILIPS	9522	Bandmicrofoon	0,24 mV/ μ bar op 500 Ω	Achtvormig
PHILIPS	9559	Bandmicrofoon	0,24 mV/ μ bar op 500 Ω	Achtvormig
PHILIPS	9528	Electrodynamisch	0,9 mV/ μ bar op 500 Ω	Achtvormig
PHILIPS	9585	Electrodynamisch	1,28 mV/ μ bar op 10000 Ω	Cirkelvormig
R.C.A.	77A	Bandmicrofoon	0,063 mV/ μ bar op 250 Ω	Cardioïde
TELEFUNKEN	ELA M 302/2	Condensator- microfoon	0,59 mV/ μ bar op versterker	Cardioïde

55662

MICROFOONS			
FREQUENTIEKARAKTERISTIEK	RUISNIVEAU	INWENDIGE WEERSTAND R_i	INGANG VERSTERKER
		ca 30 Ω met trafo (1:46) ca 65000 Ω	$\geq 1M\Omega$
		ca 40 Ω met trafo (1:67) ca 18000 Ω	$\geq 2 \cdot 10^5 \Omega$
		2000 pF	$\geq 1M\Omega$
		2000 pF	$\geq 1M\Omega$
	-58 dB	50 Ω 250 Ω 500 Ω 10000 Ω	$\geq 10 \times R_i$
	-58 dB	200 Ω 500 Ω 10000 Ω	$\geq 10 \times R_i$
	-67 dB	500 Ω 10000 Ω	$\geq 10 \times R_i$
	-60 dB	200 Ω 500 Ω 10000 Ω	$\geq 10 \times R_i$
	-50 dB	250 Ω	$\geq 2500 \Omega$
	-46 dB [Ak. Zeitschr. 8 (1943) 125]		

55663

en de effectieve massa van de naaldpunt aan te geven. Bij kleine bewegingen geldt voor de naaldpunt de bewegingsvergelijking:

$$k = mu'' + Su + Ru'$$

k = kracht; u = uitwijking

m = effectieve massa

S = effectieve stijfheid

R = wrijving

Is k sinusvormig, dan is $S = k/u$.

Hoe lager S , hoe minder last men ondervindt van plaatslijtage.

De *niet-lineaire vervorming* is bij grammofoonopnemers als regel gering. Zij wordt o.a. veroorzaakt door de eigenschappen van de groef (zie 421), doch blijft dan belangrijk beneden 1%. Ook treedt distorsie op, doordat de naald bij de beweging van buiten naar binnen op de plaat niet steeds de juiste richting heeft ten opzichte van de groef. De naald moet nl. zó gericht zijn, dat de projectie op de plaat samenvalt met de raaklijn van de groef. Afwijkingen van deze juiste richting noemt men de foutenhoek; de niet-lineaire vervorming, die ten gevolge van de foutenhoek optreedt, is gering (bijv. bij de electro-dynamische opnemer type 2936 van Philips ten hoogste 0,4%).

Om de niet-lineaire vervorming gering te houden, moet voorts de bewegingsamplitude van het anker van de opnemer, gering zijn ten opzichte van de lengte van de luchtspleet.

De ruis die bij grammofoonweergave ontstaat, wordt voornamelijk veroorzaakt door onregelmatigheden van het plaatmateriaal. Hij hangt dus in de eerste plaats af van de kwaliteit van de grammofoonplaat en wordt verder door de frequentie-karakteristiek van het totale versterkingskanaal, inclusief de grammofoonopnemer, bepaald. Om de plaatruis te onderdrukken, worden de hoge tonen met een regelbaar filter afgesneden. De lage tonen worden bij grammofoonweergave te zwak doorgegeven, omdat bij het snijden van de groeven in de plaat de amplitude te klein is genomen (zie 421). Vandaar dat men soms een filter voor het ophalen van de lage frequenties achter grammofoonopnemers aantreft.

Men onderscheidt electromagnetische, electro-dynamische en kristalopnemers.

Bij de electromagnetische opnemers wordt, door beweging van een anker in een magnetisch veld, de sterkte van het veld in de vaste spoel veranderd. De spanning die in de spoel wordt geïnduceerd is $4,44 wf \varnothing a/l$ volt, waarin w = aantal windingen van de spoel, f = frequentie, \varnothing = krachtstroom door het anker, a = maximum amplitude in cm en l = lengte van de luchtspleet in cm.

Bij de electro-dynamische opnemers wordt de wisselspanning opgewekt

in een spoel die door de naald in trilling wordt gebracht en in het veld van een permanente magneet beweegt. De opgewekte spanning is $B l v$ 10^{-5} mV, waarin B = de magnetische veldsterkte, l = lengte van de geleider in cm, v = de bewegingssnelheid van de spoel in cm/sec. Een voorbeeld van een electrodynamische grammofoonopnemer is het type 2936 van Philips. In fig. 333 is een schematische doorsnede van

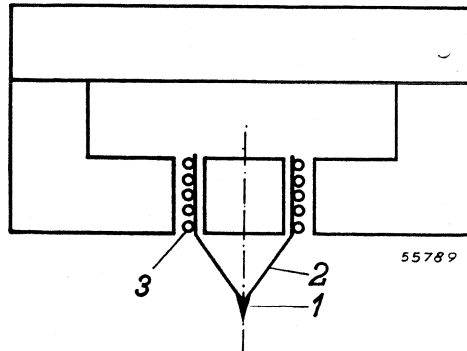


Fig. 333

Schematische doorsnede van een electrodynamische opnemer, type 2936 van Philips.

deze opnemer getekend. De naald 1 van safier is bevestigd aan de top van een kegel 2, op het andere einde waarvan het spoeltje is gewikkeld. Bij het opnemen beweegt de naaldpunt zich in het vlak van de tekening heen en weer. De druk op de plaat bedraagt bij deze opnemer slechts 20 g, zodat de plaatslijtage zeer gering is. In tabel Q op blz. 392 vindt men enige gegevens van deze opnemer, waaruit o.a. blijkt, dat de frequentiekaracteristiek zeer goed is te noemen.

In kristalopnemers wordt de beweging van de naald overgebracht op plaatjes van een piëzo-elektisch kristal, bijv. seignette zout. De werking is analoog aan die van de kristalmicrofoon. De eigenschappen van verschillende typen van grammofoonopnemers worden in tabel Q met getallenwaarden aangegeven.

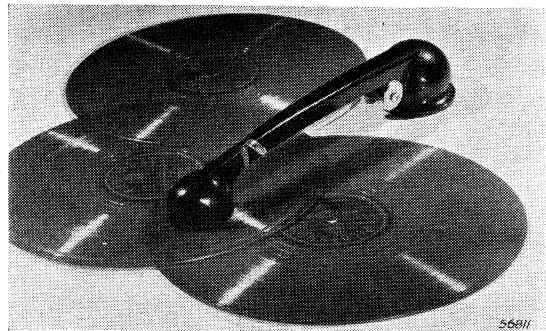


Fig. 334

Foto electrodynamische opnemer.

TABEL Q

<i>GRAMOFOONOPNEMERS</i>				
<i>FABRICAAT</i>	<i>TYPEN</i>	<i>SOORT</i>	<i>GEVOELIGHEID 1000 Hz</i>	<i>NAALD</i>
<i>PHILIPS</i>	<i>2936</i>	<i>Electrodynamisch</i>	<i>1,35 mV/cm sec⁻¹ op 200.Ω zonder filter</i>	<i>Safier</i>
<i>TELEFUNKEN</i>	<i>T.O. 1000</i>	<i>Electromagnetisch</i>	<i>14,8 mV/cm sec⁻¹ op 100.Ω</i>	<i>Safier</i>
<i>NEUMANN</i>	<i>R.5</i>	<i>Electrodynamisch</i>	<i>1,1 mV/cm sec⁻¹ op 200.Ω met filter</i>	<i>Safier of naald</i>
<i>GARRARD</i>	<i>2992</i>	<i>Electromagnetisch</i>	<i>0,24 mV/cm sec⁻¹ op 6000.Ω</i>	<i>Naald</i>
<i>PHILIPS</i>	<i>2997</i>	<i>Kristal</i>	<i>0,24 mV/cm sec⁻¹ op 180000.Ω</i>	<i>Naald</i>
<i>PHILIPS</i>	<i>2999</i>	<i>Kristal</i>	<i>1,1 mV/cm sec⁻¹ op 180000.Ω</i>	<i>Naald</i>

55660

GRAMMOFOONOPNEMERS		
FREQUENTIEKARAKTERISTIEK	PLAATDRUK	MECHANISCHE IMPEDANTIE AAN NAALDPUNT
	20 gr	Effectieve stijfheid $0,5 \cdot 10^6$ dyn/cm Effectieve massa 19 mg
	25 gr	Effectieve stijfheid $1,04 \cdot 10^6$ dyn/cm
	25 gr	Effectieve stijfheid $1,9 \cdot 10^6$ dyn/cm
	160 gr	
	100 gr	
	150 gr	

55001

§ 9. Fotocellen

Men onderscheidt alkalische cellen, seleencellen en keerlaagcellen. Wij behandelen in de eerste plaats de alkalische cellen, omdat deze in de L.F.-versterkingstechniek worden gebruikt. Een alkali-fotocel bestaat uit een kathode, gevormd door een lichtgevoelige laag van alkalimetaal en een anode. De beide elektroden zijn aangebracht in een ballon, die of hoog geëvacueerd is, of van een gasvulling is voorzien. Wordt de kathode door luchtrillingen getroffen, dan gaat zij elektronen emitteren, die naar de positieve anode worden getrokken.

Onder de gevoeligheid van een fotocel verstaat men de verhouding tussen de anodestroom en de sterkte van het opvallende licht (μ A/lumen). De gevoeligheid van een fotocel met gasvulling is belangrijk groter dan die van een vacuümcél, omdat in de cel met gasvulling ionisatie optreedt. De gevoeligheid van fotocellen hangt voorts af van de anodespanning, van de kleur van het licht en van de frequentie waarmee het licht gemoduleerd is. De afhankelijkheid van de frequentie treedt vooral in fotocellen met gasvulling naar voren; door de traagheid van de ionisatie treedt voor hoge frequenties een vermindering van de gevoeligheid op. Voor frequenties in het hoorbare gebied behoeft men er geen rekening mee te houden. De invloed van de kleur van het licht is practisch wél van betekenis. Dit impliceert dat men bij het opgeven van de gevoeligheid van fotocellen, het kleurenspectrum van het opvallende licht (de temperatuur van de gloeidraad die het licht uitzendt) moet vermelden. In fig. 335 is de gevoeligheid in μ A/lumen als functie van de anodespanning van een fotocel met hoogvacuüm weergegeven.

Boven een zekere anodespanning neemt de emissie niet meer toe, de

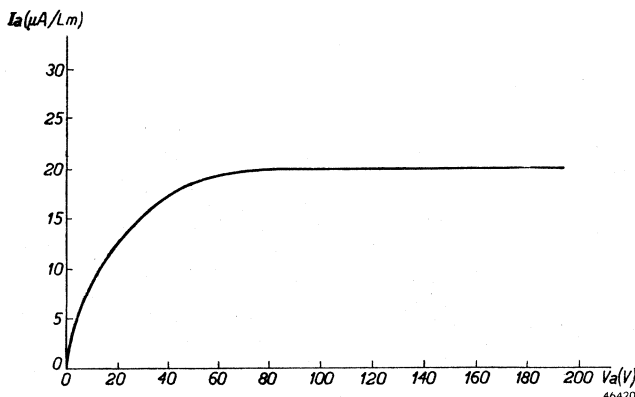


Fig. 335
Gevoeligheid in μ A/lumen in afhankelijkheid van de anodespanning bij een fotocel met hoogvacuüm.

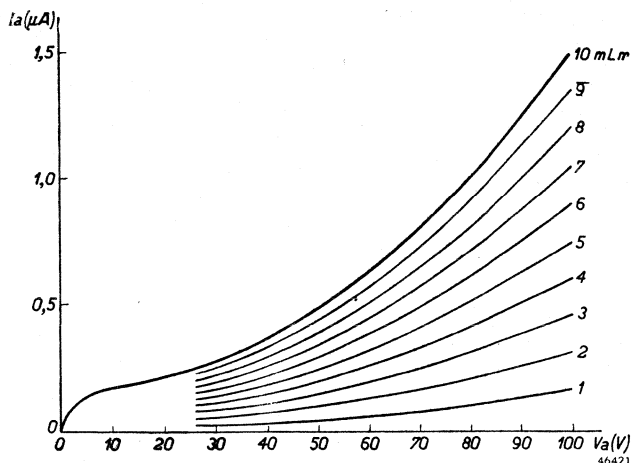


Fig. 336

Gevoeligheid in μA in afhankelijkheid van de anodespanning voor verschillende belichtingssterkten bij een fotocel met gasvulling.

verzadiging is bereikt. In het verzadigingsgebied is de gevoeligheid onafhankelijk van de anodespanning.

Bij een anodespanning van 70 volt of hoger heeft de cel een gevoeligheid van ongeveer $20 \mu A$ /lumen.

Een geheel ander beeld vertoont het verloop van de anodestroom bij verschillende lichtsterkten als functie van de anodespanning bij een fotocel met gasvulling, zoals in fig. 336 is weergegeven.

Met toenemende anodespanning stijgt de gevoeligheid voortdurend. Men mag echter de anodespanning niet onbegrensd opvoeren, omdat bij een zekere spanning (ca. 150 volt) een glimontlading optreedt die de levensduur van de cel zeer sterk verkort. Bovendien neemt bij stijgende anodespanning de *storingsruis* toe, zodat ook om deze reden de anodespanning niet te hoog wordt opgevoerd. Praktisch gaat men niet boven 120 volt.

De gevoeligheid bij 100 volt is $150 \mu A$ /lumen en bij 120 volt zelfs $220 \mu A$ /lumen; zij is dus belangrijk groter dan bij cellen met hoogvacuum. Vandaar dat men in de praktijk, bijv. in geluidsfilminstallaties, veelal van fotocellen met gasvulling gebruik maakt.

Weliswaar treedt bij de cellen met gasvulling, waarbij, zoals werd opgemerkt, de anodestroom van de anodespanning afhangt,

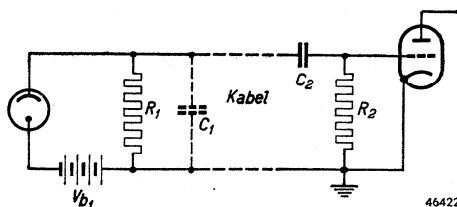


Fig. 337

Schakeling van een fotocel.

enige vervorming op, maar deze is zo gering dat zij het gebruik voor geluidsfilminstallaties niet in de weg staat.

Een veel gebruikte schakeling met een fotocel is in fig. 337 weergegeven. Wordt de fotocel door licht van wisselende sterkte verlicht, dan ontstaat in de anodeketen een wisselstroom die aan R_1 een wisselspanning veroorzaakt. Om de spanning Vb_1 van het rooster verwijderd te houden van de eerste versterkbuis, brengt men de koppelcondensator C_2 aan.

De waarde van R_1 neemt men gaarne zo hoog mogelijk, ten einde zo groot mogelijke wisselspanningen op het rooster te brengen. Practisch

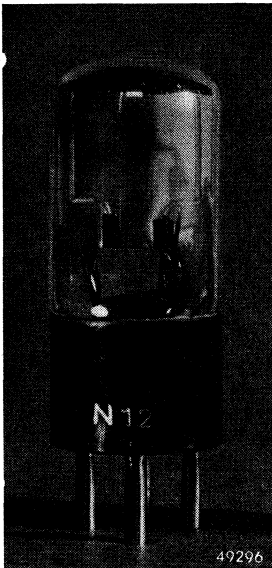


Fig. 338

Foto van een cel met gasvulling (Philips type nr. 3533).

ligt R_1 tussen 0,5 en 5 $M \Omega$ bij cellen met hoogvacuum. Het spanningsverlies aan R_1 varieert van 0,1 tot 1,0 volt, als men aanneemt dat de verlichting door een niet-gemoduleerde film 10 millilumen bedraagt, zodat de anodestroom $\frac{10}{1000} \times 20 \mu A = 0,2 \mu A$ beloopt. Daar $Vb_1 > 70$ volt, behoeft men dus met spanningsverliezen aan R_1 geen rekening te houden.

Ook bij fotocellen met gasvulling is dit het geval, maar hier heeft men het voordeel, dat de waarde van R_1 lager kan worden gekozen (nl. 0,1 tot 1 $M \Omega$), omdat de gevoeligheid zoveel groter is.

Hoe hoger R_1 , des te sterker doet zich de invloed van de parasitaire capaciteit C_1 parallel aan R_1 gevoelen en deze capaciteit C_1 is nooit geheel te vermijden, omdat zich tussen de fotocel en de versterkbuis verbindingsleidingen bevinden die in de regel een vrij grote lengte hebben. Om de capaciteit C_1 zo laag mogelijk te houden, past men voor deze z.g. fotocelkabel een speciale capaciteitsarme constructie toe. Het

gelukt daarbij de capaciteit tot 75 pF per meter lengte van de kabel omlaag te brengen. Fig. 338 is een foto van een fotocel met gasvulling, type nr. 3533 van Philips. Deze fotocel met caesiumkathode heeft een gevoeligheid van 150 $\mu A/lm$ bij een anodespanning van 100 V. De anode-kathodecapaciteit bedraagt 34 pF, de max. anodespanning is 100 V en de max. anodestroom 7,5 μA .

In de laatste tijd heeft men fotocellen met secundaire emissie ontwikkeld.

Behalve door middel van een gasvulling, kan versterking van de oorspronkelijke fotostroom ook worden bereikt door deze stroom op een

of meer hulpkathoden te laten vallen, die een grote secundaire emissie hebben (zie 121). De stroom van secundaire electronen die de hulpkathode verlaat, is enige malen groter dan de stroom die deze electrode treft; zijn er enige hulpkathoden achter elkaar geschakeld, dan kan dus een zeer grote versterking worden bereikt. De stromen electronen moeten daarbij goed gebundeld worden, opdat zoveel mogelijk electronen de electroden waarvoor zij bestemd zijn, treffen. Dit bundelen kan door electro-magnetische of electro-statische velden geschieden.

Een voorbeeld van een fotocel met secundaire emissie is de fotocel type 3520 van Philips.

In fig. 339 is het inwendige van deze cel weergegeven. Er zijn drie hulpkathoden aangebracht, die elk ca. vijfmaal versterken, zodat de oorspronkelijke fotostroom ruim 100 maal wordt versterkt. De gevoeligheid van deze cel is dan ook zeer groot en bedraagt 2,5 mA/lm. De spanningen aan de electroden moeten geleidelijk hoger worden. $V_{a1} = 70 V$, $V_{ks1} = 210 V$, $V_{ks2} = 420 V$, $V_{ks3} = 560 V$, $V_{a2} = 630 V$.

De maximumspanning is dus zodanig dat zij door het voedingstoestel van een L.F. versterker kan worden geleverd. Een voordeel van de secundaire-emissie fotocel is gelegen in het feit, dat de ruis relatief geringer is dan bij gebruik van een normale fotocel met L.F. versterking.

Behalve de alkalicellen kent men ook nog de seleencellen en de keerlaagcellen.

Seleencellen berusten op de eigenschap van kristallijn seleen, dat zijn weerstand afhankelijk is van de belichting. In het donker is de weerstand hoog, bij belichting neemt de weerstand af, zodat bij constante voedingsspanning de stroom evenredig met de lichtintensiteit toeneemt. Seleencellen zijn zeer sterk van de frequentie afhankelijk en zijn daarom voor L.F. versterking niet te gebruiken.

Keerlaagcellen wekken, zonder uitwendige spanning bij belichting, een electromotorische kracht op. De opgewekte spanningen zijn echter zeer gering, zodat keerlaagcellen evenmin als seleencellen voor gebruik bij L.F. versterking in aanmerking komen.

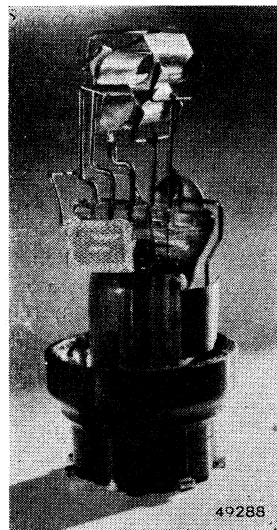


Fig. 339

Inwendige van de secundaire-emissiecel 3520. De door de fotokathode geëmitteerde electronen vallen door een gat in de anode (a1) op de hulpkathode (ks1), na versterking op de hulpkathode (ks2); daarna op ks3. Ten slotte komt de totale stroom op de eindanode (a2).

LITTERATUUR

§ 2

1. Boer, J. de. Microfoons.. Philips Techn. T. **5** (1940) 150—158.
2. Hellwig, H. J. Moderne Mikrophone. Funk (1937) 629—633.
3. Hopper, F. L. Characteristics of modern microphones for sound recording. J. Soc. Motion Picture Engr. **33** (1939) 278—288.
4. Mainka, A. Mikrophone. V.D.I.—Z. **81** (1937) 657—660.
5. Phelps, W. D. Microphone wind screening. RCA Rev. **3** (1938/39) 203—212.
6. Reichardt, W. Der Einsatz verschiedenartiger Mikrophone im deutschen Rundfunk. Hochfreq. techn. u. Elektroakustik **58** (1941) 136—139.
7. Les microphones modernes. Rev. Téléph., Télégr. **15** (1937) 829—848.
8. Microphones. Wireless Wld. **40** (1937) 144—145.

§ 3

1. Braun, K. Theoretische und experimentelle Untersuchung der nichtlinearen Verzerrung von Kohlemikrofonen. T.F.T. **27** (1938) 395—404.
2. Joschek, R. Elektrische und mechanische Eigenschaften des Kohlengriesses von Mikrofonen. Wiss. Veröff. a. d. Siemens Werken **16** (1937) 105—119.
3. Offner, F. Notes on the impedance of a carbon microphone. Proc. Inst. Radio Engr. **26** (1938) 1009—1010.
4. Snoek, J. L. Geluidswaergave met behulp van koolmicrofoons. Radio Nieuws **15** (1932) 114—120.
5. Waetzmann, E. & G. Kretschner. Über die spontanen Widerstandsschwankungen an Kohlemikrofonen Akust. Z. **2** (1937) 57—61.

§ 4

1. Ernsthauer, W. Über die Verzerrungen des N.F.-Kondensatormikrophones. Arch. Elektrotechn. **31** (1937) 487—494.

§ 5

1. Boer, J. de. Sensitivity at different frequencies of a spherical model of a pressure gradient microphone. Physica **5** (1938) 545—452.
2. Jones, W. C. and L. W. Giles. A moving coil microphone for high quality reproduction J. Soc. Motion Picture Engr. **17** (1931) 977.
3. Lauffer, H. Dynamisches Tauchspulenmikrophon der A.E.G. A.E.G. Mitt. **5** (1939) 277—280.

§ 6

1. Beerwald, P. & Keller, H. Theoretische Betrachtungen über das piëzoelektrische Membranmikrophon. Funktechn. Mh. **4** (1939) 97—100.
2. Boer, J. de. Toepassing van piëzo-electrische kristallen bij geluidswaergave. Ned. T. Natuurk. **8** (1941) 345—356.
3. Lebel, C. J. Quality in disc-reproduction. Electronics **10** (1937) 25 en 77.

§ 7

1. Howe, G. W. O. Directive acoustic pick-ups. Wireless Engr. **16** (1939) 58—591.
2. Livadary, J. P. and Rettinger, M. Unidirectional microphone technique. J. Soc. Motion Picture Engr. **32** (1939) 381—389.

3. Marshall, R. N. A cardoid directional microphone. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **33** (1939) 255—277.
4. Mason, W. P. and Marshall, R. N. A tubular directional microphone. *J. Acoust. Soc. Am.* **10** (1939) 206—215.

§ 8

1. Bartels, H. und Severin, H. T. O. 1000. *Telefunken Zeit.* **18** (1937) 27—37.
2. Bauer, B. B. Notes on distorsion in phonograph reproduction caused by needle-wear. *J. Acoust. Soc. of Amer.* **17** (1946) 246—253.
3. Boer, J. de. Afspeelsnelheid van gramfoonplaten. *Philips Techn. T.* **2** (1937) 64.
4. Burt, A. D. Reduction of record noise by pick-up design. *Electronics* **16** (1943) Jan. 90—93.
5. Cramwinckel, A. en P. R. Dijksterhuis. De elektrische gramfoonopnemer. *Radio Nieuws* **16** (1933) 61—72.
6. Cramwinckel, A. Een constructiemogelijkheid voor de arm van een electrischen gramfoonopnemer. *Radio Nieuws* **17** (1934) 1—4.
7. Hunt, F. V. and J. A. Pierce. HP 6 A: A radical departure in phonograph pick-up design. *Electronics (N.Y.)* **11** (1938) 9—12.
8. Lewis, W. D. & F. V. Hunt. Tracing distorsion. *J. Acoust. Soc. Am.* **12** (1941) 348.
9. Williams, A. L. Further improvements in light-weight record reproducers and theoretical considerations entering into their designs. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **33** (1939) 203—223.

§ 9

1. Anderson, J. S. Photoelectric cells and their applications. New-York, Longmans, Green and Co. (1925).
2. Campbell, N. R. and Ritchie, D. Photoelectric cells. London, Pitman and Sons Ltd. (1929).
3. Jonker, J. L. H. en Teves, M. C. Technische toepassingen van de secundaire emissie. *Philips Techn. T.* **3** (1938) 137—143.
4. Kruithof, A. A. Traagheidsverschijnselen in gasgevulde fotocellen. *Philips Techn. T.* **4** (1939) 57—64.
5. Neutweg, K. Sekundärelektronen-Photozellen. *Licht u. Lampe* **27** (1938) 721—722.
6. Preisach, F. Noise reduction by means of photo-electric multipliers. *Wireless Engr.* **16** (1939) 169—173.
7. Simon, H. und Suhrmann, R. *Lichtelektrische Zellen und ihre Anwendung.* Berlin, Julius Springer (1932).
8. Teves, M. C. Een fotocel met versterking door secundaire emissie. *Philips Techn. T.* **5** (1940) 265—269.
9. Teves, M. C. Het fotoëlectrisch effect en zijn toepassing in fotocellen. *Philips Techn. T.* **2** (1937) 13—17.
10. Zworykin, V. K. and Wilson, E. D. Photocells and their application. New-York, John Wiley and Sons Inc. (1932).
11. Secondary emission photocells. *J. Sci. Instruments* **14** (1937) 250—251.

HOOFDSTUK XII

WEERGEVERS

§ 1. Inleiding

Onder weergevers verstaan wij de elementen van de L.F.versterkingsinstallatie die het elektrisch uitgangsvermogen in een andere vorm van vermogen omvormen. Daartoe behoren dus in de eerste plaats de *luidsprekers*, die het uitgangsvermogen rechtstreeks in acoustisch vermogen omvormen, en voorts al die middelen, die dienen voor het vastleggen van geluidstrillingen op films, platen of metalen draden, waaronder de zogenaamde *snijders* een belangrijke plaats innemen.

In de volgende paragrafen worden de verschillende soorten van weergevers beschreven, waarbij aan de luidsprekers de meeste aandacht zal worden gegeven. In verband met de belangrijke rol die permanente magneten in luidsprekers en snijders vervullen, zal ook hieraan een paragraaf worden gewijd. Wij moeten ons ook in dit hoofdstuk de grootste beperking opleggen; voor een meer diepgaande studie en voor verdere bijzonderheden verwijzen wij naar het boek: „Geluidstechniek”, door Dr. J. de Boer en Dr. Ir. K. de Boer, dat in deze serie zal verschijnen.

§ 2. Over de eigenschappen van luidsprekers in de praktijk

Voor het gebruik van luidsprekers in de praktijk zijn de volgende eigenschappen van belang:

de impedantie van de spreekspoel als functie van de frequentie,
het rendement (de gevoeligheid),
de frequentiekaracteristiek,
de niet-lineaire vervorming,
het richteffect bij verschillende frequenties.

Wij zullen ons bij het beschrijven van deze eigenschappen beperken tot de electrodynamische luidsprekers. Behalve deze, kent men o.a. de electromagnetische en de electrostatische luidsprekers, maar de laatste hebben in de praktijk nooit ingang gevonden. Weliswaar werd het electromagnetische type in de eerste tijd van de ontwikkeling van de ontvangtoestellen veel gebruikt, maar het is wegens de betere eigenschappen van het electrodynamische type, vrijwel geheel door dit laatste verdrongen.

Fig. 340 is een foto van een electrodynamisch luidsprekersysteem met een conus als geluidsstraler, terwijl in fig. 341 een schematische doorsnede van een dergelijk systeem is weergegeven.

Door de permanente magneet M wordt in de ringvormige luchtspleet

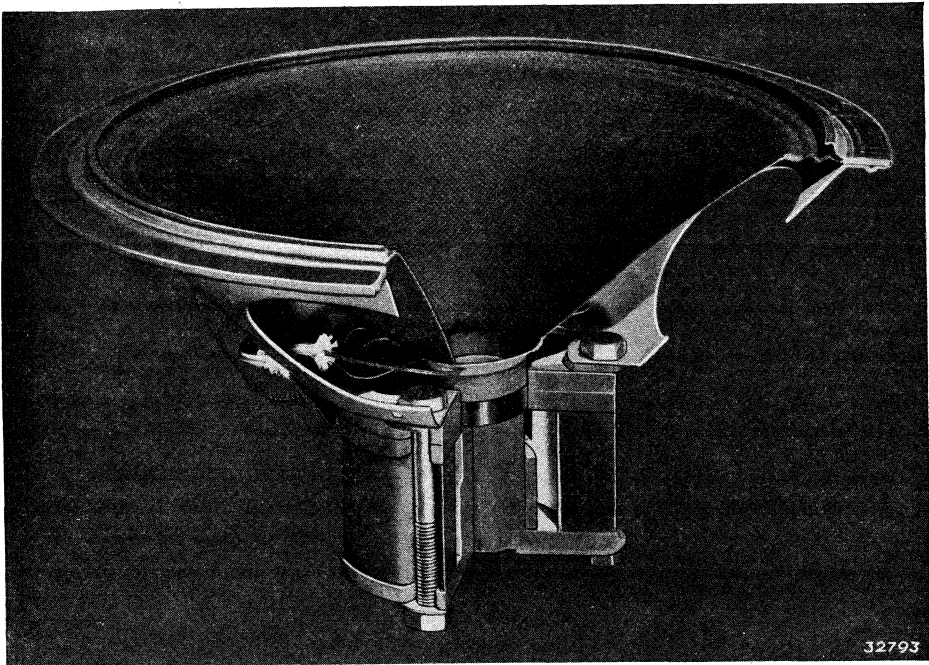


Fig. 340

Foto van een electrodynamisch luidsprekersysteem (het systeem is opengesneden).

δ een sterk magnetisch veld opgewekt. Het magnetisch circuit wordt gevormd door een onderplaat O , een kern K en een ring R ; deze drie delen bestaan uit weekijzer. Het magnetisch veld kan ook worden opgewekt

door middel van een wikkeling waardoor gelijkstroom vloeit; de wikkeling wordt dan opgeborgen in de ringvormige ruimte tussen K , R , M en O ; M bestaat in dat geval ook uit weekijzer.

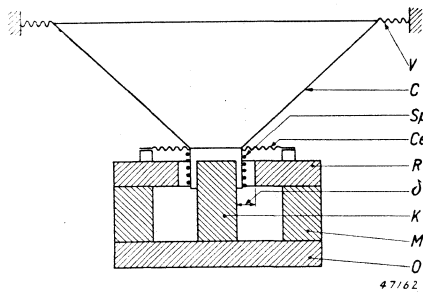


Fig. 341

Schematische doorsnede van een electrodynamische conusluidspreker met permanente magneet.

- M = magneet
 - O = onderplaat
 - K = kern
 - R = ring
 - Sp = spoel
 - Ce = centrering
 - C = conus
 - V = conusrand.
- } weekijzer

In § 8 vindt men enkele opmerkingen over de eigenschappen en het berekenen van permanente magneten en bekrachtigingswikkelingen.

In de luchtspleet δ bevindt zich de spoel Sp van koperdraad of aluminiumdraad. Wordt door deze spoel een wisselstroom gezonden, dan ondervindt de wikkeling van het magnetisch veld een wisselende, zogenaamde ponderomotorische kracht, die de spoel in overeenkomstige be-

weging stelt. De spoel drijft de conus C aan en deze deelt de beweging aan de lucht mee. De conus werkt dus als geluidsstraler. Ten einde deze heen- en weergaande beweging van spoel met conus mogelijk te maken en tegelijk een zijdelingse uitwijking te beletten, is de conus aan het bovineinde door de rand V verend opgehangen. De spoel wordt in de lichtspleet zuiver gecentreerd gehouden door een verende centrering C_e . In fig. 341 is deze centrering aan de buitenzijde getekend; zij wordt ook wel aan de binnenzijde aangebracht. Fig. 342 is een foto van een buiten- en een binnencentrering.

De buitencentrering kan soepeler gemaakt worden dan de binnencentrering; vooral bij grote systemen, waarbij de beweging van de conus een behoorlijke amplitude heeft, past men bij voorkeur een buitencentrering toe. Voor het aanpassen van de luidspreker aan de L.F.versterker is de *impedantie* van de spreekspoel S_p van belang. Fig. 343 geeft kwalitatief het verloop van de impedantie als functie van de frequentie.

De spoel heeft een gelijkstroomweerstand, een zelfinductie en een wisselstroomweerstand (ten gevolge van verliezen in het ijzer). Zou men de spoel vasthouden, dan zou men de impedantie als een geleidelijk met de frequentie toenemende waarde meten. Door de beweging van de spoel in het magnetisch veld, wordt een tegen-EMK in de spoel opgewekt, waardoor de impedantie schijnbaar wordt vergroot. Deze invloed van de tegen-EMK is het grootst als het systeem in resonantie verkeert. Bij de resonantiefrequentie heeft de impedantie dan ook een maximumwaarde. Bij de aanpassing van de luidspreker aan de L.F.versterker (zie 210),

neemt men voor de impedantie van de luidsprekerspoel de waarde aan die deze bij 1000 Hz heeft en gaat men uit van de veronderstelling, dat de impedantie zuiver ohms is. Inderdaad is ωL bij deze frequentie laag ten opzichte van R . Dat de impedantie met de frequentie sterk varieert, is nadelig voor de weergave. De luidspreker is daardoor alleen voor een bepaald frequentiegebied, het middengebied,

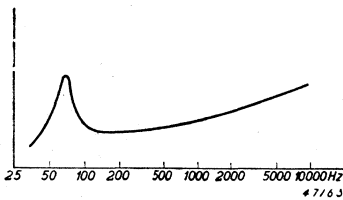
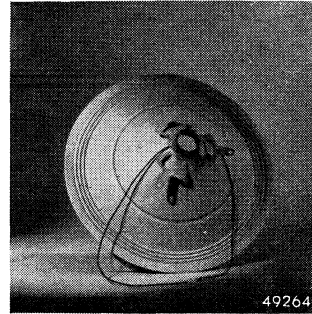
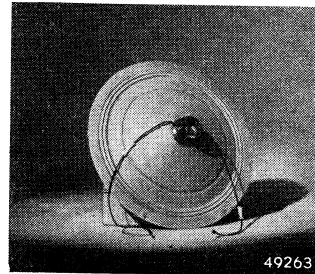


Fig. 343

Impedantie van de spreekspoel van een electro-dynamische luidspreker als functie van de frequentie.



a



b

Fig. 342

Foto van een buiten- (a) en een binnencentrering (b).

juist aangepast, maar bij de resonantiefrequentie en bij de hoge frequenties is dit niet het geval. Men ziet ook gemakkelijk in, dat de weergave afhangt van de geaardheid van de L.F.versterker. Heeft de eindtrap een lage inwendige weerstand, zoals bij trioden of penthoden met tegenkoppeling het geval is, dan neemt de stroom door de spoel, en dus ook de kracht op de spoel die met de stroom evenredig is, af bij de hoge frequenties en bij de resonantie-frequentie. Is de inwendige weerstand van de eindtrap hoog, zoals bij eindpenthoden zonder tegenkoppeling, dan blijft de stroom door de spoel, en daarmee de kracht op de spoel, practisch constant, onafhankelijk van de frequentie. In het laatste geval komen de hoge frequenties en de resonantiefrequentie meer naar voren. Achter een penthode klinkt de luidspreker dus scheller en is de versterkte weergave om en nabij de resonantiefrequentie groter dan achter een triode.

Voor een ideale weergave is het dus gewenst de resonantie òf zoveel mogelijk te dempen òf deze beneden het weergavegebied te leggen. Ook is het nuttig de zelfinductie en de wisselstroomweerstand van de spreekspoel zo laag mogelijk te houden. Een zeer goed middel daartoe bestaat in het aanbrengen van een roodkoperen voering aan één zijde, of beter aan beide zijden van de luchtspleet.

Het *rendement* van een luidspreker wordt bepaald door de verhouding van het uitgestraalde acoustisch vermogen en het toegevoerde vermogen. Voor het gebruik in de practijk is het gemakkelijker de geluidsintensiteit op een bepaalde afstand vóór de luidspreker te kennen, bijv. bij het maximumvermogen dat de luidspreker kan opnemen. Men noemt dit wel de *gevoeligheid* van de luidspreker.

Vergeleken met het rendement van electriche omvormers of transformatoren, is het rendement van luidsprekers gering. Electro-dynamische conusluidsprekers hebben een rendement van enkele procenten. Om dit te verklaren, en tevens het verloop van de frequentiekarakteristiek duidelijk te maken, is het nodig iets nader in te gaan op de theorie van de electro-dynamische luidspreker als geluidsstraler. Wij maken daarbij gebruik van de methode van de Boer, van Urk en Vermeulen (zie litter. § 2, 1 en 7).

Beschouwen wij eerst het systeem van spoel met conus als een bewegend mechanisch systeem, dan kan men dit principieel voorstellen door het schema van fig. 344. Hierin stelt M_m de massa van spoel en conus tezamen voor; de stijfheid S van de veer komt overeen met de stijfheid van de verende ophanging van spoel

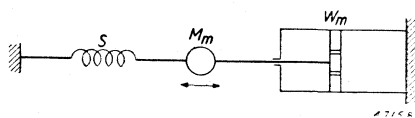


Fig. 344

Schema, voorstellende het mechanisch gedeelte van een electro-dynamisch systeem.

en conus door de conusrand en de centrering, en het wrijvingsverlies wordt weergegeven door het wrijvingsverlies van de zuiger.

Werkt op het systeem een uitwendige kracht $F \sin \omega t$, dan geldt voor de beweging van het systeem de vergelijking:

$$M_m \frac{d^2x}{dt^2} + W_m \frac{dx}{dt} + Sx = F \sin \omega t.$$

Door de samenwerking van massa en stijfheid van de veer, kan bij onvoldoende demping (geringe W_m) resonantie optreden. De resonantiefrequentie wordt bepaald door de betrekking:

$$\omega_r^2 = \frac{S}{M_m}.$$

Door vergroting van de massa en verkleining van de stijfheid wordt dus de resonantiefrequentie verlaagd. Een soepele centrering is dus voor een lage resonantiefrequentie gewenst; vergroting van de massa gaat ten koste van het rendement bij de hoge frequenties, zoals wij verderop zullen zien.

In de tweede plaats moeten wij bedenken, dat de conus als geluidsstraler energie overdraagt aan de lucht. Wij hebben in hfdst. X § 1 gezien, hoe dit bij een pulserende bol geschiedt. Het afgegeven vermogen op een bepaald bolfront met straal r bedraagt $N = I \cdot 4\pi r^2$, terwijl de geluidsintensiteit $I = pv = v^2 R_e(z) = p^2/R_e(z)$ (zie 356).

De stralingsimpedantie Z heeft in het algemeen een complexe waarde; dit wil zeggen, dat het afgegeven vermogen bestaat uit een uitgestraald nuttig acoustisch vermogen en een wattloos vermogen, een energie dus die periodiek heen en weer gaat tussen de straler en het geluidsveld. Deze wattloze energie, die in de luchtstroming wordt geïnvesteerd, kan men vergelijken met de kinetische energie van een heen- en weerbewegende massa.

Op grote afstand van de bol, waar de geluidsgolven practisch vlak zijn, wordt de stralingsimpedantie een zuivere weerstand, die per oppervlakte-eenheid de waarde ρc heeft (zie 356). Deze weerstand heet *golfweerstand*; in het algemeen heet het reële deel van de stralingsimpedantie, *stralingsweerstand*. Het verloop van de straling als functie van de frequentie hangt af van het verloop van deze stralingsweerstand.

Men kan de volgende eigenschappen vaststellen:

De geluidsstraling van een pulserende bol bereikt haar maximumwaarde en is onafhankelijk van de frequentie, bij alle frequenties waarvoor de middellijn van de bol groter is dan de golflengte.

Bij een middellijn van de bol van 30 cm ligt de grensfrequentie bij 1000 Hz. Beneden deze grensfrequentie neemt de stralingsweerstand af. Bij fre-

quanties die zó laag zijn, dat de middellijn van de bol kleiner is dan ca. $\frac{1}{3}$ golflengte, is de stralingsweerstand evenredig met het kwadraat van de frequentie.

Men kan voorts bewijzen, dat de straling van een conusluidspreker in een schermplaat, met afmetingen die groot zijn ten opzichte van de golflengte van het uitgestraalde geluid, niet veel afwijkt van die van een pulserende bol. Dit betekent, dat bij praktisch voorkomende afmetingen van de schermplaat, voor de lage frequenties wél belangrijke afwijkingen optreden; de straling is voor die frequenties slechter.

Dit wordt veroorzaakt door het feit dat er luchtbewegingen van de voorzijde naar de achterzijde van de luidspreker optreden; hierdoor kunnen luchtverdunningen aan de ene zijde door luchtverdichtingen aan de andere zijde worden genivelleerd, en omgekeerd.

De tijd die de luchtrillingen nodig hebben om van de vóór- naar de achterzijde te komen, bedraagt $2R/c$, als R = de straal van de schermplaat en c = de voortplantingssnelheid van het geluid; er zal nivellering van luchtdruk ontstaan, als deze tijd gelijk is aan die van een volle frequentie, dus als

$$\frac{1}{f} = \frac{2R}{c} \text{ of } \lambda = 2R.$$

Een behoorlijke schermwerking is eerst te verwachten als $2R > \lambda$; voor een goede straling bij 50 Hz is dus een schermplaat met een straal van ten minste 3 meter nodig.

In het gehele gebied van de hoorbare trillingen zijn, bij de weergave door een conusluidspreker in een schermplaat, drie, duidelijk in eigenschappen verschillende, delen te onderscheiden, nl.:

- a. de lage frequenties om en nabij de resonantiefrequentie;
- b. de middenfrequenties, gelegen boven de resonantiefrequentie tot ca. 1000 Hz;
- c. de hoge frequenties boven 1000 Hz, waar de stralingsweerstand constant is.

Over het verloop van het rendement in deze drie gebieden valt het volgende op te merken:

Over het algemeen is het rendement laag, omdat — electricisch overgebracht — de stralingsweerstand klein blijkt te zijn ten opzichte van de weerstand van de luidsprekerspoel; verder is er een grote kracht nodig voor de heen- en weerbeweging van de spoel met de conus die op zichzelf geen energie vraagt. Deze kracht wordt verkregen door een grote-, — voor een belangrijk deel wattloze — stroom in de luidsprekerspoel, die in de weerstand van de spoel een aanzienlijke warmte van Joule veroorzaakt.

In de resonantie vraagt de beweging van het mechanisch systeem van spoel met conus, alleen zoveel kracht als vanwege de wrijving nodig is, zodat door de spoel geen wattloze stroom vloeit. Het rendement in de resonantie is dus bijzonder groot; bij de luidspreker 9602 bijv. is ze 25%. Bij frequenties, lager dan de resonantiefrequentie, neemt het rendement af en wel ongeveer met de vierde macht van de frequentie. Dit is een reden waarom de resonantiefrequentie zo laag mogelijk gelegd wordt. In het middengebied boven de resonantiefrequentie tot ca. 1000 Hz, is het rendement constant. Weliswaar neemt in dit gebied de stralingsweerstand met het kwadraat van de frequentie toe, maar daar staat tegenover dat het mechanische systeem van conus met rand en centering (zie fig. 344) in dit frequentiegebied (boven de resonantiefrequentie) een trilling uitvoert, waarbij de snelheid evenredig met de frequentie afneemt als de uitwendige kracht constant is.

Daar het nuttig uitgestraalde vermogen evenredig is met het product van de stralingsweerstand en het kwadraat van de snelheid, volgt hieruit ten slotte dat het rendement in dit frequentiegebied constant is.

Boven 1000 Hz zou het rendement afnemen, ware het niet dat de conus hier andere trillingsvormen gaat vertonen; de conus trilt niet meer in zijn geheel, maar bij gedeelten. Door de hierbij optredende resonanties neemt het rendement weer toe en wordt verkregen dat het tot bijv. 5000 Hz ongeveer constant blijft.

Vergroting van het rendement van luidsprekers kan voornamelijk worden bereikt door verhoging van de veldsterkte H . Hiermee bereikt men tevens dat de resonantie beter gedempt wordt.

Wij kunnen nu ook inzien dat het rendement daalt, door de massa van de spoel te vergroten. De kracht die nodig is voor het heen- en weerbewegen van de spoel met conus wordt hierdoor groter; het wattloze deel van de stroom in de spoel stijgt, en het rendement daalt diensgevolge. Deze rendementsverlaging is vooral belangrijk bij de hoge frequenties, waar slechts een deel van de conus meetrilt en de massa van de spoel gaat overheersen ten opzichte van die van de conus.

Een luidspreker voor goede weergave in het laagfrequentiegebied vraagt een zware spoel (zie ook 417), goede weergave in het hoogfrequentiegebied juist een lichte spoel. Het is practisch niet mogelijk een luidspreker te construeren die voor het gehele frequentiegebied een goede weergave bezit. Vandaar dat men voor weergave van prima kwaliteit, afzonderlijke systemen voor de lage en de hoge frequenties gebruikt (zie § 6). De *frequentiekarakteristiek* van luidsprekers geeft men gewoonlijk op, door de geluidsdruk op een bepaalde afstand vóór de luidspreker te meten als functie van de frequentie. Het maakt daarbij nog een verschil dat voornamelijk in het resonantiegebied tot uiting komt, of de luid-

sprekerspoel met constante stroom, dan wel met constante spanning wordt gevoed. In verband met hetgeen over het rendement werd opgemerkt, zal het duidelijk zijn dat de frequentiekaracteristiek boven de resonantiefrequentie tot ca. 1000 Hz vlak verloopt; daarboven zou de karakteristiek afvallen, ware het niet dat door resonanties in de conus, het rendement wordt opgehaald. In het gebied boven 1000 Hz vertoont de karakteristiek hierdoor oneffenheden, om bij ca. 4000 tot 6000 Hz definitief te gaan dalen. Bij de resonantiefrequentie vertoont de karakteristiek geen belangrijke verhoging, indien de spoel met constante spanning wordt gevoed.

Fig. 345 is een voorbeeld van een frequentiekaracteristiek van een conusluidspreker met schermplaat.

De *niet-lineaire vervorming* kan bij electrodynamische conusluidsprekers verschillende oorzaken hebben. Bij grote uitwijkingen van de spreekstoel verliest de verende ophanging van spoel met conus haar soepelheid, dit veroorzaakt een toeneming van de stijfheid S . Ook kan het zijn dat het aantal krachtlijnen dat door de spoel wordt gesneden, bij grote uitwijkingen afneemt, omdat het veld niet over zulk een grote breedte dezelfde sterkte heeft. Dit veroorzaakt inconstant zijn van de ponderomotorische kracht. In beide gevallen ontstaan hogere harmonischen in de geluidswaergave.

Ten slotte kan niet-liniaire vervorming worden veroorzaakt door trillingsvormen van de conus. Ook tonen van lagere frequenties, bijv. de halve frequentie van het signaal, kunnen daarbij ontstaan. Men noemt dit laatste het „koekoeken”. Het kan worden tegengegaan door aan de conus de juiste vorm te geven en een passend materiaal te gebruiken.

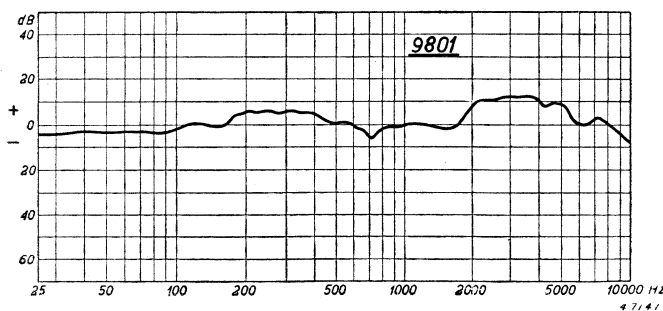


Fig. 345

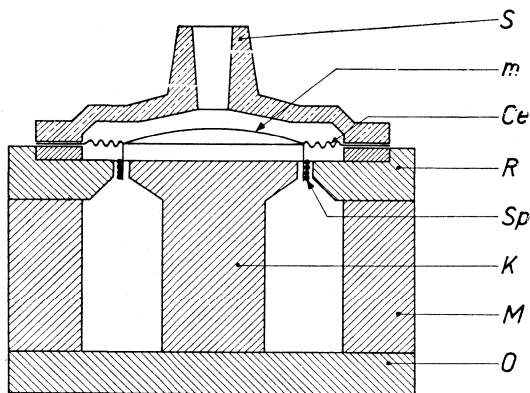
Frequentiekaracteristiek van een conusluidspreker met schermplaat.

Membraanluidsprekers

In het voorafgaande hebben wij de eigenschappen van electrodynamische conusluidsprekers beschreven. Behalve deze worden ook electrodynamische membraanluidsprekers gebruikt, zodat ook de eigenschappen daarvan behandeld moeten worden.

Fig. 346 is een schematische doorsnede van een membraanluidspreker. Het is een electrodynamisch systeem met permanente magneet, analoog met het systeem van fig. 341. Het membraan is verend opgehangen door de centreerrand *Ce*. Op het sluitstuk *S* past een hoorn, bij voorkeur een exponentiële hoorn.

Een membraan, in een grote schermplaat aangebracht, heeft ongeveer dezelfde eigenschappen als een conusluidspreker in een grote schermplaat. Nu is de moeilijkheid bij de constructie van een membraanluidspreker, dat het membraan voldoende stijfheid moet hebben om in zijn geheel te bewegen, terwijl de massa zo laag mogelijk moet worden gehouden en de rand voldoende soepel moet zijn om de heen- en weerbeweging zonder veroorzaking van vervorming in de weergave mogelijk te maken. Hieruit volgt dat de afmetingen van het membraan beperkt moeten blijven, hetgeen betekent dat voor een behoorlijk vermogen in de lage frequenties, de vereiste amplitude zó groot moet zijn dat de luidspreker praktisch niet kan worden gemaakt. In de praktijk gebruikt men membraanluidsprekers dan ook niet voor de laagst voorkomende frequenties, terwijl, in plaats van de uitvoering van een membraan in een grote schermplaat, de constructie van fig. 346 met een exponentiële hoorn wordt gebruikt, waardoor de stralingsweerstand en het rendement belangrijk worden vergroot en als gevolg daarvan de amplitude kleiner kan zijn. De vergroting van de stralingsweerstand wordt hierbij door twee



47161

Fig. 346

Schets membraanluidspreker.

oorzaken bereikt, en wel ten eerste door transformatie van de geluidssnelheid en in de tweede plaats door de exponentiële hoorn, waarvan de eigenschappen in § 3 worden beschreven.

Transformatie van de geluidssnelheid wordt verkregen door de overgang van het membraanoppervlak naar het veel kleinere oppervlak van de opening die naar de hoorn leidt.

In fig. 347 is dit schema-

tisch weergegeven. De snelheid van de luchtdeeltjes in het kleinere oppervlak o is ten opzichte van die in het oppervlak O vergroot in de verhouding O/o . Dientengevolge wordt de stralingsweerstand van het oppervlak O met het kwadraat van deze verhouding vermeerderd.

Hierbij moet worden opgemerkt dat de afmetingen van de ruimte tussen O en o klein moet zijn ten opzichte van de kleinste golflengte van het geluid, daar anders de snelheids-transformatie afhankelijk is van de frequentie. Bovendien mag de opening o niet te klein worden gekozen, daar anders door te sterke compressie van de lucht, niet-lineaire vervorming optreedt. Trots deze beperking, kan men bij membraanluidsprekers een rendement van 50% bereiken.

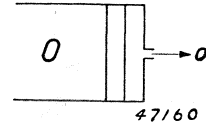


Fig. 347

Schematische voorstelling van een kamer met snelheids-transformator.

§ 3. Over het richteffect van luidsprekers en de daarbij behorende richtmiddelen

Een pulserende bol straalt het geluid in alle richtingen in even sterke mate uit. Bij in de praktijk voorkomende geluidsstralers is de geluidsstraling in verschillende richtingen niet gelijk. Men spreekt dan van het richteffect van de geluidsstraler en geeft dit in de praktijk aan door *richtingsdiagrammen*, waarbij voor elke frequentie in een polair diagram de gemeten geluidsdruk wordt aangegeven.

In fig. 348 is het richteffect van een trillende ronde plaat in een oneindig grote schermplaat weergegeven. Het blijkt dat een behoorlijk richteffect met een openingshoek van 90° bereikt wordt, als $kr = 5$, dit wil zeggen, dat de plaat een middellijn van 100 cm moet hebben om bij 500 Hz dit richteffect te bereiken. In het algemeen is de middellijn van een luidsprekerconus niet groter dan 30 cm, zodat het richteffect pas in de hoge frequenties goed merkbaar wordt.

Toch ondervindt men van de bundeling van de hoge tonen wel bezwaren.

Deze heeft nl. tot gevolg, dat het timbre van het in zijdelingse richting uitgestraalde geluid te dof, en dat van het geluid recht vóór de luidspreker, te scherp wordt. Ook is de verstaanbaarheid zijdelings van de luidspreker minder goed dan er vóór. Voor een uitstekende weergave is het

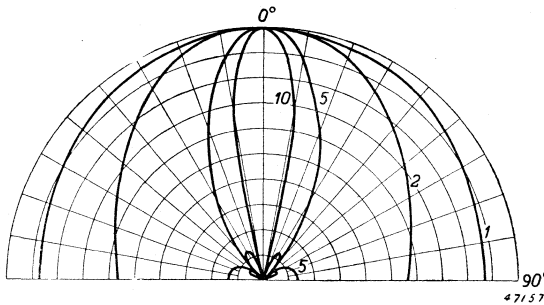


Fig. 348

Richtingsdiagram voor een cirkelvormige trillende plaat in een oneindig grote schermplaat. De getallen bij de krommen geven de parameter kr , $k = 2\pi/\lambda$, $r =$ straal van de plaat.

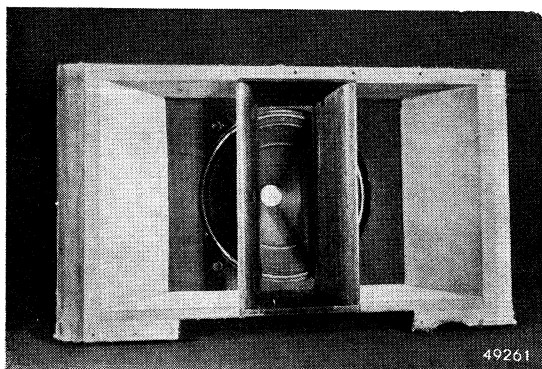


Fig. 349
Foto van een luidspreker met klankverstrooier, gevormd door in de kast aangebrachte schotten.

dan ook gewenst de bundeling van de hoge tonen zoveel mogelijk op te heffen. Men kan dit doen door in de uitgestraalde geluidsgolven een lichaam te plaatsen, waardoor de golven verstrooid worden. Fig. 349 is een foto van een dergelijke klankverstrooier, gevormd door in de luidsprekerkast aangebrachte schotten. Bij de luidspreker (fig. 351) heeft

de klankverstrooier de vorm van een conus.

Aan de andere kant heeft men in de praktijk behoefte aan middelen om het richteffect juist te vergroten; daarom gebruikt men de zogenaamde *hoorns* die onder bepaalde omstandigheden tevens het rendement verhogen. Het richteffect wordt door een hoorn vergroot, omdat het oppervlak van de stralende hoornopening groter is dan het oppervlak van de geluidsstraler, bijv. van de luidsprekerconus.

Bij oneindig lange hoorns wordt de stralingsweerstand en daarmee het rendement vergroot in de verhouding $4\pi/\varphi$, waarin $\varphi =$ de ruimtehoek. Bij eindige lengte treedt ongeveer dezelfde vergroting op als de hoornlengte veel groter is dan de golflengte van het geluid.

Men onderscheidt conische en exponentiële hoorns. De laatste hebben het voordeel, dat zij geen eigen trillingen hebben, die bij conische hoorns wél kunnen optreden.

Exponentiële hoorns moeten een cirkelvormige dwarsdoorsnede hebben. Zij stralen het geluid beneden een zekere grensfrequentie, die door de afmetingen van de hoorn bepaald wordt, in het

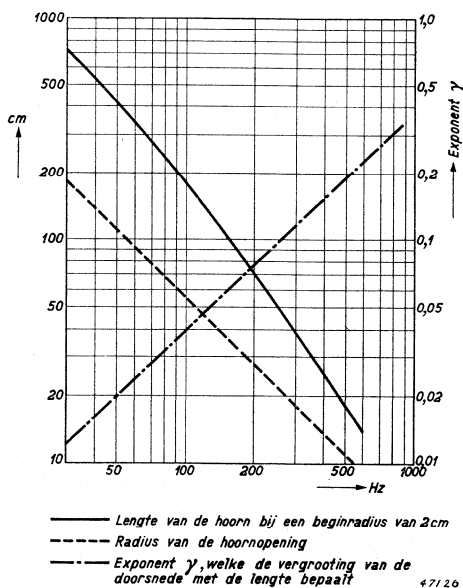


Fig. 350
Afmetingen van een exponentiële hoorn in afhankelijkheid van de grensfrequentie (volgens Neumann, litter. X § 1, 4 blz. 17—201).

geheel niet meer uit. Het afnemen van de stralingsweerstand van de normale waarde tot nul, verloopt zeer snel. In fig. 350 zijn de verschillende gegevens, nodig voor de constructie van een exponentiële hoorn, in afhankelijkheid van de grensfrequentie weergegeven.

Voor de vergroting van de doorsnede geldt de betrekking:

$$O_l = O_0 \cdot e^{\nu l}$$

O_0 = begindoorsnede,

O_l = doorsnede bij de lengte l ,

l = lengte,

ν = exponent, waardoor de grensfrequentie wordt bepaald ($4\pi/\lambda_0$).

Men ziet uit fig. 350 dat, zelfs bij de kleine beginradius van 2 cm, de afmetingen van een exponentiële hoorn groot worden, indien men de grensfrequentie niet te laag wil leggen. Legt men deze bijv. bij 100 Hz, dan bedraagt de vereiste lengte nog bijv. 2 m. Dit feit beperkt het gebruik van exponentiële hoorns zeer. In de praktijk treft men ze alleen aan, òf in combinatie met membraanluidsprekers, òf in combinatie met conusluidsprekers van zeer groot vermogen. Exponentiële hoorns, die men alleen voor de weergave van lage tonen gebruikt, behoeven, noch wat de vorm van de dwarsdoorsnede, noch wat het verloop van de middellijn met de lengte betreft, aan de vorengenoemde eisen te voldoen. Men kan, in plaats van een cirkelvormige doorsnede, bijvoorbeeld een vierkante doorsnede gebruiken; de zijden van deze doorsnede mogen van het exponentieel verloop afwijken, zonder dat de zuiverheid van de weergave hierdoor wordt geschaad.

Conusluidsprekers van normaal vermogen zijn als regel voorzien van conische hoorns. De verbetering van het richteffect, die daarbij verkregen wordt, blijkt uit de vergelijking van de figuren 352 en 355.

De richtingsdiagrammen van fig. 352 gelden voor een luidspreker met een conusmiddellijn van 22,5 cm, geplaatst in een schermplaat met een middellijn van 100 cm. Die van fig. 355 gelden voor dezelfde luidspreker, geplaatst in een hoorn met een grootste middellijn van 62 cm. In het laatste geval worden de frequenties boven 500 Hz in hoofdzaak uitgestraald binnen een kegel met een opening van 60°.

§ 4. Voorbeelden van conusluidsprekers en richtmiddelen

Conusluidsprekers worden voor verschillende maximum te verwerken L.F.vermogens geleverd. Zo brengt bijv. Philips luidsprekers voor respectievelijk 6, 10 en 25 watt L.F.vermogen op de markt. Over de constructie en de praktische eigenschappen van deze serie conusluidsprekers zullen wij het een en ander meedelen.

De luidsprekers hebben permanente magneten van een speciale staal-



Fig. 351

Foto van een electrodynamische conusluidspreker van Philips voor 10 watt L.F.vermogen. De luidspreker is voorzien van buitencentrering voor de spreekspoel, van een klankverstrooier en een aanpassingstransformator.

soort, waardoor, bij geringe afmetingen van het magneetstaal, een sterk veld in de luchtspleet wordt bereikt. De luidspreker van 6 watt heeft binnencentrering; die van 10 en 25 watt hebben buitencentrering, zoals op fig. 351 duidelijk is te zien.

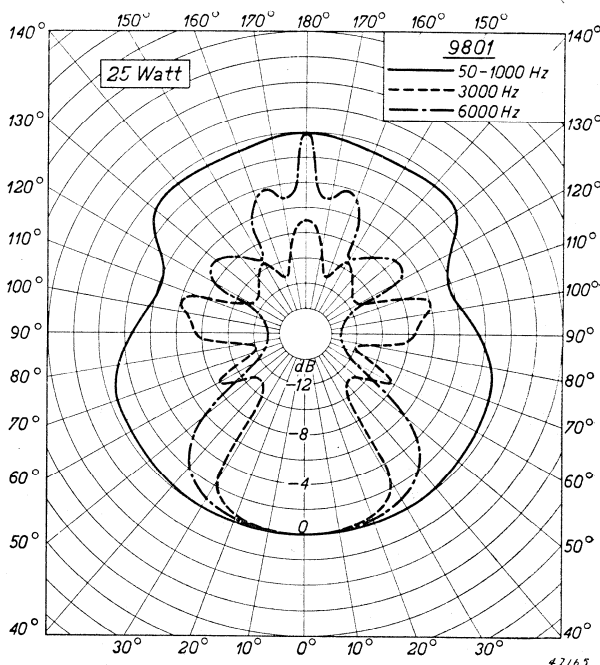
Voorts zijn deze luidsprekers voorzien van een kegelvormige klankverstrooier, die de bundeling van de hoge tonen tegenwerkt (zie 410). De aanpassingstransformatoren zijn primair geschikt gemaakt voor het z.g. 100 voltaanpassingssysteem, dat in hfdst. XIII § 1 beschreven is; dit betekent, dat bij een primaire L.F.spanning van 100 volt, de luidspreker juist vol belast is. De secundaire wikkeling is van een aantal aftakkingen voorzien, waardoor individuele geluidsterkteregeling in trappen mogelijk is. De belangrijkste eigenschappen van deze luidsprekers zijn in

de tabel R verenigd. In fig. 345 vindt men bij wijze van voorbeeld de frequentie-karakteristiek van de luidspreker van 25 watt (type 9801) in een schermplaat van $100 \times 100 \text{ cm}^2$.

Fig. 352 geeft de richtingsdiagrammen van dezelfde luidspreker. De luidspreker van 25 watt heeft een roodkoperen voering van

Fig. 352

Richtingsdiagrammen van de luidspreker voor 25 watt, type 9801, op een klankbord van $100 \times 100 \text{ cm}^2$.



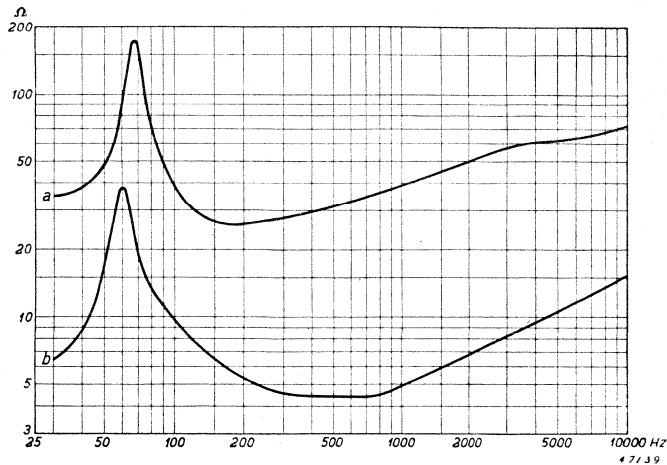


Fig. 353

De impedantie als functie van de frequentie:

- a) voor de luidspreker van 25 watt, type 9801,
b) voor de luidspreker van 10 watt, type 9840.

de wanden van de luchtspleet, waarop op blz. 403 is gewezen. De gunstige werking op het verloop van de impedantie als functie van de frequentie, is duidelijk te zien door vergelijking van de figuren 353 *a* en *b*, waarvan *a* geldt voor de 25-watt- en *b* voor de 10-watt luidspreker, die geen roodkoperen voering heeft.

De luidsprekers van 6, 10 en 25 watt kunnen ook in daarvoor geschikte hoorns worden geplaatst. Fig. 354 is een foto van een dergelijke hoorn. De invloed van de hoorn op het richteffect blijkt uit fig. 355 en uit de gegevens van de geluidsdruk op verschillende afstanden, die in tabel R zijn opgenomen. Zoals op de foto is te zien, is de luidspreker aan de achterzijde door een pot afgesloten.

Men moet er op letten, dat zich in de gesloten ruimte achter de luidspreker geen resonanties vormen, die tot vervorming aanleiding geven. Ook resonanties in de wand van de hoorn kunnen hinderlijk zijn. Men maakt daarom de wand soms van hout, rubber of dergelijke materialen. Een enkele metalen wand veroorzaakt een onaangenaam metallisch timbre in de weergave. De hoorn volgens fig. 354 is met dubbele wand uitgevoerd, terwijl de

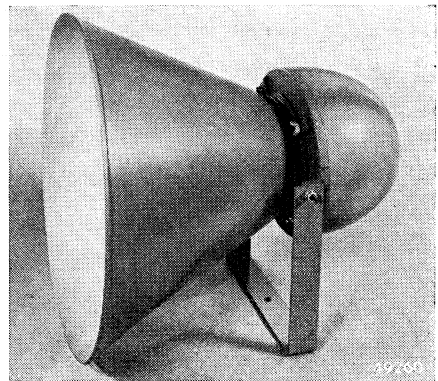


Fig. 354

Foto van een luidsprekerhoorn.

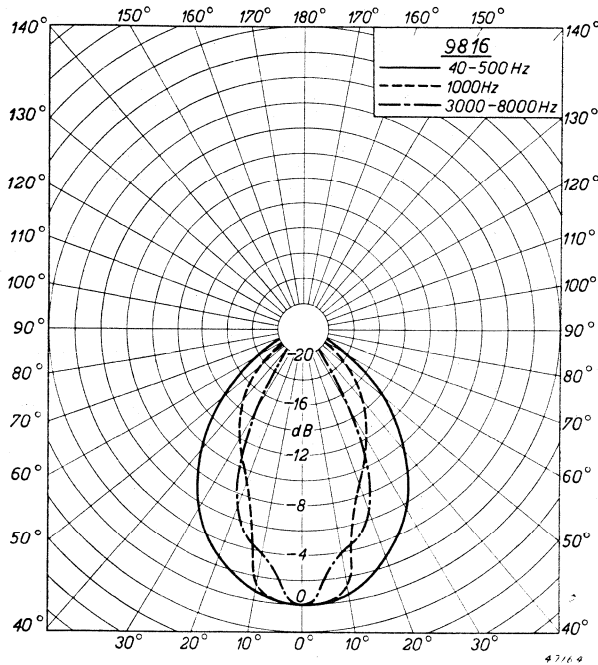


Fig. 355

Richtingsdiagrammen van de luidspreker 9816 met hoorn.

voor een L.F.vermogen van 2000 watt (zie litter. § 4, 1 en 2).

Ook gebruikt men voor dit doel wel een aantal verspreide luidsprekers die in de bodem (zie litter. § 4, 3 en 4), dan wel in paddestoelvormige schermwanden worden aangebracht (zie litter. § 4, 4 en 5).

Een voorbeeld van deze laatste vorm is de z.g. „Circophone” van Philips, waarvan fig. 356 een foto is. Op de foto van fig. 357 ziet men hoe deze „Circophones” zijn aangebracht boven de tribunes van een groot sportterrein. Om in de wanden van zalen luidsprekers onzichtbaar aan te brengen, bouwt men de systemen zo plat mogelijk, door de magneet een plaats binnen de conus te geven (zie litter. § 4, 6).

Ook voor de weergave van lage tonen worden speciale luidsprekers in de handel gebracht; deze worden o.a. gebruikt in geluidsfilminstallaties met

ruimte tussen de wanden met vilt is opgevuld.

Behalve conische hoorns, worden ook wel hoorns met vierkante of rechthoekige doorsnede gebruikt.

Voor speciale doeleinden worden luidsprekers van bijzondere constructie op de markt gebracht. Wij zullen hiervan enkele voorbeelden noemen.

Voor het toespreken van grote volksmenigten maakt men gebruik van, in hoorns geplaatste, systemen van zeer groot vermogen. In Amerika heeft men voor dit doel een systeem ontworpen



Fig. 356

Foto van de luidsprekerhoorn „circophone”.

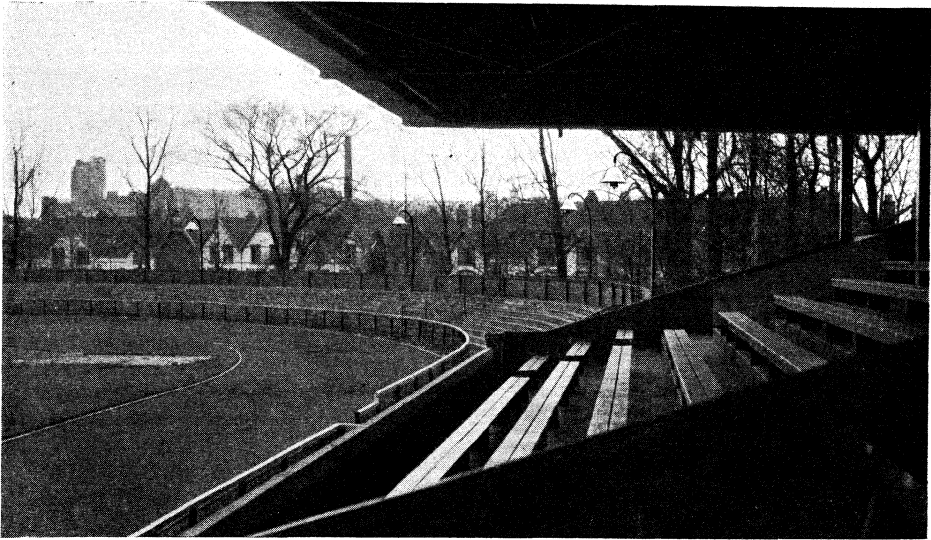


Fig. 357

Foto van een sportterrein met „circophone” luidsprekermasten.

TABEL R. Gegevens van luidsprekers

Type	9844	9840	9801
Maximum L.F.vermogen . . .	6 W	10 W	25 W
Max. primaire spanning . . .	100 V	100 V	100 V
Max. primaire spanning van de aanpassingstransformator			
Primaire impedantie van de transformator (bij 1000 Hz)	1700 Ω	1000 Ω	400 Ω
Nettogewicht	2,32 kg	2,3 kg	7,7 kg
Veldsterkte	10 000 gauss	14 000 gauss	10 000 gaus
Resonantiefrequentie	85 Hz	75 Hz	68 Hz
Gevoeligheid	99,5 phon	101 phon	105 phon
Geluidsdruk in phoons in de as van de luidspreker op ver- schillende afstanden, met klankbord:			
Afstand 30 m	76	77,5	81,5
60 m	70	71,5	75,5
90 m	66,5	68	72,4
120 m	64	65,5	69,5
met hoorn:			
Afstand 30 m	81 phon	82,5 phon	86,5 phon
60 m	75	76,5	80,5
90 m	71,5	73	76,5
120 m	6	70,5	74,5
	9		

Voor de gevoeligheid is opgegeven de geluidsdruk bij volle belasting op een afstand van 2 m vóór de luidspreker.

gescheiden-tonen weergave in grote houten hoorns geplaatst (zie § 6).

§ 5. Voorbeelden van membraanluidsprekers en richtmiddelen

Indien aan de weergave geen bijzonder hoge eisen worden gesteld, geeft men aan de membraanluidsprekers de eenvoudige vorm zoals in fig. 358 is getekend.

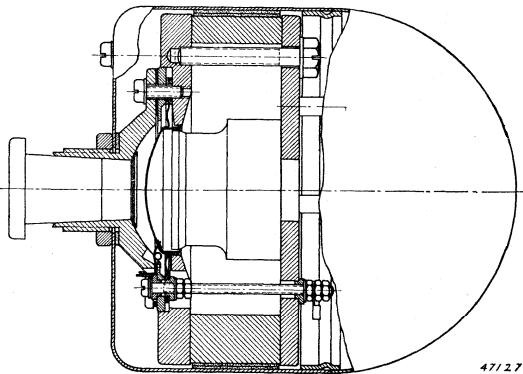


Fig. 358

Doorsnede van een praktisch voorkomende membraanluidspreker (type 9802 van Philips).

Aan de hand van hetgeen reeds in § 2 over membraanluidsprekers is opgemerkt, zal de werking van dit systeem zonder nadere verklaring duidelijk zijn. De constructie is zodanig uitgevoerd dat het membraan gemakkelijk kan worden verwisseld.

Het verschil tussen een membraanluidspreker en een conusluidspreker, komt duidelijk naar voren door vergelijking van de volgende gegevens:

Type-nr.	Soort	Gewicht membr/conus	Gewicht spoel	Resonantie-frequentie	Ver-mogen	Gevoeligh. bij 1000 Hz op 2 m
9802	membraan	0,6 g	0,6	500	10 W	110 phon
9840	lsp conus	3,0 g	1,6	75	10 W	101 phon

Men ziet o.a. dat de membraanluidspreker voor de weergave van lage tonen niet geschikt is, daar de resonantie bij 500 Hz ligt. Voor spraakweergave kan dit systeem goed worden gebruikt; voor muziekweergave van goede kwaliteit moet het systeem gecombineerd worden met een tweede luidspreker, die wél de lage tonen goed weergeeft. Het veel hogere rendement van de membraanluidspreker blijkt duidelijk uit de vergelijking van de gevoeligheden. Zoals reeds is opgemerkt, worden membraanluidsprekers veelal gebruikt in combinatie met exponentiële hoorns. De afmetingen van een dergelijke hoorn, geschikt voor de luidspreker 9802 van 10 W, vindt men in de schets van fig. 359.

Een complete luidspreker met exponentiële hoorn is in fig. 360 weergegeven. Een typisch gebruik heeft de membraanluidspreker gevonden in de elektrische megafoon van Philips. Dit is een draagbare versterkingsinstallatie, waarbij de complete combinatie van microfoon, versterker

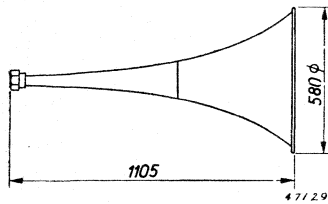


Fig. 359

Afmetingen van een exponentiële hoorn, passende bij het systeem volgens fig. 358.

en membraanluidspreker met exponentiële hoorn tot één geheel is samengebouwd. Het toestel wordt gevoed door batterijen die in banden op het lichaam worden gedragen. De eenvoudige constructie van de membraanluidspreker volgens fig. 358, is voor weergave van uitstekende kwaliteit, zoals deze bijv. wordt verlangd bij geluidsfilminstallaties, niet geschikt. Men heeft voor dit doel meer gecompliceerde systemen ontwikkeld die in de volgende paragraaf nader worden beschreven.

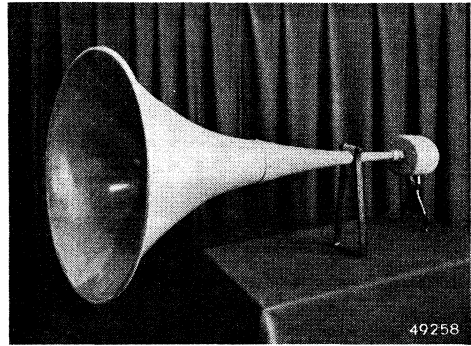


Fig. 360

Foto van een membraanluidspreker met exponentiële hoorn.

§ 6. Weergave met gescheiden tonen

Zoals in § 2 van dit hoofdstuk (zie blz. 406) reeds is opgemerkt, is het practisch niet mogelijk een luidsprekersysteem te construeren, dat over het gehele frequentiegebied van 30 tot 15 000 Hz het signaal onvervormd en gelijkmatig weergeeft.

Voor de lage tonen is een conus van flinke middellijn met zware luidsprekerspoel het meest op zijn plaats, terwijl voor de hoge tonen juist een kleine conus of een membraan met lichte spoel betere resultaten geeft. Voor het bereiken van een uitstekende weergave is men dan ook overgegaan tot het systeem van de weergave met gescheiden tonen. Door een scheidingsfilter van het type, als omschreven op blz. 239, wordt het signaal gescheiden in een lage-tonen en een hoge-tonen gedeelte, waarbij de scheidingsfrequentie bijv. ligt bij 300 Hz.

Voor de lage tonen sluit men een conusluidspreker, voor de hoge tonen een membraanluidspreker aan, terwijl zowel de luidsprekersystemen zelf, als de daarbijbehorende richtmiddelen, met bijzondere zorg elk voor hun eigen frequentiegebied zijn ontworpen. Dergelijke vrij gecompliceerde en kostbare luidsprekersinstallaties treft men vooral aan in grote bioscopen, waar men zowel aan de kwaliteit van het geproduceerde geluid, als aan de verdeling van het geluid over de zaal de hoogste eisen moet stellen.

Voor de weergave van de hoge tonen gebruikt men membraanluidspre-

kers van bijzondere constructie. Op blz. 409 wezen wij op de transformatie van de geluidssnelheid die wordt verkregen door de overgang van het membraanoppervlak naar het veel kleinere oppervlak van de hoornopening en waardoor de stralingsweerstand, en daarmee het rendement, wordt vergroot. Aangezien de delen van het membraan verschillend zijn geplaatst ten opzichte van de hoornopening, treden er fazeverschillen op, en bovendien wordt het membraanoppervlak niet gelijkmatig belast, waarvan plaatselijke resonanties het gevolg zijn.

Een veel meer gelijkmatige belasting van het membraan en een meer gelijke plaatsing van alle delen van het membraan ten opzichte van de hoornopening, wordt nu verkregen bij de constructie volgens fig. 361 en 362. In de dwarsdoorsnede volgens fig. 361 ziet men tussen het membraan *m* en de hoornopening *O*, het verdeellichaam *L* aangebracht. Dit lichaam bestaat uit een aantal naast elkaar geplaatste segmenten, waartussen radiaal gerichte spleten zijn. Deze eindigen, naar de zijde van het membraan, in een aantal radiale spleten, zoals in fig. 362 is weergegeven. Zou men nu het geluid door één exponentiële hoorn verspreiden, dan zou dit te veel op een bepaalde plaats in de zaal worden gericht. Vandaar dat men het geluid verdeelt over een aantal naast elkaar geplaatste exponentiële hoorns, die het geluid zowel in horizontale als in verticale richting verspreiden. Zou men elke hoorn van een eigen luidsprekersysteem voorzien, dan zou men hinder ondervinden van fazeverschillen tussen de verschillende systemen. Vandaar dat men een aantal hoorns op één hoornopening concentreert. Daar men nu in bioscopen voldoende zekerheid wil hebben op een ononderbroken weergave, brengt men

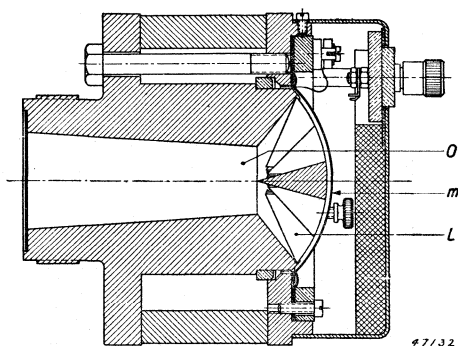


Fig. 361

Dwarsdoorsnede van een membraanluidspreker met speciaal verdeellichaam tussen membraan en hoornopening.

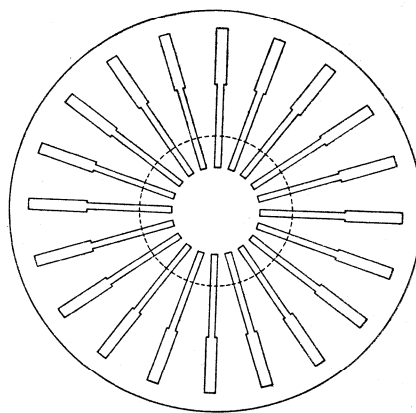


Fig. 362

Het verdeellichaam volgens fig. 361, van de membraanzijde gezien.

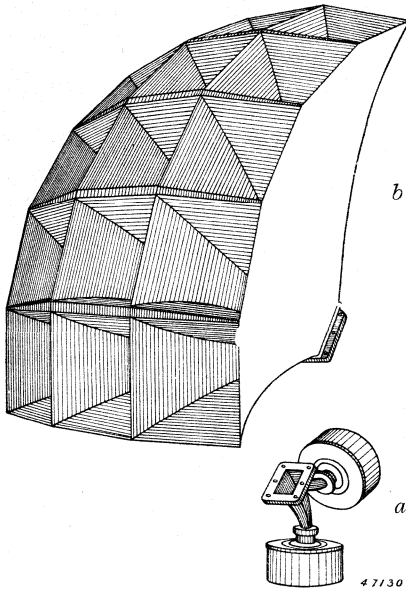


Fig. 363

- a) Schets van een verdeelstuk voor twee luidsprekersystemen.
 b) Schets van een meervoudige exponentiële hoorn.

van membraanluidsprekers, moet het luidsprekervermogen groter zijn dan dat van de hoge-tonen luidsprekers. Tegenover 2 systemen 2319 gebruikt men bijv. vier systemen 2278. Deze worden geplaatst in een grote houten hoorn, die enkelvoudig kan zijn omdat het richteffect van zulk een grote hoorn voor de lage tonen zeer gering is; het geluid wordt dus regelmatig over de gehele zaal verspreid.

Fig. 364 is een foto van een hoge-tonen combinatie, voorzien van twee membraanluidsprekers, een spruitstuk voor deze luidsprekers en een hoorn met drie rijen van vijf cellen.

Fig. 365 is een foto van een volledige combinatie van de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken, zoals deze wordt opgesteld achter het doek van een filmtheater.

In de allerlaatste tijd heeft men in Amerika systemen ontwikkeld, waarbij de hoge- en lage-tonen luidsprekers tot één geheel zijn

twee membraansystemen aan, die parallel op één hoornopening staan. Mocht een van deze systemen defect geraken, dan kan het andere worden ingeschakeld.

- b) In de practijk is gebleken, dat men van het parallel aansluiten van twee systemen op één hoornopening, geen hinder door optredende fazeverschillen of anderszins ondervindt.

De combinatie van de hoge tonen bestaat dus uit twee membraansystemen (bijv. type 2319 van Philips), een verdeelstuk als weergegeven in fig. 363a en een meervoudige exponentiële hoorn zoals in fig. 363b is getekend.

Voor de weergave van de lage tonen gebruikt men speciale conusluidsprekers (bijv. type 2278 van Philips; zie 406). Daar het rendement van deze luidsprekers, ook al combineert men ze met een hoorn, kleiner is dan dat

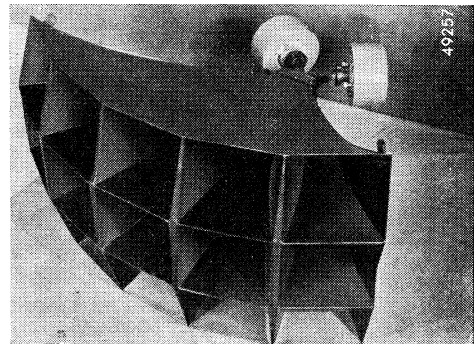


Fig. 364

Foto hoge-tonencombinatie.

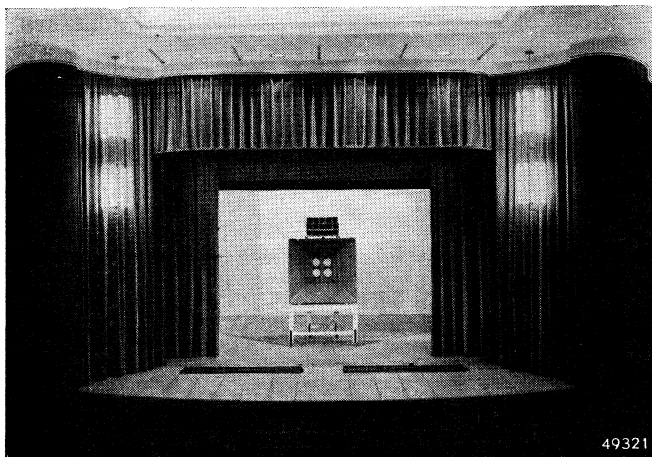


Fig. 365
Foto volledige combinatie voor lage en hoge tonen.

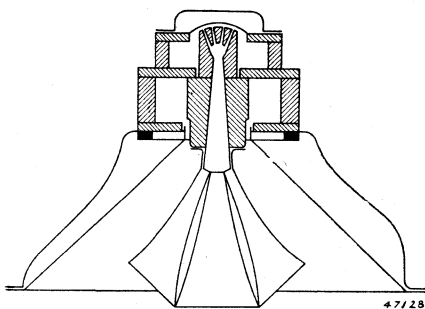


Fig. 366
Schets van een systeem, waarbij de luidsprekers van de hoge en lage tonen tot één geheel zijn samengebouwd.

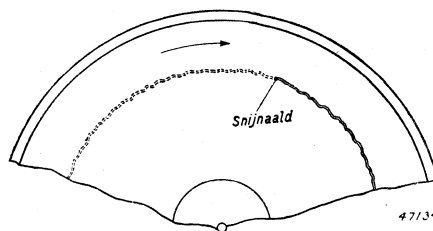


Fig. 367
Het snijden van een groef in een plaat, parallel aan het oppervlak.

verenigd en de veelcellige hoorn is aangebracht binnen de conus van de luidspreker voor de lage tonen.

Fig. 366 is een schets van zo'n moderne combinatie.

§ 7. Opmerkingen over het vastleggen van geluidstrillingen op platen, films en metalen draden

Platen

Het vastleggen van geluidstrillingen op platen geschiedt als regel, doordat men, parallel aan het oppervlak, gegolfde groeven snijdt, zoals in fig. 367 is weergegeven.

Volgens een andere methode geschiedt het vastleggen door een geluidsgroef te snijden met een afwisseling van vlakke en diepere gedeelten,

dus verticaal op het oppervlak van de plaat. Deze methode wordt in de praktijk niet toegepast.

Voor het snijden van een groef volgens fig. 367, maakt men gebruik van z.g. *snijders* die electromagnetisch of electrodynamisch worden aangedreven. Fig. 368 is een foto van een snijder, gefabriceerd door Philips. Deze snijder is van het electrodynamische type; de naald is een safier.

Voor de intensiteit van het geluid is de snelheidsamplitude maatgevend. Deze is gelijk aan het product van de hoeksnelheid en de groefuitwijking.

$$S = 2\pi f \cdot a \text{ cm sec}^{-1}.$$

S = snelheidsamplitude, f = frequentie, a = groefuitwijking. Bij constante snelheidsamplitude over het gehele frequentiegebied, zijn de uitwijkingen voor de lage frequenties het grootst. Nu worden de groefuitwijkingen beperkt door de afstand tussen de groeven, en deze afstand bepaalt weer de aflooptijd van de plaat. Het is in verband hiermee algemeen gebruikelijk de snelheidsamplitude van 250 Hz naar omlaag, evenredig met de frequentie, te doen afnemen. Dit heeft, zoals vanzelf spreekt, tot gevolg, dat bij het weergeven de frequenties beneden 250 Hz te zwak worden; om hieraan tegemoet te komen, gebruikt men soms filters, die de lage frequenties weer ophalen (zie 236).

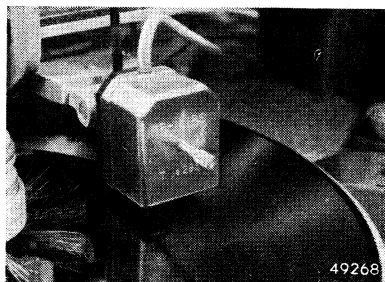


Fig. 368

Foto van een snijder van Philips.

Als materiaal voor de platen gebruikt men was, indien vermenigvuldiging van de opname gewenst wordt. Voor de directe weergave gebruikt men platen van gelatine, kunsthars of metaal met lak bedekt. De grote moeilijkheid bij het vervaardigen van platen is de aanwezigheid van kleine onregelmatigheden op het oppervlak van het plaatmateriaal, waardoor bij het weergeven de zogenaamde naaldruis ontstaat. De kwaliteit van een plaat wordt voor een belangrijk deel bepaald door de sterkte van deze ruis.

Voor de elektrische weergave past men de zogenaamde grammfoonopnemers toe die in hfdst. XI § 8 zijn beschreven.

Van groot belang voor een goede weergave is voorts de kwaliteit van de motor die de plaat aandrijft. De motor moet in staat zijn om de plaat met een volkomen constant toerental aan te drijven, onafhankelijk van de belastingvariëaties die door het lopen van de naald in de groef ontstaan en van eventueel optredende netspanningsfluctuaties.

Het zou ons te ver voeren nader op deze belangrijke materie in te gaan. Hier volgen nog enige praktische gegevens voor een plaat met 30 cm middellijn en voor een toerental van 78 per minuut.

Middellijn van de groef:	binnen	10	cm,
	buiten	29,5	cm.
Snelheid van de groef :	binnen	41	cm sec ⁻¹ ,
	buiten	120	cm sec ⁻¹ .
Golfengte in de groef :	binnen bij	50 Hz,	0,82 cm,
		bij 5000 Hz,	0,0082 cm,
	buiten bij	50 Hz,	2,4 cm,
		bij 5000 Hz,	0,024 cm.
Afstand van groefmidden tot groefmidden:	ca.	0,2	mm
max. groefuitwijking:	bij 50-250 Hz	0,06	mm
	bij 500 Hz	0,0325	mm
	bij 5000 Hz	0,00325	mm
Snelheidsamplitude :	bij 50-250 Hz	2,05-10,25	cm sec ⁻¹
	bij 500 Hz	10,25	cm sec ⁻¹
	bij 5000 Hz	10,25	cm sec ⁻¹

De aflooptijd van de plaat bedraagt ca. 5 minuten.

Films

Men kan geluidstrillingen op films langs fotografische of mechanische weg vastleggen.

Bij de fotografische methode loopt de fotografisch gevoelige film met constante snelheid aan een lichtspleet voorbij. De lichtspleet wordt als regel optisch als een verkleind beeld geproduceerd; het door de spleet vallende licht wordt gemoduleerd in overeenstemming met de vast te leggen geluidstrillingen. Men onderscheidt hierbij drie methoden:

- a.* Lengte en breedte van de spleet blijven onveranderd, maar de intensiteit van het licht verandert (intensiteitsprocédé).
- b.* Lengte van de spleet en lichtintensiteit blijven constant; de breedte van de spleet verandert (longitudinaal procédé).
- c.* Breedte van de spleet en lichtintensiteit blijven constant; de lengte van de spleet verandert (transversaal procédé).

Na het ontwikkelen ontstaat een zwarting van de film, die er bij de methoden *a* en *b* uitziet als weergegeven in fig. 369 I en bij de methode *c* als weergegeven in fig. 369 II. Bij het toepassen van methode *c* kan men ook een aantal spleten naast elkaar aanbrengen, waardoor het beeld van fig. 369 III ontstaat.

Voor de weergave maakt het geen verschil, volgens welk van de drie procédés de geluidstrillingen zijn vastgelegd. Men kan dus, onafhankelijk van de methode van opnemen, dezelfde weergave-apparatuur gebruiken. Bij het weergeven laat men een lichtstreep vallen door de ontwikkelde film die weer met constante snelheid wordt voortbewogen. Het aldus gemoduleerde licht laat men vallen op een fotocel die de lichttrillingen in elektrische trillingen omzet. (zie XI § 9).

Om geluidstrillingen langs mechanische weg vast te leggen, past men o.a. het Philips-Miller procédé toe. De geluidstrillingen worden omgezet in elektrische trillingen, die aan een snijder met safier worden toegevoerd, die loodrecht ten opzichte van het oppervlak van een, met constante snelheid voortbewegende, film heen en weer beweegt. De film is bedekt met een laag die het licht niet doorlaat. De safier, met zeer stompe punt, snijdt uit deze laag een baan van wisselende breedte. De aldus behandelde film kan rechtstreeks, zonder fotografische ontwikkeling, voor het weergeven op de normale manier worden gebezigd.

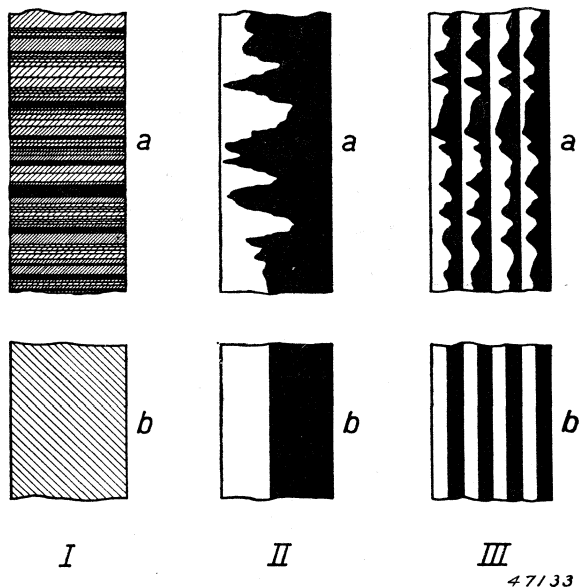


Fig. 369

- I) Filmbeeld bij het intensiteits- en longitudinale procédé.
 II) Filmbeeld bij het transversale procédé.
 III) Als II, doch met een aantal banen.
 (Volgens Neumann, litter. X § 1, 4, blz. 11—143).

Metalen draden of banden

Een stalen draad of band wordt met constante snelheid voortbewogen langs een electromagneet, waarvan de wikkeling een stroom voert die in overeenstemming met de geluidstrillingen varieert. Het wisselend magnetisch veld veroorzaakt in de draad of deze band een blijvende magnetisering in de lengterichting, die evenredig met de geluidstrillingen van sterkte wisselt. Leidt men de draad of de band met constante snelheid aan een wikkeling voorbij, dan wordt daarin een EMK opgewekt die weer evenredig met de oorspronkelijke geluidstrillingen wisselt.

Het procédé is al sinds lange tijd bekend, maar is eerst kort geleden in praktijk gebracht.

§ 8. Over permanente magneten en bekrachtigingswikkelingen

Permanente magneten worden veel gebruikt, zowel in weergevers als in opnemers, bijv. in electrodynamische luidsprekers, in electrodynamische band- en spoelmicrofoons, in electrodynamische of electromagnetische snijders en grammfoonopnemers. Bekrachtigingswikkelingen worden nog wel gebruikt bij electrodynamische conusluidsprekers, hoewel ze in de laatste tijd meer en meer zijn vervangen door permanente magneten.

Voor permanente magneten gebruikte men vroeger chroom- of wolframstaal; in de laatste tijd zijn belangrijke verbeteringen aangebracht door

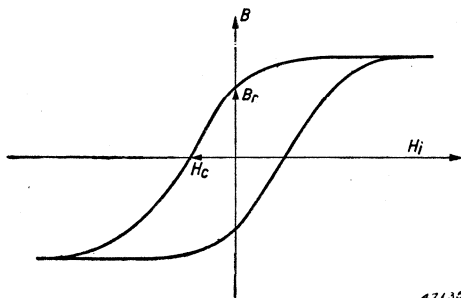


Fig. 370

Inductie B van een magneetstaal als frequentie van de inwendige veldsterkte H_i . De remanentie is B_r , de coërcitieve veldsterkte is H_c .

de ontwikkeling van nieuwe staallegeringen, waarbij men gebruik maakt van nikkel, aluminium, cobalt en titaan. Door gebruik van deze legeringen is het mogelijk geworden, de afmetingen van de permanente magneten sterk te verminderen; hierdoor wordt ook de magnetische spreiding kleiner en kan men hogere veldsterkte in de luchtspleet bereiken. Op het belang van een hoge veldsterkte bij electrodynamische luidsprekers is op blz. 406 de aandacht gevestigd.

De eigenschappen van een magneetstaal worden bepaald door de magnetiseringskromme (zie fig. 370).

De vorm van de kromme wordt in hoofdzaak bepaald door de remanentie B_r en de coërcitieve (veld)sterkte H_c . Bij het berekenen van een permanente magneet blijkt dat het product BH_i (inductie \times inwendige veldsterkte) de grootte van de magneet bepaalt. Hoe groter dit product is, hoe kleiner het vereiste magneetvolume is.

Bij een bepaalde staalsoort vindt men BH_i uit de betrekking $B = f(H_i)$. In fig. 371 is voor twee verschillende staalsoorten, nl. voor wolframstaal en voor een legering van Philips, genaamd „Ticonal 2 A”, het product BH_i als functie van H_i getekend.

De magneet moet nu zó worden berekend, dat de maximumwaarde van het product BH_i wordt bereikt. Voor wolframstaal ligt het maximum bij 30 oersted en bedraagt het $2 \cdot 10^5$ gauss-oersted; voor „Ticonal-2A” ligt het maximum bij 500 oersted en bedraagt het $1,8 \cdot 10^6$ gauss-

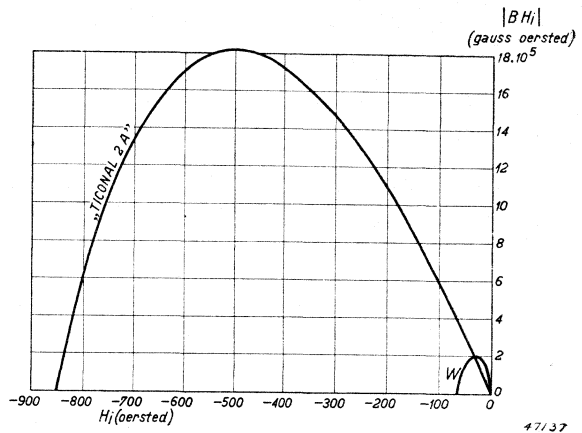


Fig. 371

Absolute waarde van het product BH_i (inductie maal inwendige veldsterkte) als functie van H_i voor een wolframstaal (W) en voor het magneetstaal „Ticonal 2 A” (volgens van Urk, litter. XII § 8, 3).

oersted. Hieruit ziet men de grote verbetering die met de nieuwe legering wordt bereikt.

Bekrachtigingswikkelingen

Bekrachtigingswikkelingen moeten met gelijkstroom worden gevoed. Daar het in de praktijk dikwijls niet mogelijk is voor de voeding gebruik te maken van de voedingstoestellen van de versterkers, moet men speciale gelijkrichters gebruiken, hetgeen een extra combinatie betekent. De verwarming van bekrachtigingswikkelingen is niet alleen beperkt door de maximum toelaatbare temperatuursstijging voor de isolatie van de wikkelingen, maar bovendien door het feit dat door de wikkeling het gehele luidsprekersysteem wordt verwarmd, welke verwarming ook invloed uitoefent op de temperatuursverhoging van de luidsprekerspoel. Voor het berekenen van bekrachtigingswikkelingen gaat men uit van de betrekking:

$$\text{magnetomotorische kracht} = \Sigma Hl$$

$$0,4 \pi In = \Sigma Hl = \Sigma H_{ij} l_{ij} + H\delta.$$

- Hierin is I = de stroom in de wikkeling in ampères,
 n = aantal windingen van de wikkeling,
 H_{ij} = veldsterkte in de delen van het weekijzercircuit,
 l_{ij} = lengte van deze delen,
 H = luchtinductie in de lichtspleet,
 δ = breedte van de lichtspleet.

Door gebruik te maken van ervaringscijfers voor de toelaatbare stroomdichtheid in de wikkeling en van de kopervulfactor, kan men hieruit de wikkeling en het weekijzercircuit berekenen.

LITTERATUUR

§ 1

1. Mc Lachlan. Loudspeakers (theory, performance, testing and design). Oxford, At the Clarendon Press (1934).
2. Mc Lachlan, N. W. Elements of loudspeaker practice. London, Oxford University Press (1935).
3. Wilson, P. & G. W. Webb. Modern gramophones and electrical reproducers. London, Cassell Company Ltd. (1929).

§ 2

1. Boer, J. de. Het rendement van luidsprekers. Philips techn. T. **4** (1939) 313—319.
2. Hartkopf, K. Lautsprecherprobleme. Funktechn. Monatsh. Heft **10** (1940) 145—152.
3. Massa, F. Loudspeaker design. Electronics **9** (1936) 20—24.
4. Strutt, M. J. O. On the amplitude of driven loudspeaker cones. Exp. Wireless **8** (1931) 238—243.
5. Strutt, M. J. O. Over de equivalente massa van aangedreven luidsprekerconussen. Ingenieur **47** (1932) E 10—15.
6. Strutt, M. J. O. On the equivalent mass of driven loudspeaker cones. Wireless Engr. **9** (1932) 143—150.
7. Urk, A. Th. van & R. Vermeulen. Straling van geluid. Philips techn. T. **4** (1939) 225—234.

§ 3

1. Boer, J. de. Geluidsversterking. Philips techn. T. **3** (1938) 229—230.
2. Boer, J. de. Klankverstrooiers in luidsprekers. Philips techn. T. **4** (1939) 144—148.
3. Freihofer, J. E. The acoustic impedance of an infinite hyperbolic horn. J. Acoust. Soc. Am. **11** (1940) 467—476.
4. Klipsch, P. W. A low-frequency horn of small dimensions. J. Acoust. Soc. Am. **13** (1941) 137—144.
5. Massa, F. "A graphical method of designing exponential horns". Radio Telev. **5** (1940) 237—240.
6. Sanial, H. J. Graphs for exponential horn design. RCA Rev. **3** (1938) 97—102.
7. Strutt, M. J. O. The effect of a finite baffle on the emission of sound by a double source. Phil. Mag. **7** (1929) 537—548.
8. Exponential loudspeaker horns. Wireless Wld. **45** (1939) 48—50.

§ 4

1. Benecke, H. Unsichtbare Lautsprecher. Telefunken Z **19** (1938) 66—71.
2. Bozak, R. T. Design of a 27-inch loudspeaker. Electronics **13** (1940) June 22—24.
3. DuVigneau, G. Bodenlautsprecher. Z. V.D.I. **82** (1938) 935—936.
4. Hémardinuer, P. Les progrès des haut-parleurs à grande puissance. Nature (1937) 562—564.
5. Klipsch, P. W. A high quality loudspeaker of small dimensions. J. Acoust. Soc. of Am. **17** (1946) 254—258.

6. Massa, F. Loudspeaker design. *Electronics* **9** (1936) Febr. 20—24.
7. Philips, W. D. Acoustic line loudspeakers. *Electronics* **13** (1940) March 30—32.
8. Thienhaus, E. Aufbau und Anwendung von Schallübertragungsanlagen. *Z. V.D.I.* **81** (1937) 963—966.
9. The loudspeaker and the cabinet. *Wireless World* **40** (1937) 90—91.
10. Addressing the American public. *Wireless Wld.* **40** (1937) 122—123.
11. Lautsprechersäule und Bodenlautsprecher. *Helios* **44** (1938) 861.
12. Elektroakustische Neuheiten. *Funk, Heft* **22** (1938) 609—612.

§ 5

1. Boer, J. de. Een elektrische megafoon. *Philips techn. T.* **4** (1939) 285—287.
2. Loyau, G. H. Design for exponential horns of square cross section. *Electronics N.Y.* **12** (1939) Febr. 33.
3. Massa, F. Efficiency of horn-loudspeakers. *Electronics* **10** (1937) 30—32.

§ 6

1. Friedl, G. A new sound system. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **31** (1938) 511—531.
2. Hilliard, J. K. A study of theater loudspeakers and the resultant development of the Shearer two-way horn system. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **27** (1936) 45—60.
3. Hilliard, J. K. & H. R. Kimball. Dividing networks for loudspeakers systems. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **27** (1936) 61—73.
4. Hilliard, J. K. Loudspeaker networks for frequency division *Electronics* **14** (1941) Jan. 26—28, Febr. 37—39.
5. Maxfield, J. P. & C. Flanagan. Wide range reproduction in theaters. *J. Soc. Motion Picture Engr.* **26** (1936) 67—78.

§ 7

1. Cramwinkel, A. De beitel voor het registreren van het geluid bij het Philips-Miller systeem. *Philips techn. T.* **1** (1936) 211—214.
2. Dippel, C. J. De snijband van het Philips-Miller systeem. *Philips techn. T.* **1** (1936) 230—235.
3. Urk, A. Th. van. De geluidsschrijver van het Philips-Miller systeem. *Philips techn. T.* **1** (1936) 135—141.
4. Vermeulen, R. Het Philips-Miller systeem voor geluidsregistratie. *Philips techn. T.* **1** (1936) 107—114.

§ 8

1. Mc Lachlan, N. W. Energized loudspeaker magnets. *Wireless Engr.* **14** (1937) 359—362.
2. Underhill, Earl. M. Permanent magnet design. **16** (1943) Dec. 126—131. *S* **17** (1944) Jan. 118—121.
3. Urk, A. Th. van. Het gebruik van moderne staalsoorten voor permanente magneten. *Philips techn. T.* **5** (1940) 33—40.

HOOFDSTUK XIII

ALGEMENE BESCHOUWINGEN OVER L.F. VERSTERKINGSINSTALLATIES

§ 1. Over de samenstelling van L.F.versterkingsinstallaties

In het algemeen gesproken moet men aan een L.F.versterkingsinstallatie de eis stellen dat het ingangssignaal natuurgetrouw wordt weergegeven. Bij spraak- en muziekversterkingsinstallaties wint de weergave aan verstaanbaarheid en kwaliteit, naarmate het weergegeven geluid nauwkeuriger met het originele overeenkomt.

Zoals in hfdst. XI blz. 362 reeds is uiteengezet, komt deze eis neer op de drie volgende punten:

- 1e. de frequentiekaracteristiek van de totale installatie moet binnen een vast te stellen frequentiegebied recht zijn;
- 2e. de hogere harmonischen die door niet-lineaire vervorming optreden, mogen een zeker toelaatbaar maximum niet overschrijden;
- 3e. storingssignalen mogen slechts tot een zeker, nader te bepalen maximum, worden toegelaten.

Het ideaal van de volkomen rechte karakteristiek en de algehele afwezigheid van hogere harmonischen en storingssignalen, is practisch niet te verwezenlijken; vandaar dat men voor de practijk zekere toelaatbare afwijkingen vaststelt. Het spreekt vanzelf dat de grenzen afhangen van de toepassing en ook van de kwaliteit die in verband daarmee wordt vereist; zo zal men bijv. aan de weergave van een geluidsfilm hogere eisen stellen dan aan de weergave van een omroepinstallatie voor verkeersregeling. In hoofdst. XI § 5 worden voor de toelaatbare afwijkingen van de frequentiekaracteristiek en voor de toelaatbare niet-lineaire vervorming, en in § 4 voor het toelaatbare maximum van de storingssignalen, de nodige gegevens verstrekt.

Het versterkte signaal kan onmiddellijk, of op een later tijdstip, onafhankelijk van het tijdstip van de oorspronkelijke uitzending, worden weergegeven. In het laatste geval moet het signaal op de een of andere wijze worden vastgelegd, bijv. op een grammofoonplaat of een film. Bij het directe systeem kan van draadloze overdracht gebruik worden gemaakt.

Wij willen ons in dit hoofdstuk beperken tot het directe systeem, zónder draadloze overdracht; indien wij bovendien afzien van installaties, geschikt voor de gelijktijdige overdracht van verschillende programma's, dan bestaat de L.F. versterkingsinstallatie uit een signaalopwekkend orgaan, één of meer versterkers, de vereiste regelingsorganen, één of

meer signaalweergevende organen en de leidingen die deze organen met elkander verbinden. In het eenvoudigste geval ontstaat het systeem met één kanaal volgens fig. 372.

Het signaalopwekkend orgaan is bijv. een microfoon, een grammfoon-opnemer, een fotocel; het weergevend orgaan is bijv. een luidspreker of een platensnijder. De

regelingsorganen kunnen van verschillende aard zijn; zij kunnen nl. dienen voor sterkteregeling,

dynamiekregeling en re-

geling van de frequentie karakteristiek.

Sterkteregeling beoogt de instelling van de gewenste gemiddelde versterking (zie VI § 2 en 3).

Dynamiekregeling (zie § 2) heeft ten doel, het regelen van de verschillen tussen de hardste en de zachtste passages, en kan zowel uit compressie als uit expansie bestaan.

Regeling van de frequentie karakteristiek, die bijv. door middel van regelbare filters geschiedt, beoogt de verbetering van de kwaliteit van de weergave, bijv. voor het extra versterken van hoge en/of lage frequenties die in het overige van de installatie onvoldoende versterkt worden, of voor het aanpassen aan de bijzondere eisen die een bepaalde weergave stelt. Dit laatste kan weer verband houden met de acoustiek van de ruimte waarin de weergave geschiedt, de wensen van het publiek, of ook wel met de gemiddelde sterkte van de weergave (zie VI § 8).

De vraag moet nu beantwoord worden, op welke plaats in het totale versterkingskanaal deze regelorganen moeten worden aangebracht, tussen opwekker en versterker, tussen versterker en weergever of in de versterker, waarbij men zich de versterker in twee gedeelten gesplitst moet denken. Deze vraag wordt behandeld in VI § 2. Het blijkt dat men hierop geen algemeen geldend antwoord kan geven; in uitgebreide installaties worden de regelingsorganen veelal tussen de voorversterker en de eindversterker aangebracht. De samenstelling van een zodanige L.F.

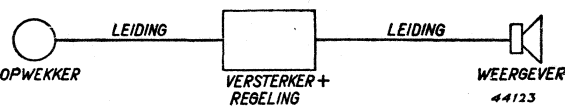


Fig. 372

L.F. versterkingsinstallatie met één kanaal.

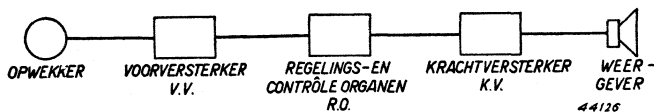


Fig. 373

Schema van een L.F. versterkingsinstallatie met één kanaal, waarbij de verdeling van de verschillende organen is aangegeven.

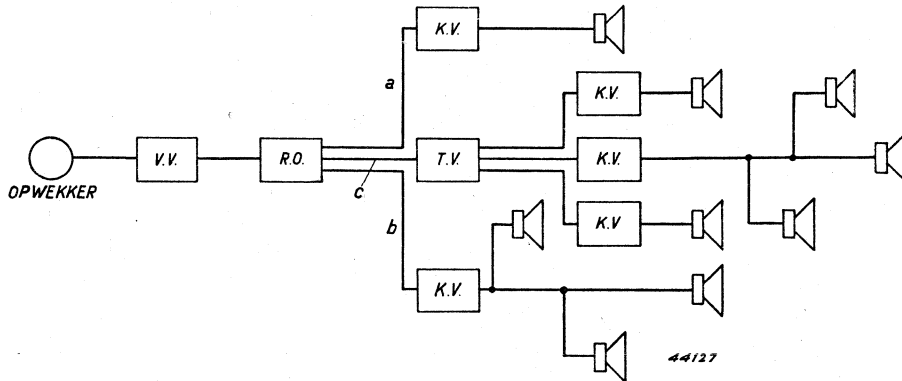


Fig. 374

Voorbeeld van een meer uitgebreide L.F. versterkingsinstallatie voor één programma met verscheiden versterkingskanalen.

versterkingsinstallatie is in principe weergegeven in fig. 373. Eventueel aanwezige contrôle-organen, zoals piekmeters, programmameters enz. (zie XVI § 7), zal men bij voorkeur dicht bij de regelingsorganen een plaats geven.

In meer uitgebreide vorm ontstaat de installatie volgens fig. 374.

Volgens fig. 374 zijn achter de regelingsorganen (R.O.) verschillende systemen van reproductie aangebracht. Bij systeem *a* voedt de krachtversterker direct één weergever; bij systeem *b* voedt de direct achter R.O. opgestelde krachtversterker *KV* meer dan één weergever; bij systeem *c* voedt de tussenversterker *TV* verscheiden krachtversterkers *KV* die ieder één of meer weergevers voeden.

Wij zullen nu moeten nagaan aan welke eisen de verschillende elementen van de totale versterkingsinstallatie moeten voldoen. De eis die aan de verschillende organen, zoals microfoons, filters, potentiometers, versterkers, luidsprekers enz., op zichzelf gesteld dienen te worden, vindt men behandeld in de desbetreffende paragrafen. Hier komen de volgende vragen aan de orde:

- a) Hoe groot is de totale versterking?
- b) Hoe moet de versterking over voorversterker en eindversterker worden verdeeld?
- c) Welke plaats geeft men aan de organen?
- d) Welke maatregelen moet men nemen om het oppikken van storingsignalen in het leidingensysteem zoveel mogelijk te begrenzen?
- e) Hoe lang worden de verbindingsleidingen en welke eisen moet men, mede met het oog op hun lengte, aan de leidingen stellen?

De vragen *d* en *e* worden in de paragrafen 3 en 4 afzonderlijk behandeld.

a) *De totale versterking*

De vereiste totale versterking moet geval voor geval worden bepaald. Men moet daartoe kennen:

het vermogen W_i min dat minimaal door het opwekkend orgaan beschikbaar wordt gesteld; de energie W_0 min die bij dit minimum door de eindversterkers aan de luidsprekers moet worden afgegeven.

Het quotiënt van beide energieën $\frac{W_0 \text{ min}}{W_i \text{ min}}$, vermeerderd met de te verwachten verliezen in filters en volumeregelaars, geeft de vereiste totale versterking.

Indien geen dynamiekregeling wordt gebruikt, is:

$$\frac{W_0 \text{ max}}{W_i \text{ max}} = \frac{W_0 \text{ min}}{W_i \text{ min}}$$

Wordt compressie gebruikt, dan is:

$$\frac{W_0 \text{ max}}{W_i \text{ max}} = \frac{W_0 \text{ min}}{W_i \text{ min}} - \text{compressie.}'$$

En bij expansieregeling is:

$$\frac{W_0 \text{ max}}{W_i \text{ max}} = \frac{W_0 \text{ min}}{W_i \text{ min}} + \text{expansie.}$$

De vereiste maximumversterking blijkt dus $\frac{W_0 \text{ min}}{W_i \text{ min}} + \text{expansie}$ te zijn.

b) *De verdeling van de totale versterking over voorversterker en eindversterker*

Men wil het gedeelte tussen de voorversterker en de eindversterker op een zodanig energieniveau brengen, dat de bediening van de regelingsorganen geen hinderlijke invloed heeft op de reproductie door storingen, die bij de bewegingen van de contacten zouden kunnen optreden. Daar de afstand tussen de voorversterker en de eindversterker aanzienlijk kan zijn, zal men voorts het energieniveau gaarne zó hoog kiezen dat men geen hinder ondervindt van het oppikken van storingen door de leidingen en van de spanningsverschillen enz. die zijn te wijten aan de elektrische eigenschappen van de leidingen.

Op grond van beide overwegingen, kiest men voor dit gedeelte het nulniveau uit de telefoontechniek W_T , dat in de practijk bewezen heeft voor dit doel geschikt te zijn. Dit niveau ligt bij 6 *mW* (zie 29).

De totale versterking wordt dan als volgt verdeeld:

versterking voorversterker: $\frac{W_T \text{ min}}{W_i \text{ min}} = \frac{W_T}{W_i \text{ max}};$

versterking eindversterker: $\frac{W_0 \text{ min}}{W_T \text{ min}} = \frac{W_0 \text{ max}}{W_T}.$

Wordt achter de voorversterker dynamiekregeling gebruikt, dan is:

versterking voorversterker: als voren

max. versterking eindversterker, bij compressie: $\frac{W_0 \text{ min}}{W_T \text{ min}},$

en bij expansie: $\frac{W_0 \text{ min}}{W_T \text{ min}} + \text{expansie}.$

c) *De plaatsing van de organen*

Vooraf in het geval dat de opwekker een ongevoelig instrument is (bijv. een fotocel, een condensatormicrofoon, een bandmicrofoon), zal men de afstand tussen deze en de voorversterker zo kort mogelijk maken. Is men genoodzaakt deze afstand te vergroten, dan moet de energie langs de leiding op een laag weerstandsniveau (een niveau van bijv. 600 ohm) worden getransporteerd. Zie voor het begrip „weerstandsniveau” § 3 blz. 441.

De regelings- en contrôle-organen en de versterkers zal men gaarne op een centrale plaats bij elkander brengen; de eerste met het oog op de bediening, de laatste ter verkrijging van een vlotte service, voor het gemakkelijk verwisselen van buizen, lampen, enz. Niet altijd echter kan men aan deze wens voldoen.

Reeds werd opgemerkt dat men bij ongevoelige opwekkers de voorversterkers liever dicht daarbij opstelt, maar ook de eindversterkers kan men soms beter op een afstand van de centrale, dicht bij de luidsprekers aanbrengen, indien nl. de luidsprekers op grote afstand van de centrale staan. Het is in dat geval niet altijd aan te bevelen de volle energie langs leidingen te transporteren. Men vergelijk hiervoor hfdst. XVI.

Bij de installatie volgens fig. 374 op blz. 430, is zulk een geval verondersteld. Tussen de centrale met de regelingsorganen en de op afstand opgestelde krachtversterkers, bevindt zich een tussenversterker of lijnversterker *TV*, die een tweeledig doel heeft, nl. het compenseren van de verliezen in de regelingsorganen en de mogelijkheid een variërend aantal eindversterkers te voeden, zonder dat dit invloed uitoefent op de kwaliteit en het energieniveau van de modulatie die de centrale verlaat.

Zoals fig. 374, laat zien, zijn er ook gevallen waarbij een aantal luidsprekers op één eindversterker is aangesloten. Dit geval doet zich

bijv. voor bij radiocentrales; het is beschreven in hfdst. XV § 4. Indien een variërend aantal luidsprekers op één eindversterker moet worden aangesloten, moet men er in de eerste plaats voor zorgen dat de inwendige weerstand van de versterker laag is, zodat het in- en uitschakelen van luidsprekers geen hinderlijke invloed op de sterkte van het weergegeven geluid uitoefent. Voorts moeten alle luidsprekers op de juiste wijze aan de eindversterker zijn aangepast.

Het eenvoudigste systeem daarvoor is wel het systeem met constante spanning. Evenals een sterkstroomdistributiesysteem is aangelegd met een bepaalde constante netspanning, waarop alle verbruikstoestellen zonder meer kunnen worden aangesloten, omdat zij voor deze éne netspanning geschikt zijn gemaakt, zo kan men ook aan een L.F.distributiesysteem een bepaalde L.F.spanning geven en er voor zorgen dat alle verbruikstoestellen (luidsprekers, snijders, enz.) voor het aansluiten op deze éne bepaalde spanning zijn uitgevoerd.

De grote voordelen van dit systeem, vergeleken bij het vroeger gebruikelijke, waarbij in geval voor geval naar de juiste aanpassing moest worden gezocht, springen aanstonds in het oog. Beschikt men over een aantal luidsprekers met uiteenlopende willekeurige primaire impedanties, die bovendien voor het aansluiten op verschillende spanningen zijn berekend, dan moet men, door combinatie van serie- en parallelschakeling, en eventueel door gebruik te maken van extra-aanpassingstransformatoren, er voor zorgen dat elke luidspreker het hem toegewezen deel van de totale energie opneemt. Bij het systeem met constante spanning kan men de luidsprekers van verschillende nominale vermogens naar willekeur parallel schakelen, totdat de totale luidsprekerenergie met het max. uitgangsvermogen van de eindversterker overeenkomt. Men heeft daarbij steeds de zekerheid, dat elke luidspreker het hem passende vermogen afneemt.

Bij de N.V. Philips heeft men een spanning van 100 volt voor dit systeem gekozen. Alle luidsprekers zijn voorzien van een aanpassings-transformator; deze is zodanig uitgevoerd, dat de luidspreker bij een primaire L.F. spanning van 100 volt de nominale energie van het distributiesysteem afneemt.

Over dit z.g. *100 volt systeem* kunnen nog de volgende opmerkingen worden gemaakt:

Het kan voorkomen, dat men aan een eindversterker een aantal luidsprekers wil aansluiten waarvan het totale vermogen groter is dan het max. uitgangsvermogen van de versterker; de luidsprekers worden in dat geval dus niet vol belast. Bij het 100 volt systeem nu kan men dit zeer gemakkelijk doen door de uitgangsspanning van de versterker te verlagen.

Het vermogen dat een luidspreker opneemt, bedraagt

$$W_{lsp} = \frac{V_a^2}{Z_{lsp}},$$

d.w.z. het opgenomen vermogen neemt kwadratisch met de aangelegde spanning toe.

Wij onderstellen nu dat het totale nominale luidsprekervermogen bij 100 volt (W_{100}), $n \times$ zo groot is als het max. uitgangsvermogen W_0 van de eindversterker:

$$W_{100} = n \times W_0.$$

De luidsprekers mogen tezamen niet meer dan W_0 watt afnemen, d.w.z. de aangelegde spanning V_a moet zoveel verlaagd worden dat dit het geval is:

$$n = \frac{W_{100}}{W_0} = \frac{100^2}{V_a^2} \text{ of } V_a = 100 \sqrt{\frac{1}{n}}.$$

Omgekeerd kan men zeggen dat, bij een verlaging van de uitgangsspanning met een factor n , het totale nominale vermogen van de aan te sluiten luidsprekers met n^2 kan worden verhoogd, zodat de volgende tabel kan worden opgesteld:

TABEL

Uitgangsspanning (V_a)	Totaal nominaal luidspreker- vermogen (W_{100})
100 V	W_0
80 V	1,56 W_0
60 V	2,8 W_0
40 V	6,25 W_0
20 V	25 W_0

Bij versterkers klasse A met triode en A/B-versterkers, evenals bij B-versterkers met spanningstegenkoppeling, kan men het aangesloten nominale luidsprekervermogen naar willekeur verlagen, zonder dat de kwaliteit van de weergave hierdoor wordt geschaad. Bij versterkers klasse B en bij versterkers klasse A met penthode zonder tegenkoppeling, gaat de kwaliteit bij verlaging van het totale aangesloten luidsprekervermogen achteruit en mag men dus een zekere toelaatbare grens bij deze verlaging niet overschrijden.

§ 2. Dynamiekregeling

Onder dynamiek verstaat men het verschil tussen de zwakste en de sterkste passages die bij spraak- of muziekweergave voorkomen. Daar nu een L.F.versterkingsinstallatie zowel in de sterkste als in de zwakste

passages aan grenzen is gebonden, is het nodig dit verschil te regelen. Men noemt dit dynamiekregeling.

In de weergave van de sterkste passages is een L.F.versterkingsinstallatie beperkt, omdat boven een zeker uitgangsvermogen van de eindversterker, de niet-lineaire vervorming te groot wordt. Door de optredende hogere harmonischen, wordt bij spraakweergave de verstaanbaarheid, en bij muziekweergave de kwaliteit, schadelijk beïnvloed (zie X § 5). Aan de andere kant is een L.F.versterkingsinstallatie in de weergave van de zwakste passages begrensd, omdat er altijd zekere storingssignalen aanwezig zijn en de weer te geven geluidssignalen een zekere sterkte ten opzichte daarvan moeten hebben. Immers, men wil vermijden dat de storingssignalen de verstaanbaarheid of de kwaliteit in te sterke mate ongunstig beïnvloeden (zie X § 4).

Om de practisch voorkomende dynamiek en de gemiddelde intensiteiten, zowel bij spraak als bij muziek, te bepalen, is in verscheiden landen een zeer groot aantal metingen verricht.

Het zou ons te ver voeren op de uitkomsten van deze metingen gedetailleerd in te gaan; alleen de belangrijkste resultaten worden hier vermeld. Volgens Fletcher ligt het gemiddelde conversatie-spraakvermogen bij ca. 10 microwatt. De geluidsdruk op 90 cm afstand van de spreker bedraagt ongeveer 1 microbar bij de veel voorkomende intensiteitsmaxima. Gedurende $\frac{1}{3}$ van de tijd is er geen geluid; rekent men deze geluidspauzen niet mee, dan wordt de gemiddelde spraakenergie 50% groter. Sommigen spreken harder, anderen zachter; het maximum ligt $8 \times$ zo hoog, beneden 16% komt slechts 7% van het aantal sprekers.

Bij hard schreeuwen is de intensiteit ca. $100 \times$ zo groot, terwijl zacht, nog juist verstaanbaar fluisteren een intensiteit heeft van ca. $\frac{1}{10\ 000}$ van de gemiddelde spraakintensiteit.

Voorts komen in de normale spraak piekwaarden voor die max. $100 \times$ zo groot zijn als de gemiddelde intensiteit; de meest voorkomende pieken zijn echter slechts ca. $10 \times$ zo groot. In de spraakversterkingstechniek rekent men in verband hiermede op pieken die 10 dB boven het gemiddelde liggen.

Wil men met een geluidsversterkingsinstallatie alle spraakintensiteiten van zacht fluisteren tot de max. pieken bij hard schreeuwen, weergeven, dan zou men, met het oog op de vermelde gegevens, op een dynamiek van 10^7 moeten rekenen. Houdt men alleen rekening met de meest voorkomende pieken, dan wordt de dynamiek tot 10^6 beperkt.

Ook bij muziek blijken de intensiteiten zeer uiteen te lopen. Bij een groot orkest van 75 personen bedraagt het max. totaal uitgestraalde geluidsvermogen niet minder dan 70 watt, terwijl het max. vermogen van een triangel slechts 0,05 watt bedraagt.

De tabel S geeft de piekwaarde van het totaal uitgestraalde vermogen bij enige fortissimo bespeelde muziekinstrumenten en een groot orkest.

TABEL S. *Uitgestraald piekvermogen bij enige muziekinstrumenten* (volgens Sivian, Dunn en White, litter. XIII § 2, 5).

Instrument	Totaal uitgestraalde piekvermogen in watts
Groot orkest (70 personen)	70
Grote bastrommel	25
Pijporgel	13
Cymbaal	10
Trombone	6
Piano	0,4
Trompet	0,3
Bas saxophone	0,3
Bas tuba	0,2
Bas viool	0,16
Piccolo	0,08
Fluit	0,06
Clarinet	0,05
Franse hoorn	0,05
Triangel	0,05

Terwijl bij een groot orkest de pieken van 8 tot 70 watt blijken te variëren, verandert het gemiddelde vermogen slechts van 0,08 tot 0,13 watt. Niet alleen liggen de pieken dus belangrijk boven het gemiddelde, maar bovendien lopen de eerste onderling veel meer uiteen. Houdt men er rekening mee, dat, bij weergave van een groot orkest met solobegeleiding, de sterkste passages de fortissimo's van het gehele orkest en de zwakste passage het pianissimo van een violist kan zijn, dan blijkt de dynamiek zich uit te strekken over een gebied van 14 microwatt tot 70 watt, dat wil zeggen: de sterkste passages zijn ca. $20 \cdot 10^6$ of ca. 73 dB sterker dan de zwakste.

Zoals in de practijk blijkt, is het bij L.F.versterkingsinstallaties mogelijk het storingsniveau tot op 60 dB beneden het max. uitgangsvermogen te verminderen. Hieruit volgt echter al dadelijk dat, zelfs al stelt men de intensiteit van de zwakste passages gelijk aan het storingsniveau, de totale dynamiek van 73 dB die bij orkestweergave nodig kan zijn, niet kan worden verwerkt.

Daarbij komt nog iets anders. Bij muziek blijken de pieken $500 \times$ sterker te kunnen zijn dan de gemiddelde intensiteit; zou men voor de weergave een versterker van 500 watt gebruiken, dan zou het gemiddelde uitgangsvermogen slechts 1 watt bedragen, hetgeen neerkomt op een zeer oneconomisch gebruik van de versterker en van de luidsprekers.

Men is dus wel gedwongen de dynamiek op de een of andere wijze te beperken of te „compresseren”. Deze dynamiekregeling, die *compressie* wordt genoemd, kan met de hand of automatisch geschieden en moet als een techniek op zichzelf worden beschouwd, voor het juiste gebruik waarvan veel ervaring en goede vakkennis vereist zijn.

De compressie komt tot stand, door er voor te zorgen, dat bij sterke passages de versterking klein en bij zwakke passages groot is. Wil men de weergegeven muziek weer zoveel mogelijk met de oorspronkelijke laten overeen komen, dan moet men bij het weergeven de versterking in omgekeerde zin regelen; dit noemt men *expansie*.

Dynamiekregeling met de hand, kan worden tot stand gebracht door regeling van de totale versterking van de installatie met behulp van een potentiometer die op een geschikte plaats in het versterkingskanaal is aangebracht.

In fig. 375 zijn verschillende methoden van compressie weergegeven. De kromme *a* geeft het intensiteitsverloop van de muziek weer, zoals deze van nature is. Zou men nu de dynamiek volgens *b* regelen, dan wordt de regeling als hinderlijk waargenomen, omdat de versterking te plotseling wordt veranderd. Beter is een regeling volgens kromme *c*, waarbij men tijdig begint met het verminderen van de versterking, welke vermindering geleidelijk wordt vergroot. De regelingsmethode volgens *d* wordt door velen als de beste beschouwd; overeenkomstig deze methode wordt de intensiteit eerst verzwakt, om daarna met dezelfde steilheid als de oorspronkelijke geluidsvoortbrenging te worden vermeerderd tot het toelaatbare max. niveau, waarna de intensiteit weer met dezelfde steilheid als het originele geluid wordt verminderd. Een dergelijke regeling kan alleen aan de hand van de partituur worden uitgevoerd (zie litter. § 3, 4).

De dynamiekregeling met de hand, vereist niet alleen een uitstekende scholing, maar is in zoverre nooit ideaal dat overbelasting van de versterker bij het optreden van plotselinge wijzigingen in de intensiteit slechts kan worden voorkomen door tijdig van te voren de versterking te verminderen.

Om deze redenen past men ook wel automatische dynamiekregeling toe. Deze automatische compressie heeft bovendien het voordeel, dat het

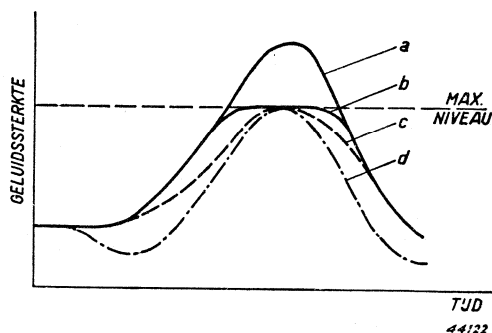


Fig. 375

Dynamiekregeling (volgens von Braunmühl, zie Thienhaus V D I-Zeitschr. 81 (1937) 911).

mogelijk is door automatische expansie die bij het weergeven wordt gebruikt en die aan de compressie is aangepast, de dynamiek van de weergegeven muziek zoveel mogelijk op die van de oorspronkelijk uitgezondene te doen gelijken. Deze mogelijkheid is aanwezig door het vaste verband tussen de intensiteiten van het oorspronkelijke en het gecompriëerde geluid, maar dit vaste verband is weer een nadeel, omdat geen rekening wordt gehouden met de speciale eigenschappen van de partituur, hetgeen bij de compressie met de hand wel mogelijk is. Alle voor- en nadelen samenvattend, kan men vaststellen dat men in de praktijk meestal de voorkeur geeft aan compressie met de hand.

Automatische dynamiekregeling wordt tot stand gebracht, door de L.F. spanning op een bepaald punt in het versterkingskanaal gelijk te richten en met deze gelijkgerichte spanning negatieve roosterspanning van een versterkbuis met veranderlijke steilheid te regelen. De snelheid van regeling bij toenemend en bij afnemend signaal, moet daarbij oordeelkundig worden gekozen. Bijzonderheden hierover vindt men in VI § 6, waar ook enkele practisch bruikbare schakelingen voor automatische compressie en expansie zijn beschreven.

Men kan ten slotte ook de automatische dynamiekregeling met een regeling met de hand combineren, en wel door met de hand de regelingsgraad van de versterker te wijzigen. Bij de passages in de muziek, waarbij geen grote intensiteitsverschillen voorkomen, stelt men met de hand de regelingsgraad in op 1 : 1. Er heeft dan geen dynamiekregeling plaats en de weergave is geheel natuurgetrouw. Bij de passages waarin wel belangrijke pieken optreden, stelt men de regelingsgraad in op bijv. 5 : 1; alleen bij deze passages wordt dus dynamiekregeling toegepast en worden de sterke passages verzwakt.

In § 5 is de practische uitvoering van de dynamiekregeling beschreven, en in XVI § 7 is de wijze van het meten van de verschillende versterkingsniveaux aangegeven.

Er volgen thans nog enige gegevens over de practisch voorkomende dynamiek bij verschillende toepassingsmogelijkheden.

Zenders

De gemiddelde modulatie ligt bij ca. 30% (varieert van 25% tot 35%); pieken gaan tot 100% modulatie, zwakke passages tot 10%, bij uitzondering tot 5%.

Het storingsniveau mag max. 0,1% modulatie veroorzaken en ligt dus 60 dB beneden het max. uitgangsvermogen.

Hardste en zwakste passages liggen volgens deze gegevens slechts 26 dB uiteen en de zwakste passages komen 34 dB boven het storingsniveau uit.

Ontvangers

De dynamiek is dezelfde als die van de zenders, d.w.z. de ontvanger behoort dezelfde energieverhouding als de zender weer te geven. Als max. toelaatbaar ruisniveau wordt opgegeven: modulatie diepte van de ruis 1% van de gemiddelde modulatie diepte van 30%. Het ruisniveau ligt dus 60 dB beneden het gemiddelde uitgangsvermogen.

Film

De gemiddelde effectieve spanning varieert ca. 15 dB; pieken liggen 10 dB daarboven; zwakste passages liggen 15 dB (of meer) daar beneden. De dynamiek bedraagt dus bij bestaande films ca. 40 dB (bij films volgens het Philips-Miller systeem tracht men hoger te gaan). Het storingsniveau wordt voornamelijk bepaald door de filmruis; wanneer de zwakste passages 20 dB boven het ruisniveau liggen, is de ruis zeker niet hinderlijk (Men zie ook 366).

Telefoon (normaal gesprek)

C.C.I.F. Tome III blz. 135 (Budapest 1934) geeft op, dat bij een vierdraadsoverbrenging, het vermogensniveau in een willekeurig punt van de lijn, op zijn hoogst mag variëren van +9,5 dB tot -26 dB ten opzichte van het niveau aan het begin van de lijn (dynamiek dus 35,5 dB).

Telefoon (muzieklijnen) (zie C.C.I.F. Tome III blz. 166 e.v. '34)

De overdrachtsketens moeten geschikt zijn voor het overbrengen van een dynamiek van 40 dB.

Het *storingsniveau* bij kabels moet liggen op max. -60 dB ten opzichte van de max. toelaatbare spanning; de zwakste passages komen dus op 20 dB boven het storingsniveau.

Grammofoonplaten

Hierover geeft Trendelenburg in „Fortschritte der phys. und techn. Akustik” het volgende:

Dynamiek bij wasplaten max. 20 dB.

Dynamiek bij normale grammofoonplaten max. 43 dB (zie tabel blz. 147).

Over het ruisniveau geen gegevens.

In het algemeen kan men aannemen dat de dynamiek van films, telefoonlijnen, grammofoonplaten ca. 40 dB bedraagt. Wel is te verwachten dat bij voortschrijding van de techniek, de dynamiek zal worden vergroot, zodat men hiermede in L.F.versterkingsinstallaties rekening zal moeten houden.

§ 3. Over storingssignalen

Het feit dat men in L.F. versterkingsinstallaties met een groot aantal bronnen van storingssignalen heeft te maken, leidt er toe, dat het onderdrukken dier storingen tot een van de moeilijkste problemen van de L.F.versterkingstechniek behoort.

Men kan de volgende verdeling van de practisch voorkomende storingen invoeren:

1. storingen die ontstaan door bijgeluiden en ruis in de ruimte waar de uitzending plaats heeft (zie hiervoor X § 4);
2. storingen die in de verschillende overige organen van de versterkingsinstallatie, nl. in microfoons, versterkers, filters, regelaars, enz. ontstaan (zie hiervoor de desbetreffende paragrafen);
3. storingen die door de leidingen tussen de verschillende organen worden opgepikt.

Wij houden ons hier alleen bezig met de laatste bron van storingen, daar de andere reeds eerder zijn beschreven.

De storingen die door de leidingen worden opgenomen zijn van verschillende aard; zij kunnen electromagnetisch of electrostatisch worden overgebracht en zijn afkomstig van:

- a. in de buurt liggende sterkstroomleidingen,
- b. andere L.F.leidingen (z.g. overspreken),
- c. sterkstroominstallaties, bijv. transformatoren,
- d. atmosferische storingen.

Hoe lager het niveau van het nuttige signaal is, hoe funester is, zoals vanzelf spreekt, de invloed van de storing en hoe serieuzer moeten de maatregelen tot onderdrukking worden genomen.

Aan de sterkte van de storingssignalen op zichzelf kan men in de regel weinig of niets veranderen; de verbetering moet dus worden gezocht in de uitvoering en de aanleg van de leidingen.

Alvorens nader hierop in te gaan, dienen eerst enige algemene opmerkingen te worden gemaakt over het oppikken van storingen door leidingen. Wij willen daarbij eerst het oppikken langs electromagnetische weg beschouwen:

Fig. 376 stelt een leiding voor met de heen- en teruggaande draden *a* en *b* die aan de ingang worden gevoed door de energiebron *E* met inwendige weerstand R_i en aan de uitgang zijn afgesloten door de belastingweerstand R_u . Het geheel vormt een lus, en indien deze lus de

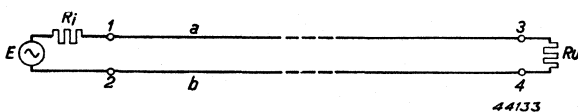


Fig. 376
Schema van een elektrische leiding.

aan de uitgang zijn afgesloten door de belastingweerstand R_u . Het geheel vormt een lus, en indien deze lus de

krachtlijnen van een wisselend electromagnetisch veld snijdt, wordt daarin een EMK opgewekt. De storingsspanning is de spanning die op de punten 3—4 komt te staan en is derhalve afhankelijk van R_i en R_u . De stroom die door de lus gaat vloeien, heeft invloed op de sterkte van het e.m. veld; het veld

wordt door de stroom gedempt, d.w.z. hoe lager R_i en R_u in verhouding tot de inwendige weerstand van de storingsbron zijn, hoe

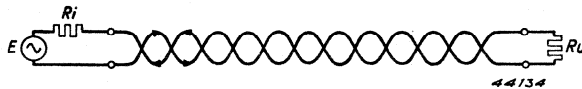


Fig. 377

Schema van een elektrische leiding met getwiste aders.

lager is de EMK en dientengevolge ook de storingsspanning V_{3-4} .

Uit deze eenvoudige beschouwing is al aanstonds de belangrijke conclusie te trekken: hoe lager de weerstanden R_i en R_u , hoe geringer is de kans op het oppikken van e.m.storingen.

Heeft de energiebron E op zichzelf een hogere inwendige weerstand, dan zal men door transformatie er voor zorgen dat dit doel wordt bereikt. Naar analogie met de begrippen „geluidsniveau” en „vermogensniveau”, is het gebruikelijk van „weerstandsniveau” te spreken.

Lange leidingen zal men dus nooit op een hoog weerstandsniveau aanleggen. In de telefoontechniek is bijv. het weerstandsniveau van 600 ohm zeer gebruikelijk.

Een zeer goed middel voor het onderdrukken van e.m. storingen is voorts het z.g. *twisten* van de leiding.

Nu ontstaat nl. het beeld volgens fig. 377, een aaneenschakeling van kleine lussen, die t.o.v. het e.m. veld tegengesteld geschakeld zijn: de kleine EMK's die in de lusgedeelten worden opgewekt, werken elkaar tegen, en er treedt dus een zeer belangrijke verzwakking van het storings-signaal op.

Het e.m. storingsveld kan zowel van geheel vreemde bronnen, bijv. een sterkstroomtransformator of een sterkstroomleiding, als van andere L.F. leidingen afkomstig zijn.

In L.F. kabels liggen dikwijls verscheiden L.F. leidingen naast elkander; vooral als de leidingen lang zijn, moet men zorgvuldig maatregelen nemen, ten einde het overdragen van L.F. signalen van de ene op de andere leiding, het z.g. overspreken ¹⁾, te voorkomen.

1) Reeds meer dan eens maakten wij melding van het begrip „overspreken”, waaronder men verstaat het overbrengen van een signaal — dit kan in het algemeen een „spraak”- of een „muziek”signaal zijn — van een bepaalde leiding op een andere, waardoor dit signaal dus ook op de laatste leiding min of meer hoorbaar wordt, hetgeen ongewenst is. In dit verband maakt men ook gebruik van het begrip „overspreekdemping”. Onder overspreekdemping verstaat men de ver-

Legt men de vier aders van een kabel paarsgewijs naast elkander volgens fig. 378, dan induceert het e.m. veld, opgewekt door de L.F. stroom, in de lus a_1b_1 , in de lus a_2b_2 een EMK, zoals uit fig. 378 gemakkelijk is te zien.

Bij de 4-aderige telefoonkabels kent men de z.g. ster-samenslag waarbij de vier aders volgens fig. 379 t.o.v. elkaar zijn gelegen. Het e.m. veld, opgewekt door de L.F. stromen in de lus a_1b_1 , veroorzaakt in de lus a_2b_2 geen e.m.k.

In de praktijk is het moeilijk de aders volkomen gelijkmatig samen te slaan; voor de telefoontechniek, waar men alleen de eis van verstaanbaarheid stelt, is het middel voldoende.

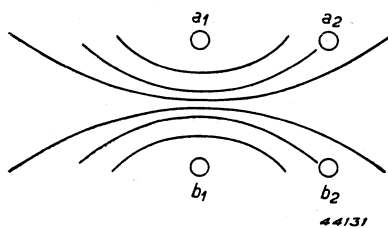


Fig. 378

Vieraderige kabel, waarin de aders paarsgewijze naast elkaar liggen.

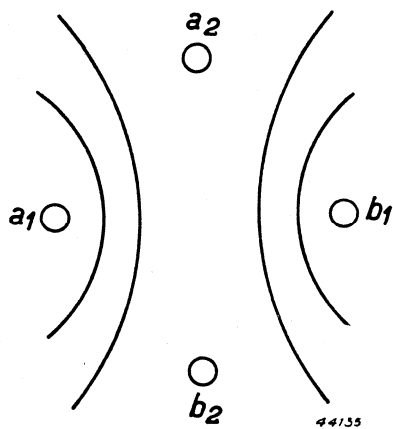


Fig. 379

Vieraderige kabel met „ster-samenslag“.

Stelt men hogere eisen aan de weergave, zoals dit bij L.F. versterkingsinstallaties, bijv. bij distributienetten voor radiocentrales het geval is, dan moet men zijn toevlucht nemen tot andere middelen. Het kruisen van de adersparen volgens fig. 380, waarin een kabel met vier adersparen is voorgesteld, is daartoe een probaat middel. Men ziet gemakkelijk in dat de EMK's, door a_1b_1 in de andere kabels opgewekt, elkaar in de opeenvolgende lussen opheffen; omgekeerd hebben bijv. de velden van de lusedeelten van a_2b_2 een telkens tegengestelde richting, zodat deze in a_1b_1 geen EMK opwekken. Practisch voert men dit uit door de adersparen met onderling verschillende spoed te twisten.

Ten slotte bestaat nog het middel van de *afscherming*. Wordt deze tot stand gebracht met magnetisch materiaal, dan worden de krachtlijnen afgebogen,

houding tussen de gewenste spanning op de ene leiding en de storingsspanning op een andere leiding die daarvan het gevolg is. In de telefoontechniek drukt men de overspreekdemping steeds uit in nepers. Zijn de genoemde spanningen V_1 en V_2 , dan bedraagt de overspreekdemping:

$$b = \ln \frac{V_1}{V_2} \text{ neper.}$$

waardoor zij in mindere mate in het binnenste van de kabel dringen; wordt niet-magnetisch geleidend materiaal gebruikt, bijv. vertind koperdraad of aluminiumfolie, dan wekt het veld in de afscherming stromen op die een dempende invloed op het veld uitoefenen.

Wij gaan thans over tot het beschouwen van het oppikken van storingen langs *electrostatische weg*. De potentialen van de storende leiding a_2b_2 (zie fig. 381) kunnen via de capaciteiten C_1, C_2, C_3 en C_4 op de leiding a_1b_1 worden overgedragen. Liggen de aders symmetrisch t.o.v. elkaar, dan heeft geen overdracht plaats zoals uit fig. 382 is te zien.

Zijn de aders asymmetrisch gelegen, en is bijv. $C_1 > C_2$ en $C_3 > C_4$, dan is er wel overdracht. Evenals zulks bij de electromagnetische overdracht het geval is, is ook nu de storingsspanning hoger, naarmate de impedantie tussen de aders a_1 en b_1 hoger is. Een laag weerstandsniveau is ook, ter vermindering van e.s. storingen, bij lange leidingen noodzakelijk.

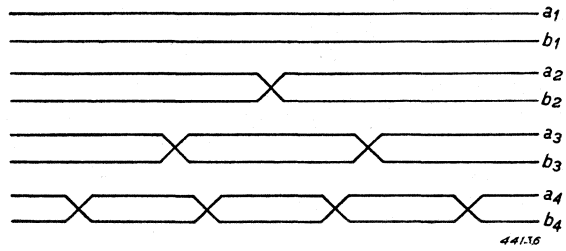


Fig. 380

Kabel met gekruiste adersparen

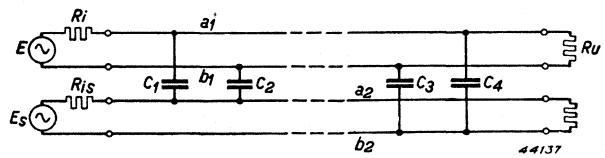


Fig. 381

Schema voor het weergeven van de capaciteieve overdracht van een storende leiding op een signalleiding.

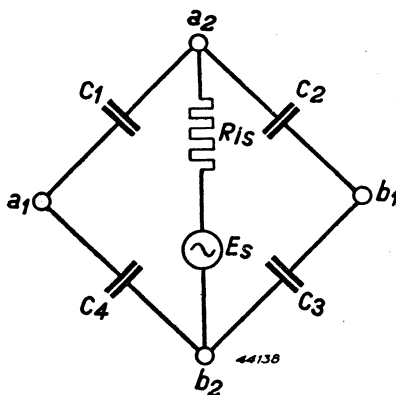


Fig. 382

Principeschema van fig. 381 bij symmetrische ligging van de aders t.o.v. elkaar.

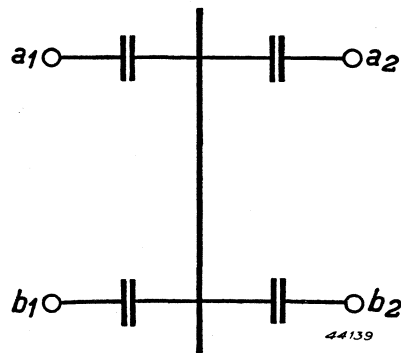


Fig. 383

Vieraderige kabel met afscherming tussen de adersparen.

Symmetrische ligging van de vier aders van een kabel kan men verkrijgen door de reeds genoemde ster-samenslag, zoals bij telefoonkabels wordt gebruikt. In nog sterkere mate dan bij de e.m. overdracht, geldt hier de eis, dat samenslag volkomen gelijkmatig moet zijn uitgevoerd. Voor L.F. versterkingsinstallaties moet men weer zijn toevlucht nemen tot een ander middel en hiervoor komt nu de afscherming van de aderen t.o.v. elkaar, of van het enkele aderpaar in aanmerking.

Nu ontstaat het beeld volgens fig. 383.

De aders hebben elk een bepaalde capaciteit t.o.v. de afscherming; verschillen in deze capaciteiten kunnen echter — indien de afscherming volkomen is — geen e.s. overdracht van de aderen op elkaar veroorzaken. In de praktijk is de afscherming onvolkomen, zodat het toch wenselijk is de aderen zoveel mogelijk symmetrisch t.o.v. de afscherming aan te brengen ¹⁾.

Bij de aanleg van L.F. leidingen is voorts van groot belang dat deze op de juiste wijze aan aarde worden gelegd. In het algemeen geldt in de eerste plaats de regel, dat men moet vermijden de mantel (afscherming) van een gevoelige leiding op meer dan één plaats te aarden. Zodra er nl. storingsbronnen tussen deze aardingsplaatsen aanwezig zijn, ontstaan in de mantel stromen die een storingsspanning in de L.F. leiding induceren, zodra de aders niet symmetrisch t.o.v. de mantel zijn gelegen. In fig. 384 is een afgeschermde L.F. kabel getekend die aan de beide einden is geaard; E_s veroorzaakt een stroom door de afscherming die buiten de inwendige weerstand van de storingsbron alleen door de weerstand van de afscherming wordt begrensd.

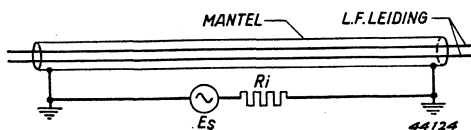


Fig. 384

Afgeschermde L.F. leiding met storingsbron, waarbij de mantel op twee plaatsen aan aarde is gelegd.

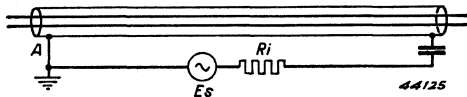


Fig. 385

Afgeschermde L.F. leiding met storingsbron waarbij de mantel op één plaats aan aarde is gelegd.

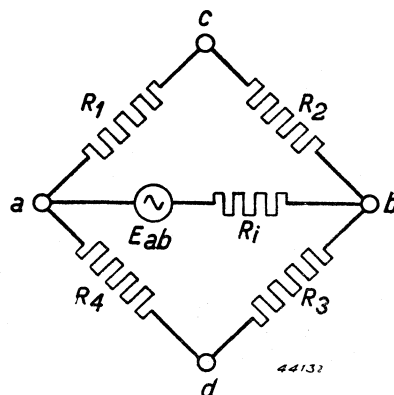


Fig. 386

Schema van twee leidingen ab en cd met isolatieweerstanden R_1 t/m R_4 .

1) Verschillende gegevens en enkele figuren uit het voorafgaand deel van § 3 zijn overgenomen van P. Smit, Kabels voor radiodistributienetten. Handb. voor Radiocentrales 's-Gravenhage, ten Hagen's Drukkerij en Uitg. Mij. (1940) 228-244.

Aardt men slechts op één punt, dan wordt de stroom door de afscherming veel geringer, daar hij nu begrensd wordt door de capaciteit van de afscherming t.o.v. aarde, zoals fig. 385 laat zien.

Bij voorkeur zal men voor het aardingspunt de plaats kiezen, waar de voorafgaande versterker aan aarde wordt gelegd. Bestaat een kabel uit verscheiden stukken, dan moeten de afschermingen daarvan worden doorverbonden. Uit het feit dat de kabel slechts op één punt aan aarde mag liggen, volgt tevens de belangrijke eis dat men gevoelige afgeschermd leidingen moet isoleren, daar men anders geen zekerheid heeft dat de metalen afscherming niet op willekeurige punten aan aarde komt te liggen.

In dit verband zij er ook op gewezen, dat isolatiefouten van kabels, met of zonder mantel t.o.v. aarde, eveneens tot belangrijke storingen aanleiding kunnen geven. Indien de aders of de mantel aan één zijde geaard zijn, geeft de isolatiefout practisch tot een aarding op een tweede punt aanleiding, met de reeds beschreven funeste gevolgen. Maar ook isolatiefouten van leidingen t.o.v. elkander geven aanleiding tot overspreken door de asymmetrie van de situatie; uit fig. 386 blijkt dit voor een kabel met vier aders.

Indien $R_1 = R_3 = R_4 =$ hoge weerstand en $R_2 \ll R_1$ enz., komt een deel van de spanning E_{ab} op de leiders cd te staan.

Wij zullen thans nagaan op welke wijze deze algemene beginselen op de verschillende leiding gedeelten van een L.F. versterkingsinstallatie kunnen worden toegepast.

Het meest gevoelig voor storingen is het leiding gedeelte tussen het opwekkende orgaan en de voorversterker. Dit feit doet zich vooral gevoelen als het opwekkende orgaan zelf een geringe gevoeligheid bezit, bijv. een fotocel, een kristalmicrofoon of een bandmicrofoon. Een enkel voorbeeld maakt het duidelijk hoe hoog de eisen zijn die men aan de storingsvrijheid van dit leiding gedeelte moet stellen.

Wordt een bandmicrofoon met een gemiddelde geluidsterkte van 1μ bar besproken, dan is de gemiddelde effectieve waarde van de spanning op de leiding ca. $0,24 \text{ mV}$ op 500Ω ; de pieken in de spraak liggen ca. 10 dB hoger, derhalve bij een spanning van ca. $2,4 \text{ mV}$. Stelt men nu de eis dat de storingen 60 dB beneden dit niveau liggen, dan mag de storingsspanning op de leiding dus ten hoogste $2,4 \mu\text{V}$ bedragen.

Vooraf bij de aanleg van gevoelige L.F. leidingen moet men letten op goede aarding (zie 444); ook zal men deze leidingen, indien enigszins mogelijk, op behoorlijke afstand brengen van sterkstroominstallaties, sterkstroomleidingen en andere L.F. leidingen.

Fotocelkabels worden uitgerust met één heengeleider en een afscherming daarvan als teruggeleider; de capaciteit tussen beide wordt laag gehouden (zie 396).

Microfoonkabels rust men uit met één of twee aders, eveneens met afscherming; de capaciteit tussen de aders onderling en tussen de ader(s) en de afscherming wordt weer zo laag mogelijk gehouden.

Minder hoge eisen behoeft men te stellen aan de leidingen van gevoelige microfoons en van grammofoonopnemers (niveau ca. 0,1 V op 50 000 ohm). Ook deze leidingen worden echter met afscherming uitgevoerd. Veeladerige kabels worden veelal gemaakt met paarsgewijs getwiste aders.

Indien veeladerige kabels worden gebruikt voor het transporteren van signalen die belangrijk in sterkte verschillen, moeten de aders bovendien paarsgewijs worden afgeschermd.

Voor kabels op het z.g. telefoonniveau (6 mW) gebruikt men de bekende telefoonkabels met getwiste aders en afscherming, ook wel de z.g. zwakstroom-loodkabel, waarvan de aders al of niet getwist zijn.

Wat ten slotte de luidsprekerkabels betreft, hieraan behoeft men geen bijzondere eisen te stellen indien de afstanden beperkt blijven tot ca. 100 m. Men gebruikt bijv. N.G.A.-draad of dubbeladerige loodkabel, waarbij de loodmantel dan voor mechanische bescherming, niet voor elektrische afscherming, gedacht is. Alleen voor grote afstanden, als voorkomen bij de distributiesystemen voor radiocentrales, moet men bijzondere maatregelen treffen (zie XV § 4 en 5).

§ 4. Over de invloed van de leidingen op het energietransport

De eenvoudige opvatting dat men bij het energietransport langs elektrische leidingen, alleen te maken heeft met de gelijkstroomweerstand als bij sterkstroomleidingen van niet al te grote lengte toelaatbaar is, moet bij L.F. leidingen worden prijsgegeven.

In het algemeen gesproken, heeft een leiding weerstand, capaciteit, zelfinductie en afleiding, zoals in fig. 387 voorgesteld.

De serieweerstand, de zelfinductie, de capaciteit en de afleiding zijn feitelijk gelijkmatig verdeeld over de gehele lengte van de kabel. Indien nu de kabel oneindig lang is en men aan het begin ervan een energiebron met een sinusvormige EMK aansluit, dan ontstaan in de kabel lopende spannings- en stroomgolven, op analoge wijze als bij licht- of geluidsuitstraling. Tussen deze spanningen en stromen moet een zeker verband bestaan. Men ziet aanstands in dat, indien de kabel op een

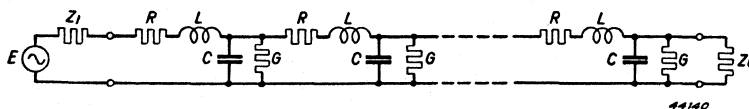


Fig. 387

Principeschema van een elektrische leiding.

willekeurig punt wordt opengesneden, de impedantie van het resterende, oneindig lange, gedeelte steeds dezelfde waarde heeft; op elk punt bestaat dezelfde grootteverhouding en faseverschuiving tussen de spanning in dat punt en de stroom die in de kabel komt. Men kan dus ook opmerken, dat in opeenvolgende punten de demping (verhouding) van de spanningen = de demping van de stromen en de faseverschuiving van de spanningen = de faseverschuiving van de stromen.

Deze karakteristieke impedantie van de oneindig lange kabel noemt men de *golfweerstand* Z_0 . Volgens de kabeltheorie bedraagt deze golfweerstand

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \dots \dots \dots \text{(XIII - 1)}$$

waarbij R , L , G en C per km kabellengte worden opgegeven. Zoals te verwachten is, komt de lengte van de kabel in de formule voor de golfweerstand niet voor.

Men zal nu ook inzien dat men de kabel op een willekeurig punt met deze golfweerstand kan afsluiten, zonder dat de impedantie in de verschillende voorafgaande punten van de kabel daardoor wijzigt, mits deze golfweerstand ook werkelijk voor alle frequenties de vereiste waarde heeft. Men kan dus de volgende definitie voor de golfweerstand aangeven:

De golfweerstand is de impedantie van een oneindig lange kabel, óf van een eindige kabel, afgesloten door de golfweerstand ¹⁾.

Is de kabel afgesloten met een willekeurige impedantie Z_a , dan is volgens de kabeltheorie:

$$Z = Z_0 \frac{Z_a \cos h \theta + Z_0 \sin h \theta}{Z_0 \cos h \theta + Z_a \sin h \theta},$$

waarin $\theta = \gamma l$, als

- l = kabellengte in km,
- γ = voortplantingscoëfficiënt,
- $\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$.

De impedantie Z is nu wèl van de kabellengte afhankelijk.

Bij het energietransport langs de kabel treden door de aanwezige R , L , C en G en door Z_a , spannings- en stroomveranderingen en faseverschuivingen van spanningen en stromen op, die in elk punt een andere waarde hebben. Hierbij valt nog het volgende op te merken: Is een kabel oneindig lang, dan worden de spanningsgolven en de stroomgolven, zoals vanzelf spreekt, niet teruggekaatst. Bootst men de oneindig lange kabel na, door hem met de golfweerstand af te sluiten, dan heeft nimmer terugkaatsing plaats. Maar is de kabel met een willekeurige impedantie afgesloten, dan worden de golven aan het einde wel teruggekaatst. Men noemt deze terugkaatsing reflectie. Door deze reflectie kunnen de demping en de faseverschuiving aanzienlijk worden vergroot. Bij L.F.kabels zou dit betekenen dat een aanzienlijke vervorming van het geluid optreedt, aangezien deze verschijnselen van de frequentie afhankelijk zijn.

¹⁾ De hierna volgende beschouwing tot blz. 449 is ontleend aan Six en Vermeulen, litter. XII § 4, 3.

Wil men reflectie en de daaraan toe te schrijven onaangename verschijnselen vermijden, dan moet men dus de L.F.kabels met de golfweerstand afsluiten.

Hierbij kan gelukkig aanstonds worden opgemerkt, dat men van de beschreven verschijnselen alleen last ondervindt bij lange kabels waarvan de lengte een zekere grens overschrijdt; het is dus voor het gebruik in de L.F.versterkingstechniek van belang na te gaan waar deze grens ligt.

Men kan uit de kabeltheorie afleiden, dat deze grens gegeven is door de betrekking

$$\underline{\underline{\gamma l < 0,4.}}$$

Wij kunnen dit als volgt nader toelichten. Volgens de kabeltheorie kan men een kabel voorstellen door het vervangingschema van fig. 388 of fig. 389.

Als γl zeer klein is, is $\text{tg } h \gamma l = \sin h \gamma l = \gamma l$, waaruit volgt, dat in fig. 388 de serie-impedantie $= \frac{1}{2} Z_0 \gamma l = \frac{1}{2} l (R + j\omega L)$ en de parallelimpedantie $=$

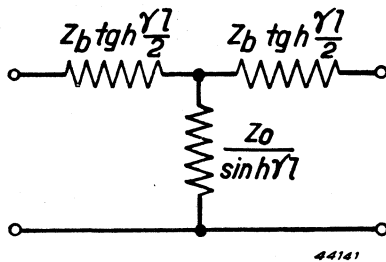


Fig. 388
Vervangingschema van een kabel.

$$\frac{Z_0}{\gamma l} = \frac{1}{l(G + j\omega C)}$$

In fig. 389 is de serie-impedantie $= l(R + j\omega L)$ en de parallelimpedantie $=$

$$\frac{1}{l(G + j\omega C)}$$

Het blijkt dus dat, voor het geval γl klein is, in het vervangingschema de serie voorimpedantie gelijk wordt aan $l(R + j\omega L)$ en de parallelimpedantie gelijk aan

$$\frac{1}{l(G + j\omega C)}$$

en dat het er bij eerste benadering niets toe doet waar de parallelimpedantie wordt aangebracht, hetzij in het midden, hetzij aan het einde van de serie-impedantie.

Men kan dus bij kleine γl de kabel ook voorstellen volgens fig. 390, dit wil zeggen dat het voor korte leidingen geoorloofd is te rekenen met weerstand, zelfinductie, capaciteit en afleiding die men zich in één punt geconcentreerd denkt.

Bij deze korte leidingen behoeft men ook voor reflectie niet meer bevreesd te zijn en is het derhalve ook niet noodzakelijk met de golfweerstand af te sluiten.

Voor $\gamma l = 0,4$ is de fout die men door de aangegeven vereenvoudigde rekenwijze maakt, slechts 5%, zodat wij mogen aannemen, dat de grens ligt bij

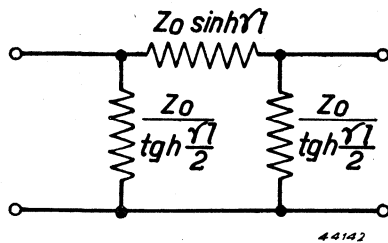


Fig. 389
Vervangingschema van een kabel.

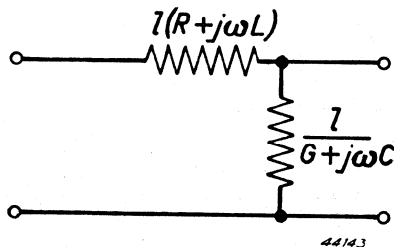


Fig. 390
Vereenvoudigd vervangingschema van een kabel met kleine γl .

$$\underline{\underline{\gamma l_{grens} \leq 0,4}} \quad \text{of} \quad l_{grens} \leq \frac{0,4}{\gamma}$$

Samenvattend blijkt dus, dat bij kabels, waarbij $\gamma \leq 0,4$, het einde niet met de golfweerstand behoeft te worden afgesloten, terwijl het vereenvoudigde vervangingsschema van fig. 390 kan worden toegepast. Zoals uit de geven voorbeelden van kabels nog zal blijken, mag men in het L.F. gebied bij goed geïsoleerde kabels de G ten opzichte van de $j\omega C$ verwaarlozen, waardoor het schema nog eenvoudiger wordt.

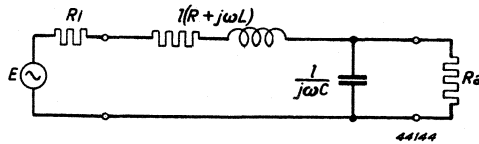


Fig. 391
Vervangingsschema van een kabel in bedrijf.

Wij beschouwen nu zo'n vereenvoudigde kabel nog eens, thans gevoed door een generator met inwendige weerstand R_i en afgesloten met een belastingweerstand R_a (fig. 391).

Bij lage frequenties kan men vrijwel steeds L en C verwaarlozen; bij hoge frequenties, bijv. bij 10 000 Hz, hangt de invloed die L en C op het energietransport uitoefenen, in sterke mate af van R_i en R_a . Is bijv. $R_i \gg lR$, dan zal men als regel, ook bij de hoge frequenties, L mogen verwaarlozen; is R_a laag, dan zal C weinig invloed hebben, is R_a zeer hoog (open kabel), dan heeft, vooral bij een hoge R_i , de C een belangrijke invloed.

In het algemeen gesproken, moet men dus geval voor geval kritisch bezien, alvorens men tot het verwaarlozen van een of meer grootheden overgaat, om daarna de overgebleven grootheden in rekening te brengen.

De volgende beschouwing geeft een indruk van de spanningsdaling, die bij verwaarlozing van $l(R + j\omega L)$, door de invloed van de kabelcapaciteit optreedt (fig. 392).

Wij nemen aan dat, bij het veel voorkomende geval dat $R_i = R_a$, de

waarde van $\frac{1}{j\omega C} = R_a$.

Daar $\frac{1}{j\omega C}$ en R_a parallel staan, is hun totale impedantie

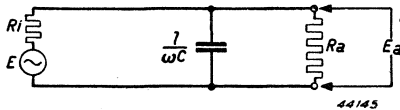


Fig. 392
Vervangingsschema van een kabel in bedrijf, met verwaarlozing van serie weerstand en zelfinductie van de kabel.

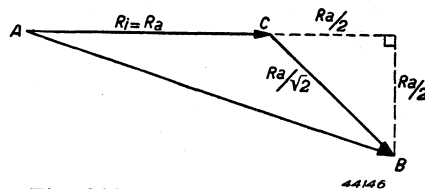


Fig. 393
Vectordiagram van de impedantie van een kabel als $R_i = R_a$ en $\frac{1}{j\omega C} = R_a$.

$$Z = \frac{R_a \frac{1}{j\omega C}}{R_a + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_a}{1 + \frac{j\omega C R_a}{1}}$$

of, in absolute waarde:

$$|Z| = \frac{R_a}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2 C^2 R_a^2}{1^2}}}$$

In het bijzondere geval dat $\frac{1}{\omega C} = R_a$ is dus:

$$Z = \frac{R_a}{1 + j} = \frac{R_a}{2} - j \frac{R_a}{2} \text{ en } |Z| = \frac{R_a}{2}.$$

Uit het vectordiagram (fig. 393) volgt nu, dat bij hoge frequenties de totale impedantie $\|AB = R_a \sqrt{2,5}$. De spanningen zijn evenredig met de impedanties, dus

$$\frac{E_a}{E} = \frac{R_a/\sqrt{2}}{R_a\sqrt{2,5}} = \frac{1}{\sqrt{5}} \quad E_a \cong 0,45 E.$$

Bij lage frequenties is $E_a = E/2$.

De spanningsdaling die door de kabelcapaciteit bij hoge frequenties optreedt, bedraagt dus in dit geval 10% of 1dB. Daar een dergelijke spanningsdaling veelal toelaatbaar is, komt men dus tot de regel:

Indien $R_i = R_a$, is de spanningsdaling ten gevolge van de kabelcapaciteit bij een bepaalde hoge frequentie (bijv. bij 10 000 Hz) toelaatbaar, indien bij deze frequentie

$$\frac{1}{\omega C} \geq R_a.$$

In de tabel T op blz. 453 zijn van zes in de praktijk voorkomende kabels verschillende gegevens verstrekt. Fig. 394 is een foto van de kabels 1, 3, 4, 5 en 6 van deze tabel.

Beschouwt men uit de tabel de telefoonkabel nr. 1, dan ziet men dat de golfweerstand verloopt van 720 ohm bij 800 Hz tot 133 ohm bij 10 000 Hz. Een lange kabel zal men dus moeten afsluiten met een impedantie die bij deze frequenties werkelijk de opgegeven waarde bezit, althans indien men zekerheid wil hebben dat tot 10 000 Hz geen hinder van reflectieverschijnselen wordt ondervonden. In de praktijk blijkt dat men deze eisen niet al te streng behoeft door te voeren, en bereikt men ook zeer bevredigende resultaten door, in plaats van de impedantie, een gelijk-

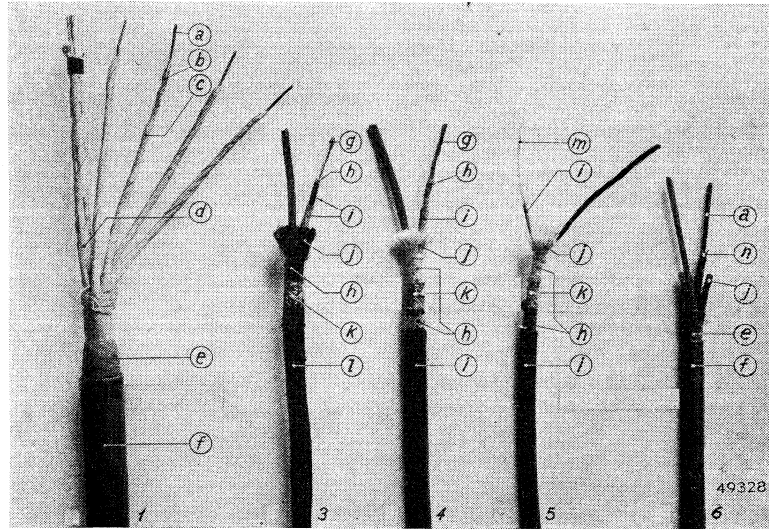


Fig. 394

Foto's van enige in de praktijk voorkomende kabels:

- | | |
|--|--|
| 1. Telefoonkabel met drie aderparen | e. Omvlechting, gedrenkt in kabelwas |
| 3. Grammofoonkabel | f. Loodmantel |
| 4. Luidsprekerkabel | g. Soepele geleider uit verscheiden vertinde koperdraden |
| 5. Microfoonkabel | h. Omspinning van katoen |
| 6. Uitgangskabel | i. Rubberlaag |
| a. Koperdraad geëmailleerd | j. Opvulling met katoen |
| b. Papierisolatie (met herkenningskleur) | k. Omvlechting van vertind koperdraad voor afscherming |
| c. Papierisolatie | m. Geleider van vertind staaldraad |
| d. Herkenningsband | n. Oliepapier. |

stroomweerstand van een tussenliggende waarde (bijv. 600 ohm) te gebruiken.

Verder ziet men uit de tabel dat men de telefoonkabel tot een lengte van 3,25 km kan gebruiken, zonder voor de frequentie van 800 Hz, waarmede men gewoonlijk in de telefoontechniek rekening houdt, van reflectie hinder te verwachten. Wil men hoge eisen stellen aan de kwaliteit en tot 10 000 Hz zekerheid van een onvervormde weergave hebben, dan moet men de grens op 0,88 km stellen en daarboven met de golfweerstand afsluiten.

Voor het overige blijkt uit de tabel, dat voor de verschillende kabelsoorten, de Z_0 en l_{grens} niet zo zeer uiteenlopen. Een afzonderlijke plaats neemt de capaciteitsarme microfoonkabel nr. 5 in door de hoge R en L .

Deze kabel zal echter als regel slechts voor afstanden beneden 100 m worden gebruikt.

De afleiding is in de tabel niet vermeld. De afleiding is door de diëlectrische verliezen die in de kabel optreden, van de frequentie afhankelijk. Voor een goed geïsoleerde kabel mag men voor het gebied van de lage frequenties, G stellen op 1 tot max. $3 \cdot 10^{-6}$ rho.

Bij de telefoonkabel nr. 1 is, bij 10 000 Hz en $G = 3 \cdot 10^{-6}$:

$$G + j\omega C = 3 \cdot 10^{-6} + j 2140 \cdot 10^{-6},$$

en bij 800 Hz:

$$G + j\omega C = 3 \cdot 10^{-6} + j 171 \cdot 10^{-6},$$

waaruit blijkt, dat G gerust verwaarloosd mag worden.

Voor het berekenen van kabelcapaciteit en zelfinductie kunnen de volgende formules worden toegepast.

De zelfinductie voor een kabel met twee aders volgens fig. 395 bedraagt:

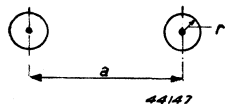


Fig. 395
Kabel met twee naast elkaar gelegen aders.

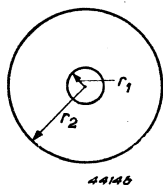


Fig. 396
Concentrische kabel.

$$L = 4 l (\ln a/r + 0,25) 10^{-9} \text{ Henry,}$$

of, bij benadering:

$$L = 4 l \ln a/r \cdot 10^{-9} \text{ Henry. (XIII-2)}$$

De zelfinductie van een concentrische kabel volgens fig. 396 bedraagt:

$$L = 2 l \ln r_2/r_1 \cdot 10^{-9} \text{ Henry. } l, r_2 \text{ en } r_1 \text{ in cm te meten!}$$

Voor een concentrische kabel vol-

gens fig. 395 bedraagt de kabelcapaciteit: $C = 0,5 \frac{\epsilon \cdot l}{\ln r_2/r_1} \text{ pF, (XIII-3)}$ en voor een kabel met twee aders volgens fig. 396:

$$C = 0,25 \frac{\epsilon \cdot l}{\ln a/r} \text{ pF. (XIII-4)}$$

De capaciteit van een kabel met twee aders en een afscherming is niet zo eenvoudig te berekenen; men doet beter in dit geval de capaciteit te meten.

Tot slot van de beschouwingen in deze paragraaf willen wij aan de hand van enkele praktische voorbeelden aantonen, hoe men de gegevens van de tabel op blz. 453 kan toepassen.

1. In een radiodistributiesysteem bevinden zich, tussen een centraal opgestelde lijnversterker en enkele verwijderd opgestelde onderstationversterkers, telefoonkabels met een maximale lengte van 5 km. De tabel leert ons dat het nuttig is de kabels af te sluiten met een impedantie, die met de golfweerstand overeenkomt.

TABEL T. *Electricische gegevens van enige kabeltypen*

Kabeltype	C_1 $\mu\text{F}/$ km	C_2 C_3 $\mu\text{F}/$ km	C $\mu\text{F}/$ km	$\text{mH}/$ km	R $\Omega/$ km	ϕ aders mm	$R + j\omega L$ 800 Hz per km	$R + j\omega L$ 10^4 Hz per km	Z_0 in Ω 800 Hz	γ 800 Hz	l_{grens} in km 800 Hz	Z_0 in Ω 10^4 Hz	γ 10^4 Hz	l_{grens} in km 10^4 Hz
1. telefoonkabel zonder afscherming	—	—	0,034	0,621	89	0,7 Cu	89	$89 + j 39$	720	0,123	3,25	213	0,456	0,88
2. luidsprekerkabel met afscherming	0,032	0,029	0,046	0,78	14	1,8 Cu	$14 + j 3,9$	$14 + j 49$	251	0,058	6,9	133	0,384	1,04
3. grammofoonkabel met afscherming	0,044	0,169	0,128	0,6	23	0,75 Cu	23	$23 + j 38,7$	189	0,122	3,3	74,5	0,6	0,67
4. luidsprekerkabel met afscherming	0,029	0,173	0,116	0,7	23	0,75 Cu	23	$23 + j 44$	200	0,116	3,45	33	0,6	0,67
5. microfoonkabel met afscherming	0,0175	0,079	0,0575	6	3400	0,06 Fe	3400	3400	3450	0,098	4,1	978	0,35	1,14
6. uitgangskabel in loodmantel	0,040	0,168	0,124	0,57	11,3	1,5 Cu	$11,3 + j 35,8$	$11,3 + j 35,8$	137	0,085	4,7	70,5	0,55	0,73

2. Een luidsprekerkabel nr. 4, lang 100 m, bevindt zich tussen een 300 W versterker met een inwendige weerstand van 10 ohm en een 20 W luidspreker met een impedantie van 500 ohm. Gezocht wordt de invloed die de kabel heeft op het energietransport bij een frequentie van 10 000 Hz (zie fig. 397)

Volgens de tabel blz. 453, is $\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 0,116 \cdot 10^{-7}} = 137 \text{ ohm}$,

en $R + j\omega L = 2,3 + j4,4 \Omega$.

Bij lage frequenties is $R + j\omega L = R = 2,3 \Omega$ en is $\frac{1}{j\omega C}$ te verwaarlozen t.o.v. 500 Ω .

$$E_1 = \frac{502,3}{512,3} E \approx 0,98 E.$$

Bij 10 000 Hz is de parallelimpedantie van $\frac{1}{j\omega C}$ en $R_{isp} =$

$$Z = \frac{R_{isp}}{1 + j\omega C R_{isp}} = \frac{500}{1 + j3,65}$$

$$E_2 = I_2 Z = E \cdot \frac{Z}{Z_{tot}} = E \frac{500/1 + j3,65}{10 + 2,3 + j4,4 + 500/1 + j3,65} =$$

$$= E \frac{500}{496,3 + j49,4}.$$

In absolute waarde:

$$E_2 = E \frac{500}{\sqrt{496,3^2 + 49,4^2}} \approx 0,96 E.$$

Het verschil tussen E_1 en E_2 bedraagt dus slecht ca. 2%, d.w.z. de invloed van de kabel op het energietransport is in dit geval praktisch te verwaarlozen.

3. Een kristalmicrofoon wordt door de microfoonkabel nr. 5 met een voorversterker verbonden; deingangsimpedantie van de voorversterker is hoog, zodat men deze t.o.v. de kabelcapaciteit mag verwaarlozen. Uit de tabel op blz. 453 blijkt, dat ook bij 10 000 Hz, de zelfinductie van de kabel mag worden verwaarloosd. Voorts zal de kabelcapaciteit geen invloed uitoefenen op de frequentie karakteristiek, daar de microfoon een capacatieve inwendige weerstand heeft.

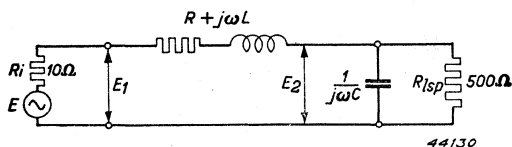


Fig. 397

Schema van een luidsprekerkabel.

Wel veroorzaakt de kabelcapaciteit een spanningsdaling; deze is afhankelijk van de verhouding van de kabelcapaciteit tot de capaciteit van de microfoon.

Gebruikt men dezelfde ka-

bel achter een bandmicrofoon, dan blijkt de kabelcapaciteit wél invloed uit te oefenen op de frequentiekrarakteristiek. Bij een ingangsimpedantie van 200 000 ohm van de voorversterker en een kabellengte van 10 meter is, bij 10 000 Hz:

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \pi 10^4 \cdot 0,0575 \cdot 10^{-8}} = 27\,700 \text{ ohm.}$$

Bij benadering kan men aannemen dat de ingangsimpedantie van de voorversterker t.o.v. de kabelcapaciteit verwaarloosd mag worden. Heeft de bandmicrofoon met transformator een inwendige weerstand R_i , dan is de spanning aan de voorversterker, bij 10 000 Hz:

$$E_2 = \frac{E}{1 + R_i j\omega C},$$

of, in absolute waarde:

$$E_2 = \frac{E}{\sqrt{1 + R_i^2 \omega^2 C^2}}.$$

Voor $R_i = 10\,000 \Omega$ is $E_2 \cong 0,94 E$.

De spanningsdaling bij 10 000 Hz ten gevolge van de kabelcapaciteit bedraagt, bij een kabellengte van 10 m, dus reeds 6%. Stelt men hoge eisen aan de weergave, dan zal men in dit geval de kabellengte tot maximaal 10 m willen beperken.

§ 5. **Practische toepassing van de beschreven richtlijnen op de electro-acoustische installatie in het Volkenbondsgebouw te Genève.**

Voor de volledige beschrijving van de installatie kan worden verwezen naar het artikel:

Voorhoeve, N. A. J. en J. P. Bourdrez, „*De electro-acoustische installatie in het Volkenbondsgebouw te Genève*”. Philips Techn. T. 3 (1938) 330—338.

Ten gerieve van de lezer is een deel van dit artikel, enigszins gewijzigd, en voor zover hier ter zake dienende, opgenomen.

Van de in het Volkenbondspaleis te Genève aanwezige vergaderzalen zijn er twee die, wegens hun grote afmetingen en tevens ten dienste van de openbaarheid van de in deze zalen te houden bijeenkomsten, moesten worden voorzien van electro-acoustische installaties. Deze zalen zijn de grote algemene vergaderzaal van de Volkenbond; „Salle des Assemblées”, die een ruimte heeft van $59 \times 51 \times 20$ m en zitplaatsen voor ca. 1500 personen, en een kleinere congreszaal die tevens geschikt is voor geluidsfilmvoorstellingen: „Salle des Commissions 12/13”, met afmetingen van $24 \times 12 \times 10$ m en ca. 400 zitplaatsen.

Met de op te stellen apparatuur moesten de volgende doeleinden op eenvoudige en betrouwbare wijze kunnen worden bereikt:

1. Versterking van de geluidsintensiteit van het gesproken woord in elk der beide zalen door gebruik van luidsprekers, daar het stemgeluid van de spreker in deze zalen niet op alle plaatsen voldoende sterk is te horen.
2. Transmissie van de redevoeringen, zowel naar de Volkenbondszenders als naar andere zendstations. Hierbij moest gerekend worden met de mogelijkheid dat in beide zalen gelijktijdig verschillende vergaderingen worden gehouden.
3. Radioreportage van de vergaderingen, waartoe in elk der beide zalen een aantal cabines is aangebracht.
4. Registratie van de redevoeringen, hetzij op geluidsfilm, — indien in de daartoe in beide zalen aanwezige cabines filmopnamen van de vergadering worden gemaakt, — hetzij met behulp van verschillende afzonderlijk opgestelde toestellen voor geluidsregistratie.
5. Weergave der redevoeringen door middel van luidsprekers in een groot aantal andere vertrekken van het Volkenbondspaleis.

De uitvoering van de installatie

Bij de opzet van het project stond men voor de keuze uit twee mogelijkheden, nl.: hetzij voor elke zaal een afzonderlijke installatie te bouwen, hetzij de apparatuur voor beide zalen in één centrale ruimte te verenigen. In weerwil van het feit, dat door de grote afstand van 120 m waarop de beide zalen in het gebouw van elkaar verwijderd liggen, een gedecentraliseerde opstelling van de apparaten technisch eenvoudiger was te verwezenlijken, werd toch laatstgenoemde oplossing gekozen. Gecentraliseerde opstelling bood, naast een zo economisch mogelijk gebruik van de vereiste versterkers, bedienings- en contrôle-organen, het voordeel, dat met een minimum aan technisch geschoold personeel voor de bediening van de apparatuur kon worden volstaan. Deze argumenten wogen op tegen de noodzaak om, wegens de lange te overbruggen afstanden, enige speciale eisen aan het kabelnet te stellen, en een eenvoudige signaleerinrichting aan te leggen, die nodig werd omdat het voor de goede functionering van de transmissie verantwoordelijke personeel, niet in de zalen zelf is geplaatst.

In sterk vereenvoudigde vorm geeft fig. 398 het principeschema van het L.F. gedeelte van de transmissie-installatie weer. Uit het schema blijkt dat in de zalen zelf, alleen de onmisbare gedeelten van de installatie zijn aangebracht. Links van de streep-punt lijn is aangeduid welke toestellen zich in de zalen bevinden, rechts daarvan is de in de centrale opgestelde apparatuur weergegeven.

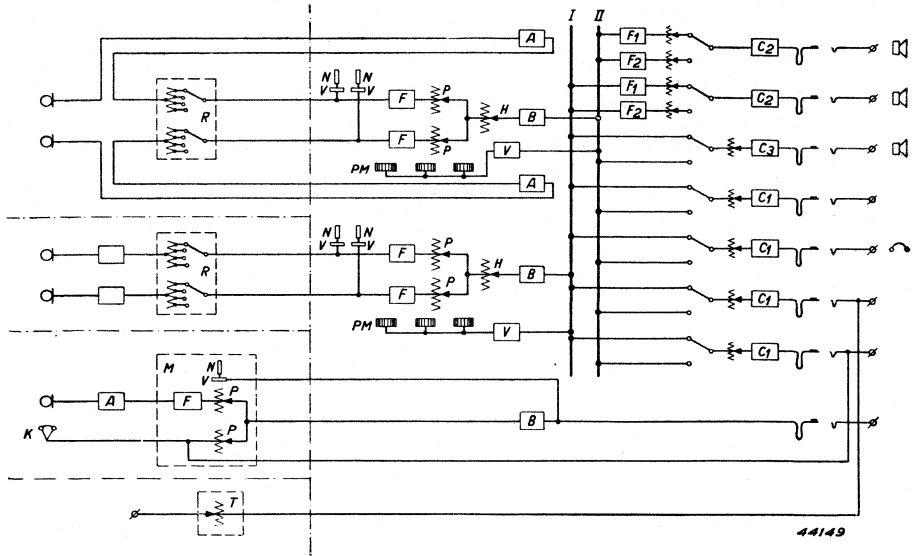


Fig. 398

Principeschema van de L.F. versterkingsinstallatie van het Volkenbondsgebouw te Genève.



Fig. 399

Poste de régie in de „Salle des Assemblées”. Men ziet vóór op de bedieningstafel de regelknoppen van de potentiometers *R*, en op de rechterbovenzijde de vier schakelaars voor de regeling van de geluidssterkte van de luidsprekers. Daarboven staan de neon indicatoren die de geluidssterkte op verschillende plaatsen in de zaal aangeven.

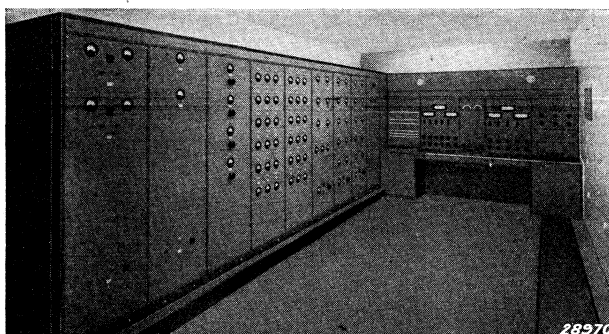


Fig. 400

Overzicht van de versterkercentrale. Op de achtergrond ziet men de bedienings-tafel met de beide mengpanelen met hun programmameters.

Versterkingsniveaux

We willen nu nagaan op welke wijze de in dit hoofdstuk beschreven richtlijnen op de keuze van de versterkingsniveaux zijn toegepast. Als voedingsniveau voor de verschillende weergavetoestellen (krachtversterkers C_2 , scheidingsversterkers C_1 , enz.; fig. 398) is hier gekozen het z.g. lijnniveau dat aanwezig is op de verzamelrails I en II, en wel zo dat de gemiddelde effectieve waarde van de L.F. spanning overeenkomt met een energie van 6 mW.

De sterkte van de andere in de installatie voorkomende niveaux zal worden uitgedrukt ten opzichte van het aldus gedefinieerde lijnniveau. Bij het vaststellen der verschillende versterktrappen gaan wij uit van de gebruikte bandmicrofoons die bij een geluidsdruk van $1 \mu\text{bar}$, een vermogen leveren dat $10^{-7,4}$ maal het vermogen van 6 mW van het lijnniveau bedraagt; met andere woorden: deze bandmicrofoon heeft voor een geluidsdruk van $1 \mu\text{bar}$ een gevoeligheid van -74 dB ten opzichte van het lijnniveau. De meeste intensiteitsmaxima leveren bij normaal spreken, op ongeveer 90 cm afstand vóór de microfoon een geluidsdruk van ongeveer $1 \mu\text{bar}$, terwijl de gemiddelde intensiteit van het geluid ongeveer 15 dB ten opzichte daarvan lager ligt en in enkele, weinig voorkomende, korte maxima een intensiteit wordt bereikt die ongeveer 5 dB hoger ligt. Praktische metingen in de Philips' Laboratoria leverden bovengenoemde resultaten op; deze stemmen goed overeen met door Fletcher (zie litter. § 1, 2) gepubliceerde gegevens.

Bij het spreken in een zaal zijn de omstandigheden enigszins anders. Ten einde hierover praktische gegevens te verzamelen, werden, met behulp van een provisorische uitvoering der versterkingsinstallatie, intensiteitsmetingen verricht bij verschillende redevoeringen in de „Salle des Assemblées”. De gemiddelde intensiteit bleek bij de meeste sprekers 5

tot 15 dB en in een enkel geval zelfs 20 dB hoger te liggen dan bij een persoonlijk gesprek. Dit stemt ook volkomen overeen met de waarnemingen van Fletcher, die vermeldt dat bij luid schreeuwen, de geluidsintensiteit 20 dB ligt boven die in een gewoon gesprek (d.w.z. honderd maal zo groot is), en dat sommige personen ook in een persoonlijk gesprek wel tot 9 dB boven het gemiddelde komen. Bij een minimale afstand van 70 cm tot de microfoon komt dus het grootste maximum dat in de intensiteit optreedt, ongeveer 23 dB hoger te liggen dan de geluidsintensiteit in een gewoon gesprek op een onderlinge afstand van 1 m. Beschouwen wij nu een spreker met zachte stem die in zijn redevoering daalt tot $\frac{1}{4}$ van de normale intensiteit en die zich bovendien bijv. op 2 m afstand van de microfoon bevindt, dan heeft het door hem voortgebrachte niveau in de versterker slechts $\frac{1}{16}$ van de normale intensiteit en ligt dus 12 dB lager.

De veel voorkomende maxima liggen ten opzichte van het lijnniveau van 6 mW, dus resp. op:

$-74 + 23 = -51$ dB voor de spreker die het luidst en $-74 - 12 = -86$ dB voor de spreker die het zachtst spreekt.

Zoals reeds eerder werd opgemerkt, ligt in de normale spraak de gemiddelde intensiteit ongeveer 15 dB lager dan de veel voorkomende maxima; voor de beschouwde spreker met de zachte stem wordt dit dus een niveau van -101 dB ten opzichte van het lijnniveau van 6 mW.

Het geluidsniveau van de zachte stem en de maxima van een zeer luide stem liggen dus ongeveer 50 dB uiteen, en van de versterkingsinstallatie wordt verlangd dat zij deze beide, een factor 100 000 verschillende, geluidsenergieën behoorlijk zal verwerken. De maxima in de zwakste stem moet de versterkingsinstallatie tot op het lijnniveau van 6 mW kunnen brengen. Er wordt derhalve een maximale versterking van 86 dB verlangd. In de filters en geluidsmengers treedt in totaal een verzwakking op van ongeveer 14 dB, zodat de versterkers A en B samen ongeveer 100 dB moeten versterken. Voor beide versterktrappen is 50 dB gekozen.

Achter het mengpaneel zou de intensiteit in de pieken dus variëren van -50 tot -15 dB, en achter de versterker B van 0 tot $+35$ dB, indien geen volumeregeling werd gebruikt. Weliswaar heeft de versterker B bij $+10$ dB slechts 1% vervorming, daarboven echter loopt de distorsie vrij snel op. Het lijkt dan ook gewenst — en het is ook inderdaad praktisch op het gehoor vastgesteld — dat de maximaal optredende pieken niet boven 10 dB uitkomen. Daaruit volgt dat de mengpotentiometers en de hoofdvolumeregelaar een verzwakking van ten minste 25 dB moeten kunnen geven.

Fig. 401 geeft weer, hoe in de verschillende trappen van de gehele ver-

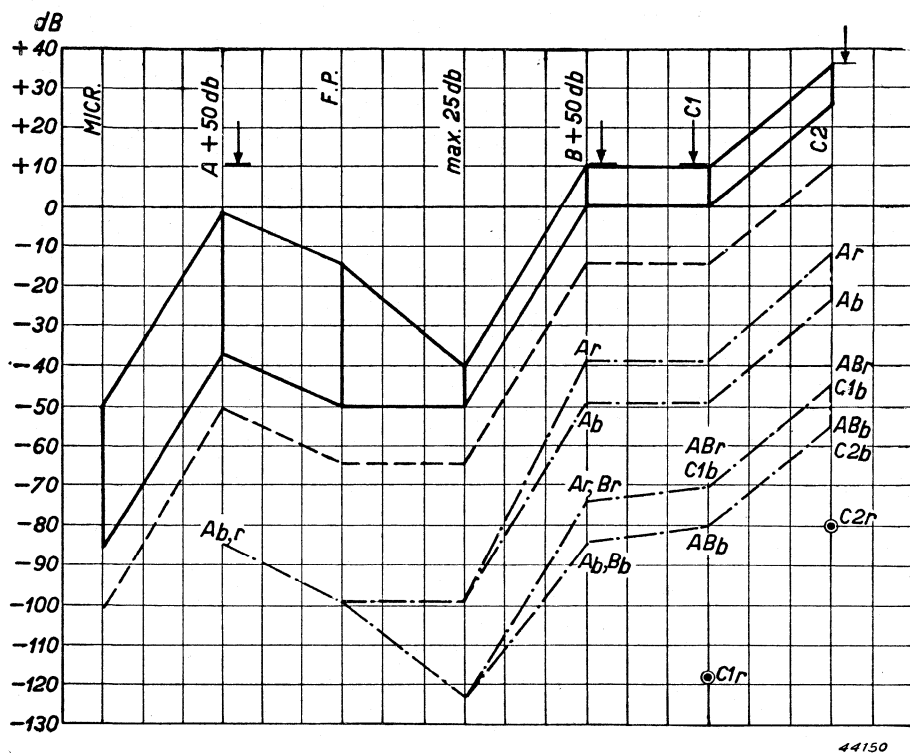


Fig. 401

Versterkings- en storingsniveaux bij de versterkingsinstallatie in het Volkenbondsgebouw te Genève.

sterkingsinstallatie, de energieniveaux variëren, terwijl ook de ligging van brom- en ruisniveaux is aangegeven.

Voor de versterkers *A* bedragen beide -85 dB; door de filters *F* worden zij verminderd tot -99 dB. Voorbij de potentiometers *P* is in fig. 407 het verloop der brom- en ruisniveaux voor de beide uiterste grenzen van de volumeregeling getekend. Afhankelijk van de stand van de potentiometers, hebben dan de brom- en ruisniveaux een waarde die tussen -99 en -124 dB ligt. Het ruisniveau van de versterker *B* ligt op -75 dB, dit is 10 dB hoger dan dat van *A*. Deze verhoging van 10 dB ontstaat doordat de frequentiearakteristiek van de versterker *B* van 2000 Hz af oploopt tot $+14$ dB, bij 10 000 Hz, hetgeen nodig is om een overeenkomstige daling in de frequentiearakteristiek van de bandmicrofoon te compenseren.

Het bromniveau van de versterker *B* bedraagt, evenals dat van *A*, -85 dB; als gevolg hiervan verschillen de brom- en ruisniveaux achter de versterker *B*, zoals op fig. 401 is te zien, 10 dB. In de minimale stand

van de volumeregelaars zijn achter de versterkers B , zowel de ruisbijdragen als de brombijdragen van A en B onderling vrijwel gelijk, zodat het totale storingsniveau ongeveer verdubbeld is, hetgeen een verhoging van deze niveaus betekent met 3 dB, tot resp. AB_4 en AB_4 (zie fig. 401). In de maximale stand van de volumeregeling daarentegen zijn de brom- en ruisbijdragen van de versterkers B , klein ten opzichte van die van A achter deze versterkers B , zodat de brom- en ruisniveaus A_r en A_b in dat geval niet noemenswaardig toenemen.

De brom- en ruisniveaus achter de versterkers C_1 en C_2 worden op dezelfde wijze berekend. Hierbij merken wij op, dat bij de versterkers C_1 en C_2 , het brommen sterker is dan het ruisen in tegenstelling tot de versterkers A en B . Dit moet worden toegeschreven aan het feit dat de gloeidraden van de versterkers C_1 en C_2 met wisselstroom, die van de versterkers A en B met gelijkstroom worden gevoed. In het voor het optreden van storende bijgeluiden meest ongunstige geval, nl. als bij een spreker met zachte stem met geheel geopende potentiometers wordt gewerkt, liggen echter ook de bromniveaus van de versterkers C_1 en C_2 wel ruim zó laag, dat het uiteindelijk bromniveau achter deze versterkers dat voornamelijk van de versterker A afkomstig is, hierdoor praktisch niet wordt verhoogd.

Ten slotte zien wij dat de gemiddelde spraakintensiteit van de spreker met de zachtste stem, aan het einde van de installatie op +24 dB ligt ten opzichte van het maximale ruisniveau dat voornamelijk van de versterkers A afkomstig is. Zodra luider in de microfoon wordt gesproken, is de verhouding tussen ruis- en geluidsintensiteit natuurlijk nog gunstiger.

LITTERATUUR

§ 2

1. Doba, S. Higher volumes without overloading. Bell Lab. Rec. **16** (1937/38) 174—178.
2. Fletcher, H. Some physical characteristics of speech and music. Bell Syst. Techn. Journ. **10** (1931) 349—373.
3. Fletcher, H. en Munson, W. A. Loudness, its definition, measurement and calculation. Journ. Acoust. Soc. Amer. **5** (1933) 82—108.
4. Hatschek, P. en Wigand, R. Niederfrequenzverstärker Planung, Berechnung und Bau von Niederfrequenzverstärkern und Verstärkeranlagen. Berlin Union Deutsche Verlagsgesellschaft Zweigniederlassung (1933) 1. Aufl.
5. Sivian, L. J., Dunn, H. K. and White, S. D. Absolute amplitudes and spectra of certain musical instruments and orchestras. Journ. Acoust. Soc. Amer. **2** (1931) 330—371.
6. Trendelenburg, F. Fortschritte der physikalischen und technischen Akustik. Leipzig Akad. Verlagsgesellschaft m.b.H., (1934) 2. Aufl.
7. Vermeulen, R. Octaaf en decibel. Philips Techn. T. **2** (1937) 47—56.

§ 3

1. Kleen, W. Rauschen und Empfindlichkeit von Verstärkerschaltungen. Arch. für techn. Messen J 8333 — 3 (1939).
2. Kösters, H., Bierreth, W., Kemper, A. Lautstärkenkarte eines Berliner Stadtbezirkes. Akustische Z. 3 (1938) 310—313.
3. Schmidt, K. O. Die Sprache und ihre elektrische Übertragung. Der Fernmelde Ing. 1/Heft 8 (1941) 1—16.
4. Vermeulen, R. De verhouding van fortissimo en pianissimo. Philips Techn. T. 2 (1937) 266—269.
5. Wild, W. Geräuschstörungen bei der Übertragung von Sprache auf Leitungen. E.T.Z. 59 I (1938) 385—388.

§ 4

1. Hill, J. G. Telephonic transmission. Longmans, Green & Co. London (1920).
2. Reitsma, G. C. Hoofdstuk „Kabels” van het „Handboek van radiocentrales”, 's-Gravenhage, ten Hagen's Drukkerij en Uitg. Mij. (1940) 183—226.
3. Six, W. en Vermeulen, R. Aanpassing aan radiodistributienetten. Radio-Nieuws 14 (1931) 71—77.

§ 5

1. Voorhoeve, N. A. J. en Bourdrez, J. P. De electro-acoustische installatie in het Volkenbondspaleis te Genève. Philips Techn. T. 3 (1938) 330—338.

HOOFDSTUK XIV

VERSTERKERS EN VERSTERKINGSINSTALLATIES

§ 1. Inleiding

In de voorafgaande hoofdstukken zijn de eigenschappen van alle elementen beschreven, waaruit versterkers of versterkingsinstallaties zijn samengesteld. Ook zijn de eisen waaraan versterkers en installaties moeten voldoen, vermeld, terwijl de richtlijnen zijn aangegeven, volgens welke men bij het ontwerpen moet te werk gaan om aan deze eisen te voldoen. Wanneer wij in dit hoofdstuk het een en ander over de praktische uitvoering van beide vermelden, dan kunnen wij ons daarbij zeer beperken en mogen theoretische beschouwingen in de regel achterwege blijven.

§ 2. Ontwikkelingsgang van L.F.versterkers

Daar de versterkbuizen het meest essentiële element van de L.F.versterkers vormen, heeft de ontwikkeling van de versterkers in de loop der jaren tot op zekere hoogte gelijke tred gehouden met de vooruitgang van de versterkbuizen (zie II § 10 en 11). De volgende hoofddoeleinden hebben daarbij een belangrijke rol gespeeld:

- 1°. verbetering van de kwaliteit;
- 2°. verbetering van het rendement der eindbuizen;
- 3°. het streven om, zonder achteruitgang van de kwaliteit, de kostprijs te verlagen;
- 4°. het invoeren van bepaalde bijzondere kenmerken („features”).

Wat 1°. betreft, kan al direct worden opgemerkt dat alle elementen in het verbeteringsproces betrokken waren. In hoofdstuk VII vindt men daarover vele opmerkingen.

In de voorversterkers heeft men eerst de transformator koppeling toegepast, zowel in rechte als in balansversterkers. Om de vrij kostbare L.F. transformatoren te vermijden, ging men over tot weerstandskoppeling, waardoor het tevens gemakkelijker werd een rechte frequentie-karakteristiek te bereiken (zie III § 3).

Met het oog op kostprijsbesparing heeft men in een later stadium, ook bij balansversterkers, de weerstandskoppeling ingevoerd. De Philips-versterker 3758 (zie 151) is daarvan een voorbeeld.

In de laatste tijd maakt men van secundaire emissiebuizen voor faze-omkering gebruik, waarbij men tevens het voordeel van een grotere spanningsversterking bereikt (zie fig. 123).

Voor sterkteregeling gebruikt men in moderne versterkers speciale

regelbuizen; de Philips penthode CF 50 is daarvan een typisch voorbeeld. Bij het streven naar verbetering van het rendement der eindbuizen ging men van trioden over op penthoden en van de balans A-versterking op AB- en B-versterking (zie IV § 4 en 5). Als zeer belangrijk middel om bij het toepassen van B-versterking de niet-lineaire vervorming te vermijden, werd de tegenkoppeling ingevoerd.

Moderne eindversterkers van behoorlijk uitgangsvermogen zijn in de regel B-versterkers met balansschakeling en met tegenkoppeling (zie fig. 165).

Bij het streven naar verbetering van de kwaliteit heeft men zich toegelegd op het verminderen van vervorming en storingen (brom en ruis)

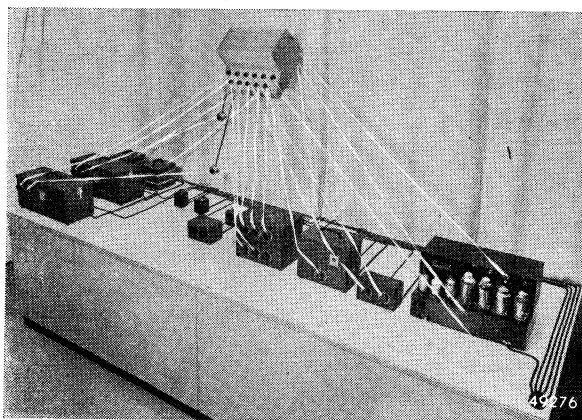


Fig. 402

De figuur laat zien hoe in één versterker alle functies van de op de tafel opgestelde oudere apparaten verenigd zijn.

plaatsing van de onderdelen ten opzichte van elkaar, afscherming van onderdelen en oordeelkundige bedrading (zie IX § 8).

Wat het invoeren van bijzondere kenmerken betreft, zij gewezen op het steeds ruimer gebruik van filters, het invoeren van expansie en compressie en het toepassen van automatische begrenzing (zie VI §§ 6 t.m. 9). Om een indruk te geven van de bereikte verbetering op dit gebied, stellen wij naast elkaar de versterkerstypen nrs. 3750, 2821 en 2843 van Philips. (zie tabel V).

Op het gebied van de public-addressversterking heeft men er naar gestreefd, de verschillende apparaten waaruit de installatie was samengesteld, door het gebruiken van afzonderlijke voor- en eindversterkers, aanpassingskastjes en regelapparaten, in één apparaat te verenigen. De L.F. installatie werd daardoor belangrijk vereenvoudigd tot één L.F. versterker. Fig. 402 geeft van deze ontwikkelingsgang een frappant beeld.

en op het rechter maken van de frequentie-karakteristiek. Ook op dit terrein heeft het toepassen van de tegenkoppeling een zeer belangrijke rol gespeeld. Vermindering van de storingen werd, behalve door verbetering van onderdelen (buizen, koolweerstand, potentiometers enz.), ook bereikt door het oordeelkundig ontwerpen van het voedingsapparaat en door oordeelkundige

TABEL V. Gegevens van enige Philips' versterkers.

Type	eind- bui- zen	uit- gangs- vermo- gen	ver- vor- ming	uit het net opge- nomen vermo- gen	anode- dissi- patie nul- last	ge- wicht kg	brom	ruis	frequentie- karakteristiek	gevoe- lig- heid V_i 1)
3750	1 × 4642 triode	20 W	10%	150 W	50 W	18,6	-57 dB bij $V_i =$	-63 dB 300 mV	35 Hz —6dB 50 Hz 0dB 7 000 Hz 0dB 10 000 Hz —6dB	300 mV
2821	2 × F443N penthode	25 W	5%	143 W	2 × 25 W	14,4	-60 dB bij $V_i =$	-70 dB 200 mV	30 Hz —1dB 50 Hz 0dB 7 000 Hz 0dB 10 000 Hz —2,5dB	200 mV
2843	2 × 4689 penthode	24 W	5 %	118 W	2 × 18 W	19 2)	-60 dB bij $V_i =$	-70 dB 1,2 mV	40 Hz —1 dB 50 Hz 0 dB 7 000 Hz 0 dB 10 000 Hz —1 dB	1,2 mV

1) Onder gevoeligheid" wordt verstaan: de ingangsspanning V_i die nodig is om het opgegeven uitgangsvermogen te bereiken.

2) Het gewicht van de versterker 2843, waarvan men in fig. 402 bovenaan een foto vindt, is groter dan dat van de versterker 2821, door het uitgebreide bedieningspaneel en de meer universele constructie.

Verlaging van de kostprijs werd ook bereikt door standaardisering. Deze kan op velerlei wijze worden toegepast. Bij de onderdelen, zoals weerstanden en condensatoren, door het toepassen van reeksen met oordeelkundige opeenvolging van waarden. Eindversterkers worden alleen geleverd met een beperkt aantal van te voren vastgestelde uitgangsvermogens, luidsprekers met bepaalde ingangsvermogens. De invoering van het z.g. 100 volt-aanpassingssysteem (zie 433) is een ander voorbeeld van standaardisering. In de laatste tijd gaat men er ook wel toe over om versterkers samen te stellen uit een aantal gestandaardiseerde eenheden. Men maakt dan bijv. gebruik van voedingseenheden, ingangseenheden, filtereenheden, voorversterkeenheden enz., die, op verschillende wijze gecombineerd, voor uiteenlopende doeleinden geschikte, complete versterkers vormen.

§ 3. Constructie van versterkers

Het elektrische schema van een versterker hangt af van het doel waarvoor de versterker bestemd is.

Heeft men het schema eenmaal vastgesteld en zijn alle onderdelen gekozen, dan moet het geheel tot een apparaat worden samengevoegd. Bij de onderlinge plaatsing der onderdelen, de afscherming van de bedrading, moeten daarbij algemene richtlijnen worden gevolgd om het optreden van storingen zoveel mogelijk te beperken (zie IX § 8). Ook is het van belang dat de onderdelen zodanig worden geplaatst dat zij bij een eventueel defect gemakkelijk kunnen worden vervangen. Voor het overige hangt ook de constructie af van het doel waarvoor de L.F.-installatie bestemd is.

Verplaatsbare versterkers bestaan in de regel uit een metalen doos

(chassis) met kap. Boven de bovenplaat van de doos plaatst men de buizen, de nettransformator en de afvlakcondensatoren, aan de onderzijde van de bovenplaat brengt men de kleine onderdelen en de bedrading aan.

Foto's fig. 403 en 404 geven een beeld van een verplaatsbare versterker voor public-address.

Men ziet in fig. 404 dat

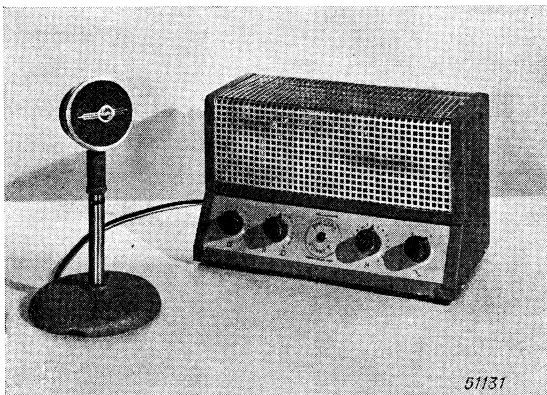


Fig. 403

Versterker van public-address.

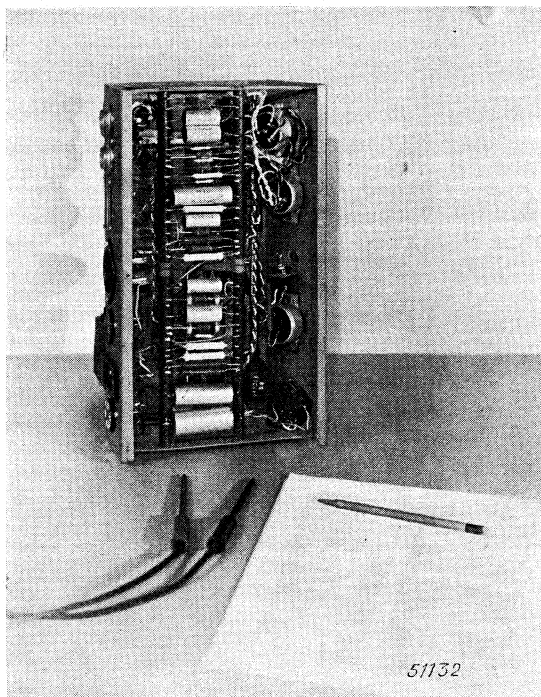


Fig. 404
Versterker voor public-address.

dat de afmetingen van het paneel door het naast elkaar geplaatst zijn van alle onderdelen, groot worden.

Volgens een andere methode brengt men de regelorganen en eventuele meetinstrumenten rechtstreeks op het paneel aan en plaatst de buizen en andere onderdelen op een metalen doos die tegen het paneel wordt bevestigd. Foto's fig. 406 en 407 zijn hiervan een voorbeeld.

Om een snelle vervanging van een defecte

de onderdelen zodanig op een rij op twee dragers zijn bevestigd, dat het verwisselen wel zeer gemakkelijk is.

Bij vast opgestelde versterkingsinstallaties maakt men veel gebruik van rekken waarop een aantal panelen is gemonteerd. Op deze panelen kan men de onderdelen op verschillende wijzen rangschikken. Men kan bijv. alle onderdelen naast elkaar op een paneel monteren. Foto fig. 405 is hiervan een voorbeeld.

Het voordeel is, dat men van de achterzijde alle onderdelen gemakkelijk bereiken kan, zonder dat het nodig is het paneel van zijn plaats te nemen. Daar-

tegenover staat het nadeel,

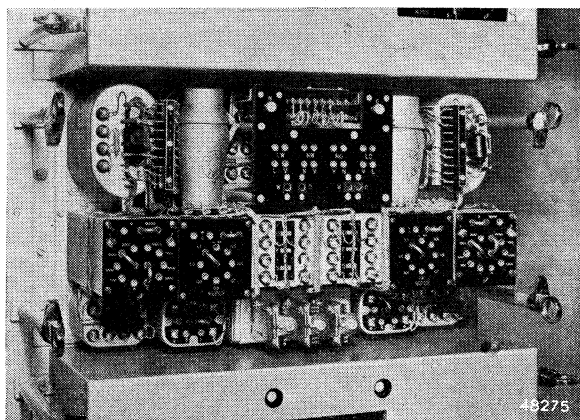


Fig 405
Foto van een tweedraadslijnversterker voor P.T.T. op paneel. De onderdelen zijn alle op het verticale paneel gemonteerd.

versterker mogelijk te maken, volgt men ook wel een andere methode.

De versterker wordt voorzien van het vereiste aantal stekerpennen die passen in een overeenkomstig aantal contactbussen. De gehele versterker kan dus worden in- en uitgeschoven; een defecte versterker kan onmiddellijk door een als reserve aanwezige versterker worden vervangen.

Foto's 408 en 409 geven een studioversterker weer die volgens dit principe is gebouwd. Op foto 409 is te zien dat de onderdelen bovendien zó geplaatst zijn dat zij gemakkelijk kunnen worden vervangen, terwijl ook met de bedrading hierop is gerekend. Het schema van de versterker is door de keuze van de bedrading en door het aanbrengen van schematekens op sommige onderdelen, gemakkelijk te volgen. Dit systeem van versterkerconstructie is o.a. toegepast in de moderne versterkingsinstallaties voor radiocentrales van de N.V. Philips (zie XV §5).

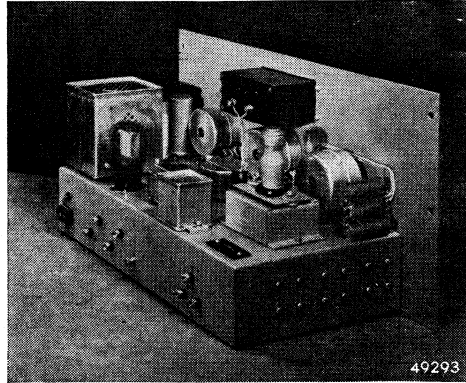


Fig. 406

Foto van een versterker met filters en meetinstrument.

§ 4. Opmerkingen over versterkers voor verschillende doeleinden

Versterkers voor public-address.

Wat de elektrische eigenschappen aangaat, stelt men de volgende eisen: Frequentiearakteristiek recht van 60 tot 10 000 Hz met een toelaatbare maximumafwijking van ± 2 dB.

Het vervormingspercentage bij maximumuitgangsvermogen houdt men beneden 5%. De brom en de ruis blijven 60 dB beneden het maximumuitgangsvermogen.

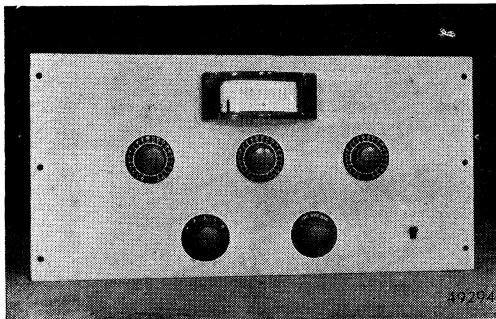


Fig. 407

Foto van het front van de versterker volgens fig. 406.

In de laatste tijd bestaat een tendentie om de eisen hoger te stellen. De inwendige weerstand van de eindtrap houdt men tegenwoordig laag, om zonder bezwaar de belasting van de eindtrap met luidsprekers naar wens te kunnen laten variëren.

Voor public-adress maakt men veel gebruik van verplaatsbare apparaten, waarbij men

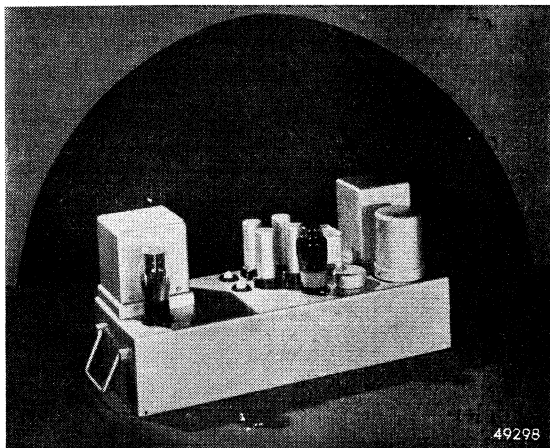


Fig. 408

Foto van een studioversterker van Philips.

van een grammfoonopnemer, een ontvangtoestel en een P.T.T.-lijn. De verschillende kanalen zijn elk op zichzelf regelbaar, twee willekeurige kanalen kunnen worden samengevoegd en het geheel kan door een hoofdregelaar worden ingesteld.

Er zijn afzonderlijke filters voor het verminderen of opvoeren van de lage en de hoge tonen.

Aan versterkers voor vaste opstelling stelt men dezelfde eisen wat de elektrische eigenschappen aangaat. Over de constructie van deze versterkers op panelen in rekken, is in § 3 reeds het een en ander opgemerkt.

Versterkers voor radiocentrales

Hierover vindt men de nodige gegevens in hoofdstuk XV.

Versterkers voor geluidsfilm

Wat de elektrische eigenschappen aangaat, stelt men in vele gevallen dezelfde eisen als aan versterkers voor public-address. In sommige gevallen waar men zeer hoge eisen stelt aan de weergave van het geluid, stelt men hogere eisen, zoals voor versterkers in studio's. Om het optreden van kraakstoringen bij sterkteregeling zoveel mogelijk te onderdrukken, vermijdt men veelal het ge-

zoveel mogelijk alle organen tot één geheel verenigt om een eenvoudige installatie mogelijk te maken (zie fig. 402). De aldus samengestelde versterkers zijn naar gelang van het doel, meer of minder gecompliceerd. Een enigszins complete versterker is voorzien van middelen tot aansluiting van twee microfoons van geringe gevoeligheid (bandmicrofoons, kristalmicrofoons enz.),

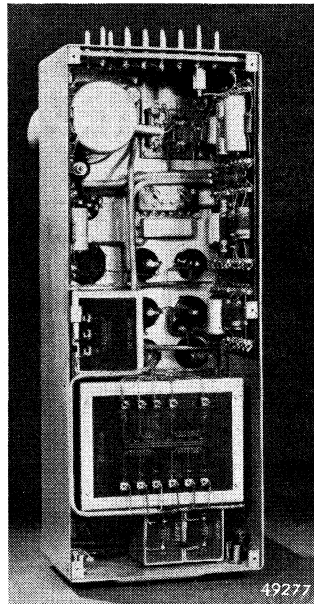


Fig. 409

Foto van de onderzijde van de versterker volgens fig.408.

bruik van koolpotentiometers en neemt zijn toevlucht tot stappenpotentiometers (zie VII § 6).

Versterkers voor studio's

Aan deze worden hoge eisen gesteld, zowel wat de elektrische eigenschappen als wat de stabiliteit betreft. De frequentiekaracteristiek is recht van 30 tot 15 000 Hz met een maximumafwijking van ± 1 dB. Het vervormingspercentage bij maximumuitgangsvermogen bedraagt niet meer dan 1%; brom en ruis worden ook bij deze versterkers tot minstens 60 dB beneden maximumuitgangsvermogen beperkt.

Daar onderbrekingen van het programma door defecten in de installatie praktisch niet mogen voorkomen, stelt men hoge eisen aan de stabiliteit van buizen en van alle onderdelen. Weerstand, condensatoren enz. moeten aan hoge eisen voldoen. Men belast deze onderdelen zó, dat een hoge levensduur gegarandeerd is. Bovendien worden de bedrading en de opstelling zodanig uitgevoerd dat een gemakkelijke service gewaarborgd is zie (fig. 409).

Meetversterkers

Een bijzondere eis die aan meetversterkers wel gesteld wordt, is de constantheid van de versterking. De laatste moet onafhankelijk zijn van netspanningsvariaties, van veranderingen in de versterkingsfactor van buizen enz. Men bereikt deze verlangde constantheid door het toepassen van een sterke tegenkoppeling.

Gelijkstroomversterkers

Hieraan heeft men in de laatste jaren veel aandacht besteed. Wij verwijzen naar hetgeen hierover in hoofdstuk III § 2 is opgemerkt.

Versterkers voor P.T.T.

Met betrekking tot deze versterkers die een eigen techniek hebben doen ontstaan en waarover een uitgebreide vakliteratuur bestaat, moeten wij ons beperken tot enkele opmerkingen. Versterkers voor draaggolftelefonie, als vallende buiten het kader van dit boek, blijven geheel onbesproken.

L.F. versterkers worden in de telefoontechniek voornamelijk gebruikt als lijnversterkers, om het telefoneren over lange afstanden mogelijk te maken. Voor het verminderen van de demping van telefoonkabels maakt men ook van de zogenaamde pupinspoelen gebruik, maar over zeer grote afstanden blijft de verzwakking toch te groot. Om ook in die gevallen voldoende energie aan het eind van de kabel ter beschikking te hebben, compenseert men de verliezen door het gebruiken, op zekere afstanden, van L.F.versterkers die in versterkerstations worden ondergebracht.

Het spreekt vanzelf dat men niet over één versterker heen en weer kan spreken; om het telefoonverkeer in twee richtingen mogelijk te maken, moet men zijn toevlucht nemen tot speciale schakelingen. Men onderscheidt de tweedraads- en de vierdraadsschakeling (zie fig. 410).

Bij de tweedraadschakeling worden telkens twee versterkers in de lijn aangebracht, waarbij de ingang van de ene versterker parallel is geschakeld met de uitgang van de andere. De verbindingen tussen de versterkers in de verschillende versterkerstations bestaan hierbij dus uit een dubbele ader.

Bij de vierdraadsschakeling is het telefoonverkeer in de ene richting geheel gescheiden van dat in de andere. Hierbij zijn dus voor een verbinding twee dubbele aders nodig, terwijl in de eindstations de ingang van de éne versterker parallel geschakeld is met de uitgang van de andere.

Het parallel schakelen van ingang en uitgang zou zonder extra maatregelen, speciaal bij de tweedraadschakeling, aanleiding geven tot genereren. Om dit te voorkomen, past men een balansschakeling toe zoals in fig. 411 schematisch is weergegeven.

De balansschakeling volgens fig. 411 is in wezen een brugschakeling. Is nu het evenwicht van de brug voor een bepaalde frequentie niet volkomen, dan gaat toch een deel van het uitgangssignaal van de ene versterker naar de ingang van de andere. Hierdoor wordt dus de versterking gelimiteerd.

In mindere mate is hetzelfde het geval bij de versterkers voor vierdraadsverbindingen. In de praktijk is de te bereiken versterking bij tweedraadsversterkers 12—15 dB en bij vierdraadsversterking 30—40 dB.

Bij tweedraadsversterkers is het bovendien nodig dat men door een

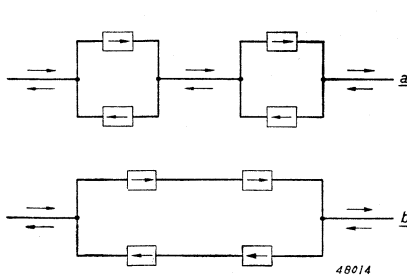


Fig. 410

- a) Schema van een tweedraadschakeling.
b) Schema van een vierdraadsschakeling.

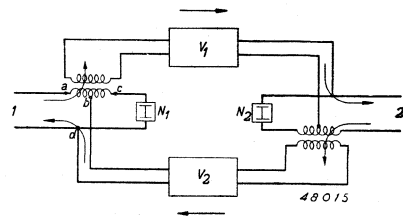


Fig. 411

Balansschakeling. De impedanties van de kabelnabootsingen N_1 , N_2 zijn gelijk aan de golfweerstand van de lijnen 1, 2. Hierdoor wordt bereikt dat het uitgangssignaal van V_2 geen spanning op de ingang van V_1 doet ontstaan en vice versa. (Beide fig. volgens Six en Mulders, litter. XIV § 4, 5).

filter de hoge frequenties, liggende boven het gebied dat voor een goede telefoonverbinding nodig is, afsnijdt.

Een belangrijk punt bij telefonieversterkers is de grootte van de ingangsen de uitgangsimpedantie. Om reflectie van het signaal door deze impedanties te voorkomen, moet men ze gelijk maken aan de golfweerstand van de kabels (zie 447). Over de vereiste frequentiekenarakteristiek kan het volgende worden opgemerkt.

Voor telefonieverbindingen kan een frequentieband van 300 tot 2500 Hz voldoende worden geacht. Men streeft er dus naar de versterking voor alle frequenties binnen dit gebied gelijk te maken aan de demping van de lijn voor die frequenties.

Voor gepupiniseerde kabels neemt de demping boven een zekere frequentie, de zogenaamde grensfrequentie, sterk toe. Bij een sterk gepupiniseerde lijn, dat is een lijn met spoelen met grote zelfinductie op korte afstanden, is de demping in het spraakgebied kleiner en ligt de grensfrequentie lager dan bij een zwak gepupiniseerde lijn. Men combineert dus tweedraadsversterkers met sterke pupinisering en vierdraadsversterkers met zwakke pupinisering (Nederlandse praktijk).

Bij sterk gepupiniseerde lijnen met hun lage grensfrequentie, is het noodzakelijk dat men tussen de lijn en de netversterker een netwerk aanbrengt, waardoor het oplopen van de demping in de buurt van de grensfrequentie wordt gecorrigeerd. Men noemt dit egalisatie.

Uit het vorenstaande volgt dat men tweedraadsversterkers moet combineren met een egalisatienetwerk en een afsnijfilter voor de hoge frequenties.

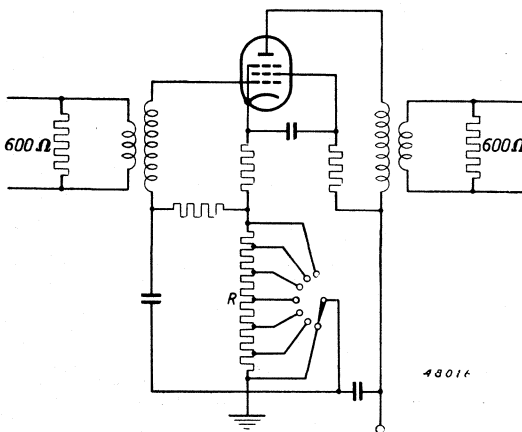


Fig. 412
Principeschema van vierdraadsversterker met pethode en tegenkoppeling van Philips (volgens Six en Mulders, litter. XIV § 4, 5).

Een vierdraadsversterker heeft deze bijzondere middelen niet nodig. Een bijzondere eis die men ten slotte aan telefonieversterkers moet stellen, in verband met het grote aantal in cascade geschakelde versterkers, is de constantheid van de versterking. Het beste middel om aan deze eis te voldoen, vindt men in het toepassen van tegenkoppeling.

Fig. 412 is het schema van een vierdraadsver-

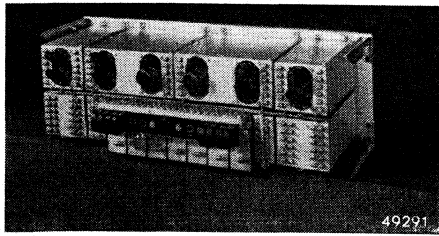


Fig. 413

Een moderne tweedraadsversterker van Philips.

weerstanden van 600Ω , overeenkomende met de golfweerstand van de lijn.

Fig. 413 is een foto van een moderne tweedraadsversterker van Philips. Deze versterker werkt met een penthode type nr.18040 van Philips met tegenkoppeling. De maximumversterking bedraagt 20 dB. De versterking is regelbaar in 3 trappen van ca. 5 dB en 6 trappen van ca. 1 dB. De egalisatie is instelbaar, evenals het afsnijfilter; de afsnijfrequenties liggen bij 2250, 2450 of 2650 Hz, passende bij grensfrequenties van resp. 2700, 2900 en 3200 Hz. De vervorming is kleiner dan 2%. Bij deze moderne lijnversterker zijn de elektrische onderdelen in gestandaardiseerde metalen dozen ondergebracht.

Fig. 414 ten slotte is een foto van enige lijnversterkerrekken.

§ 5. Versterkingsinstallaties in grote gebouwen

De richtlijnen waarvan men moet uitgaan voor het ontwerpen van versterkingsinstallaties in grote gebouwen, zijn in de hoofdstukken X en XI uitvoerig beschreven. Wij kunnen ons dan ook in deze paragraaf beperken tot enkele opmerkingen die verband houden met de praktische uitvoering in verschillende gevallen.

Wat het bepalen van het vereiste acoustische vermogen in een bepaald geval betreft, zij opgemerkt dat het zeer moeilijk is voor de practijk bruikbare getallen vast te stellen.

sterker met penthode en tegenkoppeling.

De tegengekoppelde spanning wordt bij deze schakeling afgenomen van de weerstand R . Daar R regelbaar is, is dus ook de versterking regelbaar. Ten einde een goede aanpassing aan de lijn te verkrijgen, zijn de ingangs- en uitgangstransformator afgesloten met

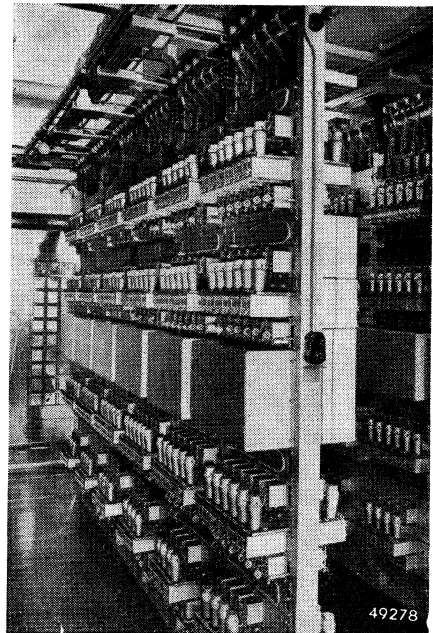


Foto 414

Foto van een aantal lijnversterkerrekken.

De ervaring die in de praktijk is opgedaan, moet de doorslag geven. Enig inzicht in het probleem verkrijgt men uit de volgende opmerkingen.

De grootte van in de praktijk voorkomende storende bijgeluiden vindt men in fig. 307. Op blz. 366 is vermeld dat voor een goede verstaanbaarheid het geluidsniveau ca. 10 dB boven het storingsniveau moet liggen. Daaraan kunnen de volgende praktische gegevens worden toegevoegd: wordt muziek alleen als achtergrond gegeven, dan is het voldoende dat het geluidsniveau 2—5 dB ligt boven het storingsniveau;

moet de muziek alles overstemmen, dan moet het geluidsniveau 10—15 dB boven het storingsniveau liggen.

In besloten ruimten hangt het vereiste acoustische vermogen in belangrijke mate af van de nagalmtijd. Enkele benaderende getallen vindt men in tabel O (blz. 371).

Moderne versterkingsinstallaties bestaan in de regel uit een versterkercentrale, waar de versterkers met sterkteregelaars, filters en meetinstrumenten en de vereiste signaalgevend organen (microfoon, plaat-schijf, ontvangtoestel) zijn opgesteld.

Van de centrale gaan de luidsprekerleidingen, aangepast op 100 V L.F. spanning, door het gebouw. Luidsprekers met 100 V aanpassing (zie 433) kunnen zonder meer parallel op deze leidingen worden geschakeld. Wordt het leidingnet zeer groot, dan verdeelt men de eindversterkers over enige punten in het gebouw (zoals ook bij moderne radio-centrales). Wil men deze eindversterkers niet permanent ingeschakeld houden en is er ter plaatse geen bediening, dan past men afstandsbediening toe, waarvoor verschillende schakelingen zijn uitgedacht.

Ziekenhuizen

De versterkingsinstallatie in een ziekenhuis dient in hoofdzaak om aan de zieken gelegenheid te geven, de radioprogramma's te volgen. Daarenboven kan de installatie worden gebruikt om personeel op te roepen en om van een centraal punt uit, bijv. de directiekamer, aan de zieken bepaalde mededelingen te doen.

Als in het ziekenhuis een kapel aanwezig is, kan men, door middel van een aldaar opgestelde microfoon, alle zieken in de gelegenheid stellen, de godsdienstoefeningen te volgen.

Voor de zieken wordt gebruik gemaakt van hoofdtelefoons of van z.g. kussenluidsprekers. De laatste zijn kleine kristalluidsprekers, die onder het kussen worden gelegd. In personeelvertrekken en op ziekenzalen waar dit geoorloofd is, brengt men Conus luidsprekers aan.

Grote ziekenhuizen hebben in de regel een aantal verschillende paviljoenen.

Men brengt dan in het hoofgebouw een versterkercentrale aan, en plaatst in de verschillende bijgebouwen ondercentrales, die op afstand bediend kunnen worden.

Een dergelijke versterkingsinstallatie is door Philips aangebracht o.a. in het grote ziekenhuiscomplex Bulowka te Praag. Fig. 415 is een foto van de versterkercentrale, voorzien van twee microfoons, een plaatschijf, twee ontvangers, twee contrôleluidsprekers en een bedieningspaneel (in het midden tussen de beide ontvangers). Onder het bedieningspaneel is de Philips standaardversterker type 2842 geplaatst.

Op het bedieningspaneel bevindt zich in het midden een meetinstrument waarop de sterkte van het uitgaande signaal kan worden afgelezen. Onderaan bevinden zich 2×7 knoppen, waarmee de 14 ondercentrales kunnen worden ingeschakeld. Boven in het paneel zijn 5 vensters, elk met 3 nummers, die verlicht worden zodra een ondercentrale is ingeschakeld. Elke ondercentrale heeft een eindversterker met 25 W of 50 W uitgangsvermogen, een contrôleluidspreker met sterkteregelaar en 10 knoppen voor het in- en uitschakelen van de aangesloten luidspreker- en hoofdtelefoongroepen. Bovendien is elke ondercentrale uitgerust met een microfoon met voorversterker, zodat de mogelijkheid bestaat, in een paviljoen de daar gewenste mededelingen uit te zenden.

Fabrieksinstallaties

Het wordt meer en meer gebruikelijk „muziek bij de arbeid” te geven. De ervaring heeft geleerd dat het op bepaalde tijden geven van een muziekprogramma stimulerend op de arbeidsprestatie werkt. Daarnaast kunnen deze installaties worden gebruikt om personen op te roepen en om het personeel toe te spreken. In grote fabrieksruimten waar de acoustiek dikwijls slecht is, maakt men gebruik van een aantal kleine luidsprekers op een klankbord dat tegen de wand of boven het personeel is opgehangen.

Zeer goede resultaten verkrijgt men met „Circophone” luidsprekers. Fig. 416 laat zien hoe deze luidsprekers boven het personeel zijn aangebracht.

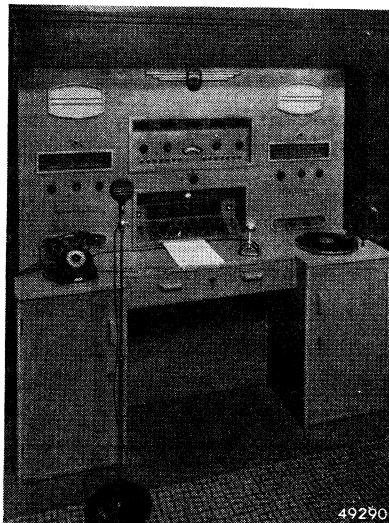


Fig. 415

De versterkercentrale in het ziekenhuis Bulowka te Praag.



Fig. 416

„Muziek bij de arbeid”. De luidsprekers zijn door witte cirkels aangeduid.

Hotels

Ook in moderne grote hotels wordt het aanleggen van geluidsversterkingsinstallaties meer en meer gebruikelijk. Er worden dan luidsprekers aangebracht in de verschillende kamers en in grotere ruimten. Een bijzonderheid is, dat men de luidsprekers gaarne zoveel mogelijk verbergt, bijv. door ze in de wand aan te brengen. Soms maakt men daarbij gebruik van luidsprekers van extra platte vorm (zie 414).

Kerken

In kerken maakt men van versterkingsinstallaties in de eerste plaats gebruik om het gesproken woord tot in alle uithoeken van het gebouw goed verstaanbaar te maken.

Men heeft daarbij te kampen met de moeilijkheid van een soms zeer grote nagalmtijd, met echoverschijnselen en met dode ruimten achter pilaren (zie 372). Het doel kan slechts zelden worden bereikt door het plaatsen van enkele hoornluidsprekers; meestal moet men zijn toevlucht nemen tot het aanbrengen van een groot aantal kleine luidsprekers, die zo goed mogelijk op het publiek gericht moeten zijn. Deze worden achter kleine klankborden, in potten of kleine hoorns aangebracht. Fig. 417 laat zien hoe dit in de Dom te Upsala werd bereikt.

Zeer goede resultaten kan men ook verkrijgen door „Circophone” luidsprekers boven het publiek op te hangen. Deze luidsprekers hebben het voordeel dat zij het geluid alleen naar beneden en niet naar boven richten. Gaat, bij gebruik van andere luidsprekers, ook geluid naar boven, dan wordt dit in de hoge koepel teruggekaatst, hetgeen aan de ver-

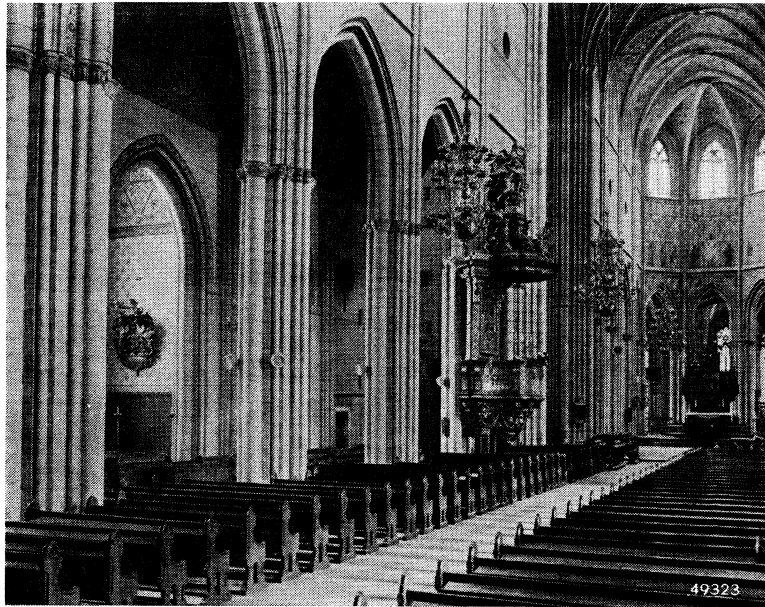


Fig. 417

De Dom te Upsala, uitgerust met luidsprekers.

staanbaarheid afbreuk doet. Door de „Circophone” wordt het geluid bovendien zeer gelijkmatig verbreid.

Op de preekstoel maakt men gaarne gebruik van een kristalmicrofoon, vanwege de kleine afmetingen. Men kan dit alleen doen als de afstand van preekstoel tot versterkercentrale gering is. In de regel is echter deze afstand vrij groot en moet men óf een speciale voorversterker gebruiken óf de kristalmicrofoon vervangen door een koolmicrofoon of electrodynamische microfoon.

Behalve op de preekstoel, brengt men ook wel microfoons aan bij het altaar, het orgel en het koor.

In kerken is het vereiste uitgangsvermogen van de eindversterker gering; in de meeste gevallen blijft het ver beneden 20 watt.

Scholen

In scholen wordt gebruik gemaakt van geluidsversterking voor het weergeven van de schooluitzendingen van de radio-omroep en voor het doen van mededelingen of oproepen van personeel of leerlingen. Voor taallessen maakt men soms gebruik van grammfoonplaten. In de leslokalen plaatst men conusluidsprekers van bijv. 6 watt op klankbord, op de speelplaats soms een conus- of membraanluidspreker in hoorn.

In grote scholen stelt men het soms op prijs, op een centrale plaats het

in de verschillende leslokalen gegeven onderwijs te kunnen volgen. Men brengt dan in de verschillende leslokalen microfoons aan of gebruikt door middel van een voorschakelinrichting de luidsprekers als microfoons. Fig. 418 is een foto van een versterkercentrale voor een school, waarbij het principe van het meeluisteren is toegepast.

§ 6. Stations en treinen

Men plaatst luidsprekers op rangeerterreinen en perrons, in de wachtkamers, de stationshall, soms ook op het plein vóór het station. De installatie wordt in de regel uitsluitend gebruikt voor het doen van mededelingen, hetzij aan het publiek, hetzij aan het personeel. Voor de geluidsversterking buiten gebruikt men hoornluidsprekers en daar men alleen met spraakweergave te doen heeft, kan men volstaan met membraanluidsprekers. Onder stationoverkappingen heeft men dikwijls te doen met een lange nagalmtijd. Goede verstaanbaarheid kan dan toch worden bereikt door de lage tonen af te snijden (zie 372) hetgeen trouwens bij membraanluidsprekers uit de aard

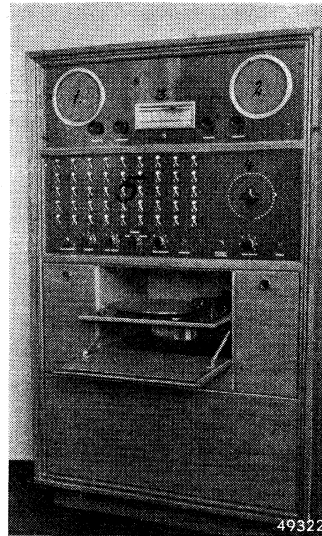


Fig. 418

Een versterkercentrale van een school.

- 1 = contrôléluidspreker
- 2 = meeluisterluidspreker
- 3 = ontvangtoestel
- 4 = kiezers voor de microfoons in de leslokalen
- 5 = luidsprekerschakelaar en contrôlélampjes.

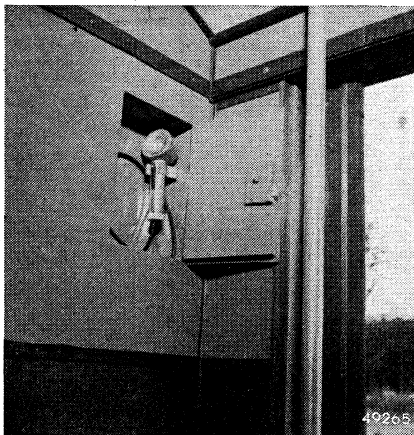


Fig. 419

Koolmicrofoon met handvat voor treinen; de microfoon kan in een kastje worden opgeborgen.

der zaak reeds geboden is. Op perrons maakt men wel gebruik van twee hoorns die met de gesloten einden tegen elkaar worden geplaatst, zodat het geluid naar twee zijden wordt uitgestraald en een lang perron kan worden bediend. Als de perrons dicht naast elkaar liggen, moet men er op letten dat de mededelingen, bedoeld voor één perron, niet ook op het daarnaast gelegen perron worden verstaan. De microfoons moeten van een robuust type zijn; men kiest gewoonlijk een koolmicrofoon of een electrodyname microfoon.

Ook in treinen gebruikt men tegen-

woordig wel geluidsversterking. Soms beperkt men zich daarbij tot het doen van mededelingen aan de reizigers, die op de reis zelf, of ook wel op het landschap waar men doorreist, betrekking hebben. In andere gevallen geeft men ook radio- en grammofoonprogramma's. Daar de microfoon door niet geschoold personeel gebruikt wordt, kiest men een robuust type; een koolmicrofoon in speciaal handvat, zoals in fig. 419 weergegeven, voldoet goed voor dit doel.

Eenzelfde koolmicrofoon in praktisch gebruik ziet men in fig. 420.

In elke coupé brengt men een luidspreker, meestal in speciaal ontworpen kastjes aan. In grote compartimenten plaatst men een aantal luidsprekers (zie fig. 421). Een vermogen van 6 watt is voor deze luidsprekers ruimschoots voldoende. Men maakt gewoonlijk de geluidsterkte ter plaatse regelbaar; de sterkteregelaars zijn dan zó gemaakt dat men de luidsprekers ook geheel kan uitschakelen.

De versterkers voedt men uit een of meer omvormers die bijv. door de wagenbatterij worden aangedreven.

Fig. 422 is een schema van een complete treininstallatie.

§ 7. Schepen

Op grote passagiersschepen brengt men geluidinstallaties aan die in beginsel overeenkomen met geluidinstallaties in grote hotels. Een dergelijke installatie is indertijd door Philips aangebracht op de „Normandië” (zie litteratuur). Voor het omroepen op de dekken werden hoornluidsprekers gebruikt; deze moeten van bijzonder robuuste en waterdichte constructie zijn.



Fig. 420
De microfoon van fig. 419 in gebruik.

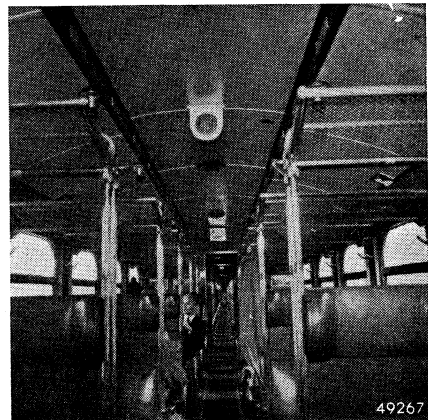


Fig. 421
Luidsprekers in een treincompartiment.

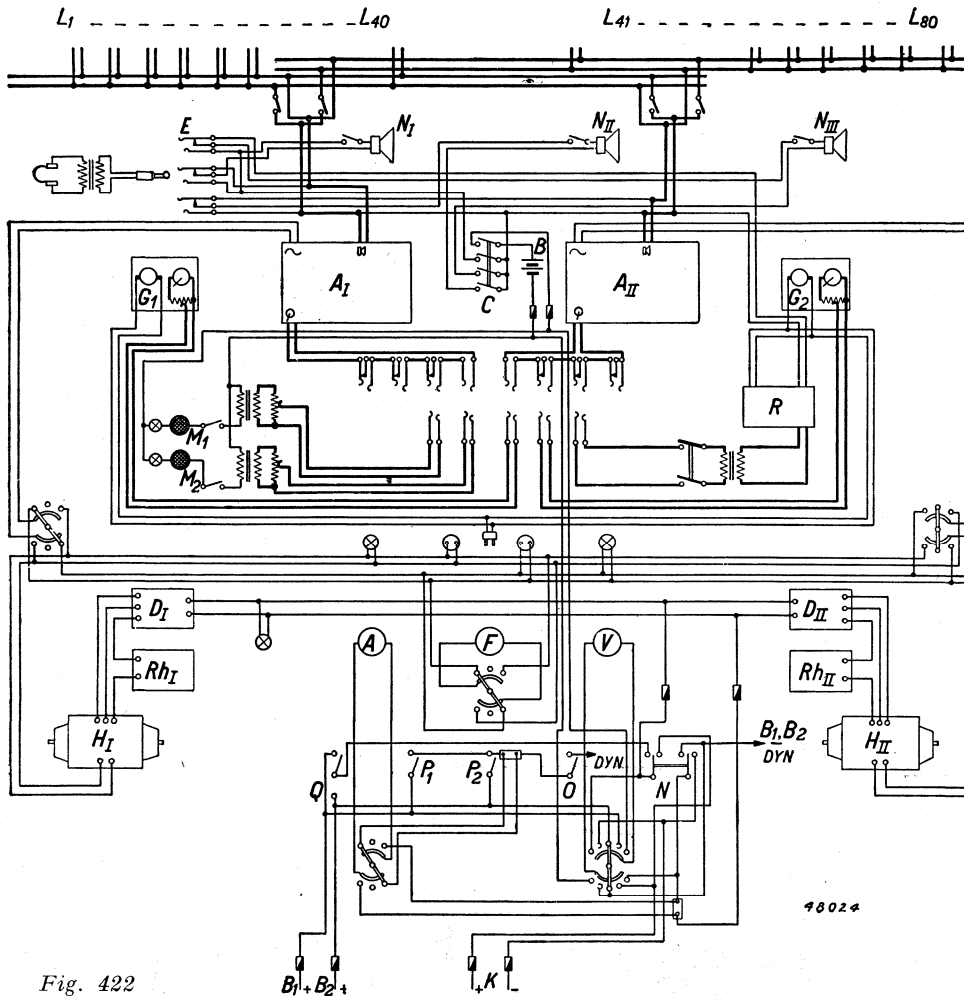


Fig. 422

Schema van een complete treininstallatie

- A_I, A_{II} versterkers
- B microfoonbatterij
- B_1, B_2 wagenbatterijen
- C schakelaar voor microfoonbatterij en contrôleluidsprekers
- D_I, D_{II} aanlooschakelaars
- E klinken voor het vervangen van een contrôleluidspreker door een hoofdtelefoon
- F frequentiemeter
- G_1, G_2 grammofoonmotoren
- H_I, H_{II} omvormers
- K hulpbatterij
- $L_1 + L_{80}$ luidsprekers in de wagenafdelingen
- M_1, M_2 microfoons
- N schakelaar voor het overschakelen van B_1, B_2 op hulpbatterij K
- N_I, N_{II}, N_{III} contrôleluidsprekers
- O regelschakelaar voor de dynamo
- P_1, P_2 schakelaars; laden van B_1 of van B_2
- N schakelaar; voeden van B_1 of van B_2
- Rh_I, Rh_{II} weerstanden.

Op kleinere passagiersschepen, vrachtschepen en oorlogsschepen brengt men geluidsinstallaties aan voor het geven van commando's. Komen luidsprekers in de nabijheid van vuurmonden te staan, dan moet men ze zó plaatsen, dat bij het afvuren de conus niet beschadigd wordt. Voor commandoposten op schepen moeten de microfoons robuust en waterdicht zijn. Ook stelt men wel bijzondere eisen aan de robuustheid van de versterkers; buizen moeten in vele gevallen door speciale verende steunen tegen lostrillen of -schokken geborgd worden. Fig. 423 laat de commando-installatie van de Zweedse ijsbreker „Atle” zien.

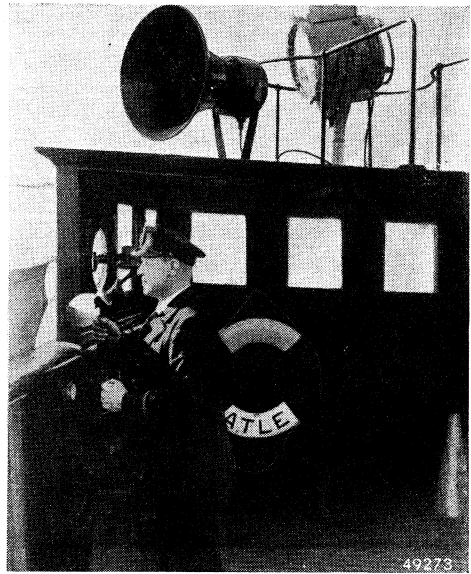


Fig. 423
Commando-installatie op een ijsbreker.

§ 8. Sportterreinen en zwembassins

Op sportterreinen gebruikt men versterkingsinstallaties voor het geven van muziek en het spelen van volksliederen vóór en na de sportdemonstraties en gedurende de pauzes. Voorts voor het doen van mededelingen aan het publiek, het oproepen van personen, het waarschuwen van spelers en ten slotte voor het geven van bepaalde commando's die bij de sportbeoefening nodig zijn, bijv. voor het geven van het „start”-commando.

In de versterkercentrale vindt men, behalve de versterkers en de nodige schakelinrichtingen, een microfoon, een of meer draaitafels en ontvangtoestellen. Voor het geven van commando's bij sport-



Fig. 424
Sonorisatie van tribunes bij een motorrace in Zweden.

demonstraties plaatst men een microfoon op de tribune. Een kristal-microfoon in handvat met afzonderlijke voorversterker kan daarvoor zeer goed worden gebruikt.

Voor de verdeling van het geluid komen hoornluidsprekers of „Circophone” luidsprekers in aanmerking. De eerste moeten op oordeelkundige wijze op het publiek worden gericht, zó dat allen bereikt worden en bovendien zodanig dat echo's worden vermeden (zie 368). Fig. 424 geeft van deze oplossing een voorbeeld.

Met hoornluidsprekers bereikt men uit de aard der zaak nooit een volkomen gelijkmatige verdeling van het geluid. Een betere, hoewel meer kostbare oplossing heeft men in het gebruik van „Circophone”-luidsprekers. Als men deze op afstanden van 14 tot 20 meter aanbrengt, kan men rekenen op een zeer goede gelijkmatige verdeling van het geluid. Deze luidsprekers zijn bijv. gebruikt op het Philips' sportterrein te Eindhoven. Het terrein is groot 80 m × 130 m. Rond het sportveld zijn 36 „Circophone” luidsprekers met 6 watt electrodynamische conusluidsprekers aangebracht.

Het schema van de complete versterkingsinstallatie vindt men in fig. 425. In de versterkercentrale bevindt zich een rek met de eindversterkers type 2850 met bijbehorend plaatsspanningstoestel type 3015 en een voorversterker.

De toestellen 2850 en 3015 zijn beschreven in hfdst. XV § 5. Verder zijn in de centrale een microfoon, een draaitafel met grammofoonopnemer en een contróléluidspreker opgesteld. In de normale toestand bevindt het relais zich in de getekende toestand, zodat men vanuit de centrale muziek kan geven of mededelingen aan het publiek kan uitzenden.

Op de tribune is een kristalmicrofoon met voorversterker opgesteld.

Deze microfoon wordt bij sportdemonstraties gebruikt. Door middel van de schakelknop kan men de tribunemicrofoon inschakelen, waarbij gelijktijdig de microfoon en grammofoonopnemer in de centrale worden uitgeschakeld. Deze manipulatie wordt in de centrale door een signaal-lamp kenbaar gemaakt.

In sommige gevallen bereiken de geluidsinstallaties van sportterreinen een zeer

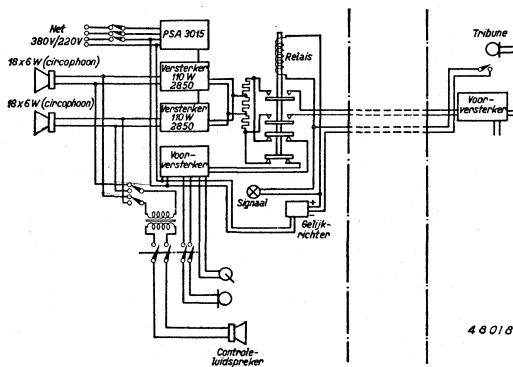


Fig. 425

Blokschema van de geluidsversterkingsinstallatie op het Philips' sportterrein te Eindhoven.

grote omvang. Een interessant voorbeeld daarvan is de installatie voor de „Roosevelt Raceway for the Vanderbilt Cup Motor Races”. Het te bestrijken oppervlak is een vierkante mijl, de tribunes zijn tezamen enkele mijlen lang. Er is plaats voor 100 000 personen en gelegenheid voor het parkeren van 50 000 wagens.

De installatie die werd tot stand gebracht door samenwerking van Bell Telephone en Western Electric, beschikt over 20 versterkers met een uitgangsvermogen van 1 kW. De luidsprekers waren opgesteld op een centrale plaats en wel op een mast met een hoogte van 100 voet. Boven in deze mast waren 20 grote hoornluidsprekers aangebracht, elk voor 0,5 kW acoustisch vermogen bij een rendement van 50%. Deze luidsprekers richtten het geluid op ca. een halve mijl afstand. Voor dichterbij gelegen terreinen bevinden zich op een hoogte van 20 voet nog 12 hoornluidsprekers met een acoustisch vermogen van 100 watt.

Bijzondere moeilijkheden doen zich voor bij het sonoriseren van gesloten *zwembassins*. De acoustiek van deze gebouwen is zeer slecht, de nagalm-tijd groot. Voor een verstaanbare reproductie is het in die gevallen noodzakelijk, de lage tonen tot ca. 800 Hz rigoreus af te snijden en gebruik te maken van een groot aantal gerichte luidsprekers. Een voorbeeld van een dergelijke installatie ziet men in fig. 426, die de geluidsinstallatie voorstelt in een zwembassin te Wembley, dat tevens als ijsstadion dienstdoet. De eis is hier gesteld dat goede muziekweergave mogelijk is op de tribunes en op de ijsvloer en het gesproken woord goed verstaanbaar is op alle tribunes. Om dit te bereiken, zijn ter weerszijden van het bassin drie klankborden, elk met vijf luidsprekers van 6 watt, aangebracht.

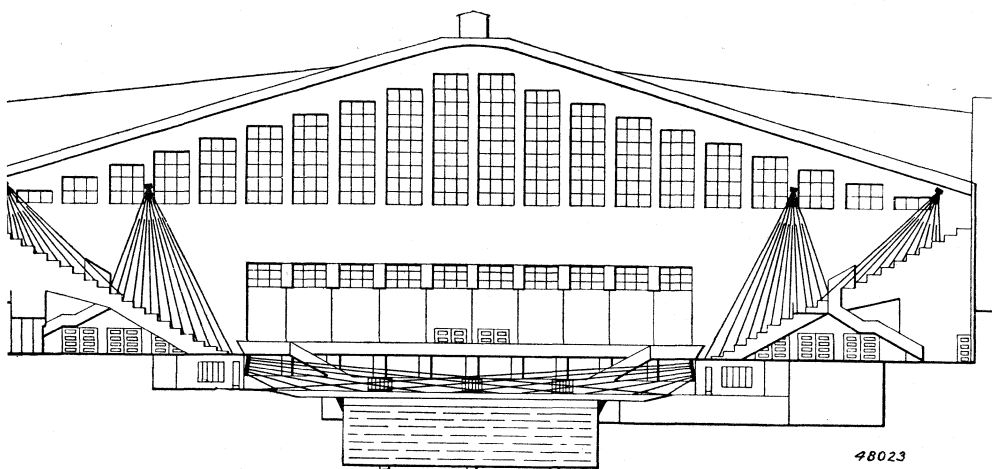


Fig. 426

Dwarsdoorsnede van het gebouw van een zwembassin. De luidsprekers met conussen van de geluidsstraling zijn schematisch weergegeven.

Voor het bestrijken van de tribunes zijn boven het publiek aan elke lange zijde twee rijen van dertien 6 watt-hoornluidsprekers opgehangen.

§ 9. Grote volksmenigten

Er doen zich hierbij principieel geen andere problemen voor dan bij het sonoriseren van grote sportterreinen. Wil men het geluid zeer gelijkmatig verdelen, dan moet men zijn toevlucht nemen tot het aanbrengen van een groot aantal luidsprekers die het geluid naar alle zijden uitstralen, bijv. „Circophone” luidsprekers. Zulk een installatie is vrij kostbaar en bovendien zijn geluidsversterkingsinstallaties voor grote volksmenigten dikwijls slechts tijdelijk.

De installatie moet dus eenvoudig zijn en men kan dan beter genoegen nemen met het ophangen van hoornluidsprekers aan bestaande of speciaal daartoe opgerichte masten.

Wordt de installatie alleen voor spraakversterking gebruikt, dan kan men membraanhoornluidsprekers gebruiken. Daar de microfoons buiten worden opgesteld, moet men drukgradiëntmicrofoons gebruiken. Ook is het van belang dat het gebruikte materiaal zo robust mogelijk is.

§ 10. Tentoonstellingen

Geluidsinstallaties voor grote tentoonstellingen hebben soms een grote uitgebreidheid en omvang. Men krijgt daarbij met vrijwel alle in de desbetreffende paragrafen reeds behandelde problemen van de geluidsversterking in de buitenlucht en in besloten ruimten, kleine zowel als grote, te doen.

Bij wijze van voorbeeld zij vermeld dat de installatie voor de wereldtentoonstelling te New-York als volgt was samengesteld: een studio voor het opnemen van muziekkuitvoeringen, een studio voor het opnemen van interviews, een versterkercentrale voor zes programma's met distributie naar 23 verschillende gebouwen en open terreinen waar het geluid werd verspreid.

§ 11. Luidsprekerauto's

In de eenvoudigste vorm bestaan geluidsversterkingsinstallaties voor auto's uit een microfoon, een versterker en een of meer luidsprekers. Dergelijke installaties worden gebruikt voor commando's, bijv. voor politiewagens en voor reclaimedoeleinden. Fig. 427 is een foto van een politiewagen met commando-installatie.

Als microfoon gebruikt men gewoonlijk een koolmicrofoon die rechtstreeks door de wagenaccu kan worden gevoed. De kwaliteit van dit type microfoons kan voor dit doel ruimschoots voldoende zijn. Men bespreekt de microfoon van dichtbij door een op de microfoon aangebrachte

trechter (zie XI § 7 en fig. 324), zodat van het omgevingsgeruis geen hinder wordt ondervonden. In de laatste tijd gaat men meer en meer over tot het gebruik van electro-dynamische microfoons.

Voor de luidsprekers gebruikt men bij voorkeur hoornluidsprekers. Dient de installatie alleen voor spraakweergave, dan kan men zeer goed membraanluidsprekers gebruiken, waarbij men echter maatregelen moet nemen dat de lage tonen tot ca. 300 Hz worden afgesneden (zie 346).

Voor reclamedoeleinden en derg. wordt, behalve spraakweergave, dikwijls ook muziekweergave verlangd. De installatie moet dan ook een draaitafel met grammofoonopnemer bevatten; de grammofoonmotor wordt

voor 6 of 12 V uitgevoerd, zodat directe voeding uit de wagenaccu mogelijk is. Bij de constructie van de versterker is het van groot belang dat een zo groot mogelijk uitgangsvermogen wordt bereikt bij een zo gering mogelijk stroomverbruik uit de wagenaccu (6 of 12 V). Men voedt de gloeidraden van de versterkbuizen rechtstreeks uit de wagenaccu met zo weinig mogelijk gebruik

van voorgeschakelde weerstanden. De eindbuizen worden in balans met B-instelling geschakeld, waardoor een hoog rendement in de anodekringen wordt bereikt (zie 177). Voor het verhogen van de accuspanning tot de vereiste anodespanning maakt men gebruik van trillermvormers bij kleine uitgangsvermogens (zie IX § 12) of van roterende omvormers (zie IX § 13). Men moet er zorg voor dragen dat deze onderdelen goed ontstoord zijn (zie fig. 300). Een voorbeeld van een complete versterker vindt men in het schema van fig. 428.

Over dit schema (van de Philips' Voxmobileversterker type 2830) valt het volgende op te merken.

De accuspanning van 6,2 V is zeer goed ontstoord door een cascade-schakeling van smoorspoelen en electrolytische condensatoren, vooral deze wordt toegevoerd aan de koolmicrofoon.

De grammofoonmotor is ontstoord door een drietal condensatoren. De ingang van de versterker is symmetrisch, zodat als voorversterkbuizen twee in balans geschakelde penthodes kunnen dienen. Hierdoor wordt een L.F. transformator tussen de voortrap en de in balans geschakelde

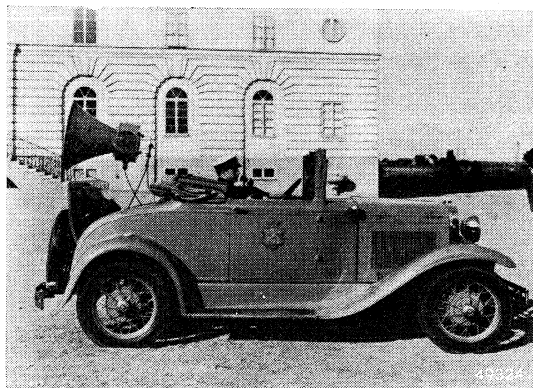


Fig. 427

Een politiewagen met luidsprekerinstallatie.

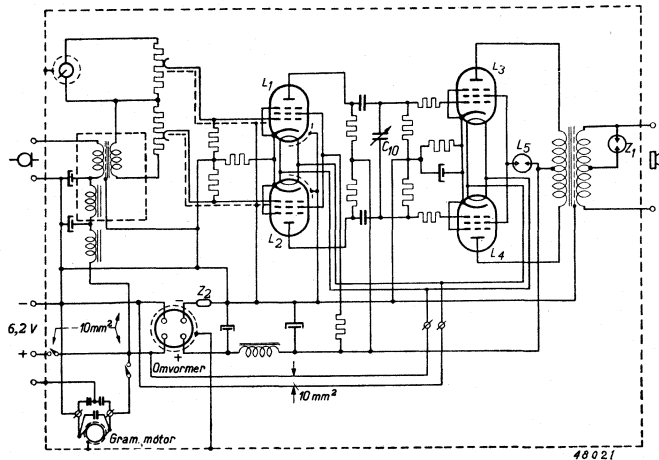


Fig. 428

Schakelschema van een complete versterker voor luidsprekerwagens.

$L_1 = L_2 = \text{EF6}$, $L_3 = L_4 = 4689$, $L_5 = \text{spanningsstabiliseerbuis } 4687$, $Z_1 = \text{edelgaspatroon } 4378$, $Z_2 = \text{veiligheid}$.

eindpentoden uitgespaard (zie 151). De eindbuizen hebben automatisch negatieve roosterspanning. De kathodeweerstand is zo groot gekozen dat de buizen bij toenemende belasting van A-instelling naar B-instelling gaan, zodat bij volle belasting een goed rendement wordt verkregen. De beide eindbuizen met een maximaal toelaatbare anodedissipatie van elk 18 watt, geven bij volle belasting een uitgangsvermogen van 25 watt bij 7% vervorming af.

Bij de installatie van luidsprekerwagens is het van belang dat de kabel met aansluitklemmen, die de wagenaccu met de versterkingsinstallatie verbindt, een voldoende lage weerstand heeft om de vrij grote stroom met slechts gering spanningsverlies te kunnen leiden. De kabel moet dus een voldoende grote koperdoorsnede hebben en de kabelschoenen en -klemmen moeten aan beide zijden van zeer goede en robuuste constructie zijn, zodat de overgangsweerstanden uiterst gering zijn.

Om storingen door de ontsteking van de wagenmotor te vermijden, moet men de L.F. leidingen, vooral de ingangsledingen, kort houden en goed afschermen. Men plaatst met voordeel alle onderdelen zo dicht mogelijk bij elkaar, zoals dit bijv. bij Philips' combinatie 2830 is gedaan.

Als men de geluidsinstallatie door de wagenaccu wil voeden, dan is men, gelijk van zelf spreekt, gebonden aan de grootte van het uitgangsvermogen van de versterker. Een uitgangsvermogen van 25 watt zoals bij de versterker 2830, moet dan wel als het maximaal bereikbare worden gezien. Wenst men een nog groter uitgangsvermogen, dan moet men een

speciale dynamo voor het voeden van de geluidsinstallatie aanbrengen. Deze dynamo kan door de wagenas worden aangedreven. Doordat de voedingsleidingen langer worden, heeft men in die gevallen weleens meer last van storingen door de ontsteking van de wagenmotor. Kan men deze storingen niet opheffen door de reeds genoemde middelen, dan kan het aanbrengen van weerstanden in de bougieleidingen uitkomst brengen.

§ 12. Studio's

Men onderscheidt studio's voor zenders en filmstudio's. Het ontwerp en de installatie van deze studio's vormt een techniek op zichzelf en het valt buiten het kader van dit boek, daarop in extenso in te gaan. De constructie van de studioruimte wordt voornamelijk door acoustische overwegingen bepaald.

De machines voor het registreren van het geluid op films hebben een geperfectioneerde mechanische constructie, waarop wij hier niet nader kunnen ingaan. Eenvoudige opnamemachines worden ook gebruikt in zenderstudio's voor het registreren op grammofonplaten. Dergelijke opnametoestellen worden ook in de handel gebracht voor het registreren door leken (zie literatuuroopgaaf).

Over de snijders die bij deze opnametoestellen worden gebruikt, vindt men het een en ander in hfdst. XI § 7.

De samenstelling van de L.F. installatie van een studio hangt af van de omstandigheden en is van geval tot geval verschillend. Toch zijn er wel enkele algemene opmerkingen te maken.

Zowel in electrisch opzicht als wat de mechanische constructie betreft, stelt men hoge eisen aan de studio-apparatuur. De frequentiearakteristiek is recht van 30 : 15 000 Hz met een toelaatbare afwijking van ± 1 dB. De vervormingsfactor bij maximumuitgangsvermogen houdt men beneden 1% bij alle voorkomende frequenties, en de storingen houdt men zo laag mogelijk, zo mogelijk 70 dB beneden het maximumuitgangsvermogen.

De constructie van de apparaten moet stabiel zijn, zodat defecten slechts uiterst zelden optreden. Voorts moet de constructie zó zijn dat een snelle en gemakkelijke service mogelijk is (zie 470).

In de regel bevat een studio-installatie enige microfoons en enkele draai-tafels. De sterkte van de verschillende ingangskanalen moet regelbaar zijn, de verschillende ingangssignalen moeten met elkaar gemengd kunnen worden en de sterkte van het totaal moet opnieuw kunnen worden geregeld. De potentiometers die voor de regeling worden gebruikt, moeten aan de hoogste eisen van storingsvrijheid en robustheid voldoen (zie VII § 6).

De gemiddelde spanning van het signaal moet op gemakkelijk aflees-

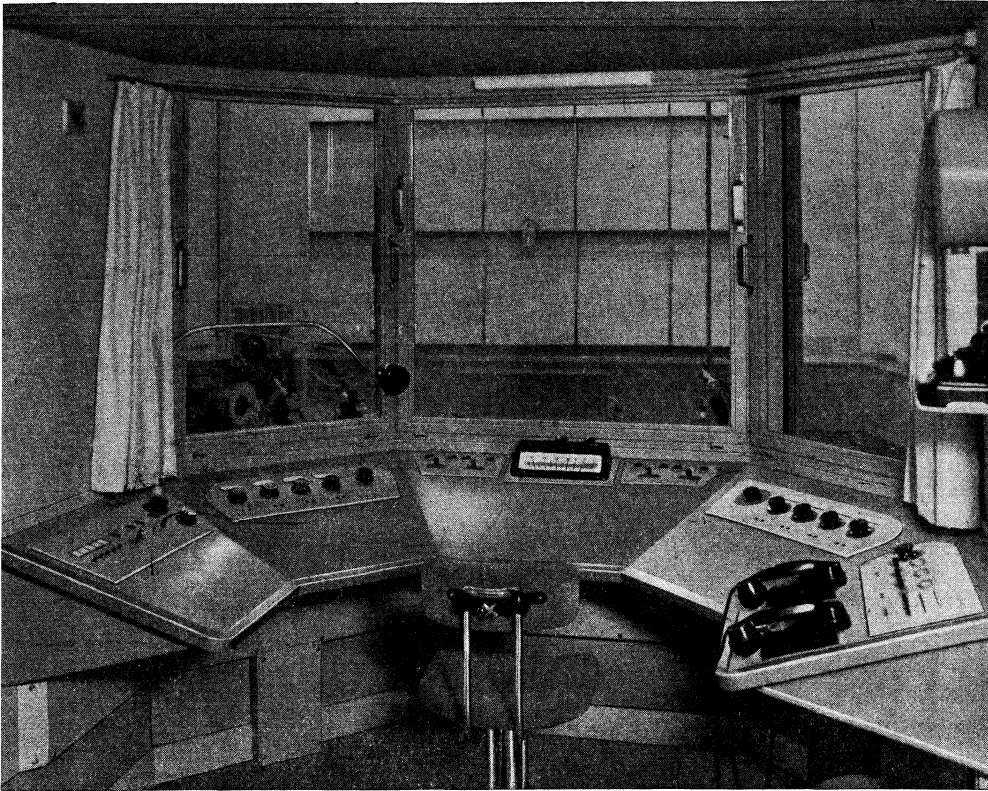


Fig. 429

Regeltafel voor de grote concertzaal in de nieuwe AVRO-studio te Hilversum. Doordat alle bij de regeling niet rechtstreeks nodige hulpinrichtingen elders zijn ondergebracht (in de ruimte van de Technische Dienst) kon de tafel zo worden ingericht dat een onbelemmerd uitzicht op de zaal mogelijk is. Op de vijf hellende panelen ziet men, van links naar rechts: 1) Sleutels en signaallampen voor verbindingen met het oude studiogebouw, een schakelaar en regelaar om de meeluisterluidspreker (rechts boven) op verschillende studio's te kunnen aansluiten, een microfoon om commando's naar de studio te kunnen doorgeven, en een stel knoppen waarmee na het begin van de uitzending nog aanwijzingen op een lichttableau aan de dirigent kunnen worden gegeven. 2) Een groep van vier microfoonregelaars voor het mengen van vier microfoonbijdragen, en een hoofdregelaar voor het regelen van het geheel. 3) Sleutels en signaallampen voor de signalering in de beide studio's en de bijbehorende omroepcellen, en het aanwijsinstrument van de modulatiemeter waarmee de piekspanningen in het programma worden gecontroleerd. 4) Wederom vier microfoonregelaars en een hoofdregelaar. 5) Telefoon toestellen, sleutels voor programmabijdragen van buiten het studiogebouw, bijv. voor het bijmengen van achtergrondgeluiden (z.g. decor dat niet o.a. uit een aparte studio van het oude studiogebouw kan worden geleverd), alsmede sleutels en knoppen voor signalering naar de tweede regeltafel.

bare instrumenten kunnen worden vastgesteld; in sommige gevallen wenst men ook de piekspanningen te controleren.

Daar de microfoonleidingen dikwijls lang worden, is het gewenst microfoonvoorversterkers te gebruiken.

Verder heeft men een lijnversterker nodig om het verkregen signaal op lijnniveau te brengen, een of meer eindversterkers voor het voeren van contrôleluidsprekers en scheidingsversterkers om op bepaalde punten aftakkingen te kunnen maken, zonder dat schakelmanipulaties die achter deze scheidingsversterkers nodig zijn, een storende invloed op het programma kunnen uitoefenen. Het verdient aanbeveling deze verschillende versterkers zoveel mogelijk te standaardiseren, ten einde een te grote verscheidenheid van apparaten te vermijden.

Een voorbeeld van een moderne studio-installatie vindt men in de nieuwe omroepstudio van de AVRO te Hilversum. De studio heeft een kleine en een grote concertzaal, elk met een eigen mengtafel en staat in verbinding met de oude omroepstudio waar verschillende hulpmiddelen voor het geven van achtergrondgeruis, een effectenstudio en andere hulpmiddelen zijn aangebracht. De mengtafels plaatst men gaarne zó dat visueel contact tussen de technicus die de mengtafel bedient en de studio, mogelijk is. Fig. 429 toont hoe dit practisch is uitgewerkt.

De bediening van een mengtafel vereist veel ervaring. Het oordeelkundig mengen van de verschillende ingangskanalen en de dynamiekregeling van het verkregen totale signaal, vereisen begrip van de samenstelling van een muziekprogramma.

Solisten en orkest moeten in de juiste sterkte ten opzichte van elkaar tot hun recht komen. De luidste passages worden verzwakt en de zachtste versterkt, maar dit moet zó gebeuren dat de muziekweergave zo min mogelijk wordt geschaad. Om dit alles te bereiken, is het gewenst dat de mengtafeltechnicus ook visueel in verbinding staat met de concertzaal en vooral de dirigent kan gadeslaan. Een vereenvoudigd schema van de installatie van de AVRO-studio te Hilversum vindt men in fig. 430.

Men is er in geslaagd, het aantal typen versterkers tot drie te beperken, nl. een universele versterker, een scheidingsversterker en een eindversterker. De universele versterker wordt voor verschillende doeleinden gebruikt, o.a. voor microfoonvoorversterking, grammofoonvoorversterking en lijnversterking. Deze versterker heeft een versterking van 60 dB die voor alle gebruikswijzen voldoende groot is, en een ingangsimpedantie van 200 ohm. Alle microfoonuitgangen, grammofoonweergeveruitgangen en sterkteregelaars zijn bij deze ingangsimpedantie van 200 ohm aangepast.

Om netstoringen te vermijden, heeft men in andere studio's de verster-

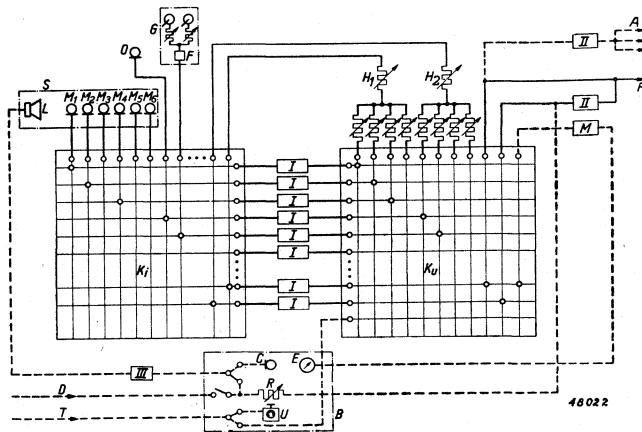


Fig. 430

Overzicht van de electro-acoustische installatie van het nieuwe studiogebouw. K_i ingangskruisbord, K_u uitgangskruisbord, S studio met zes microfoons $M_1—M_6$ en decorluidspreker L (tevens commandoluidspreker); O microfoon in de omroepercel, G grammofoonafel met correctiefilter F , H_1 en H_2 hoofdregelaars, P programma-lijn, A afsluisterlijnen, I universele versterker, II scheidingsversterker, III kracht versterker, M modulatiemeter met aanwijsinstrument E , B bespiedingsruimte met o.a. commandomicrofoon C , regelaar R voor decor dat over lijn D van het oude studiogebouw kan worden geleverd, U telefoontoestel, aangesloten op de telefoon-lijn T , waarover eveneens bijdragen tot het programma kunnen binnenkomen.

kers met een centrale batterij gevoed. Door toepassing van moderne middelen om de netstoringen tegen te gaan (zie vooral hfdst. IX § 8 en XIII § 3) is men er in geslaagd de versterkers direct uit het net te voeden.

§ 13. Geluidsfilminstallaties

De geluidsfilmtechniek staat geheel op zichzelf en hierbij doen zich vele aspecten voor die buiten het kader van dit boek liggen. De lezer die belang stelt in de toestellen voor het voortbewegen van de film, in de installatie voor de verlichting van het doek en voor het belichten van de fotocel, moge verwezen worden naar de uitgebreide vakliteratuur. Bij de L.F. versterking, zoals deze in geluidsfilminstallaties wordt gebruikt, doen zich enkele bijzonderheden voor, waarop wij in het kort de aandacht vestigen.

Bij het overbrengen van de elektrische wisselspanning, die in de fotocel wordt opgewekt door het licht van wisselende sterkte dat door het geluidsspoor van de film valt, moeten bijzondere voorzorgen in acht worden genomen, waarop wij in hfdst. XI § 9 wezen. Aan de storingsvrijheid en het vrij zijn van vervorming van de L.F.versterking, worden hoge eisen gesteld. Men laat op zijn hoogst 2% vervorming bij volle belasting toe; de storingen moeten ten minste 60 dB beneden het maximumuitgangsvermogen liggen. De frequentiekaracteristiek moet binnen ± 1 dB

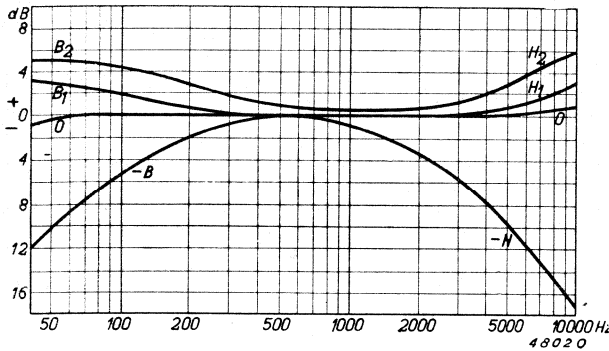


Fig. 431

Frequentiekaracteristieken voor geluidsfilminstallaties. B_1 , en B_2 , H_1 en H_2 ophalen van lage en hoge tonen voor aanpassing aan acoustiek. — B afsnijden van lage tonen voor vermindering van „boem” bij spraak; — H van hoge tonen voor onderdrukking van naaldgeruis bij grammofoonweergave. O — O = normale weergave zonder gebruikmaking van filters.

installaties bijzondere eisen gesteld. Om de weergave te kunnen aanpassen aan de acoustiek van de zaal, moeten zowel de hoge als de lage tonen regelbaar zijn. In fig. 431 zijn frequentiekaracteristieken weergegeven zoals deze in de praktijk voorkomen.

Het moet ook mogelijk zijn om de sterkte zowel van de lage, als van de hoge tonen te verminderen. De lage tonen moeten soms worden verminderd om de z.g. „boem” bij spraakweergave te verminderen en de hoge tonen om het geruis vooral bij een slechte film en bij grammofoonweergave tot een minimum te beperken.

Sommige films worden met het oog op onderdrukking van filmgeruis, opgenomen met een frequentiekaracteristiek waarbij de hoge frequenties sterk bevoorrecht zijn in vergelijking met de lage. Bij de weergave van zulke films moeten dus de lage frequenties extra versterkt worden. Dit geschiedt met een speciaal filter, het „post-equalizing”-

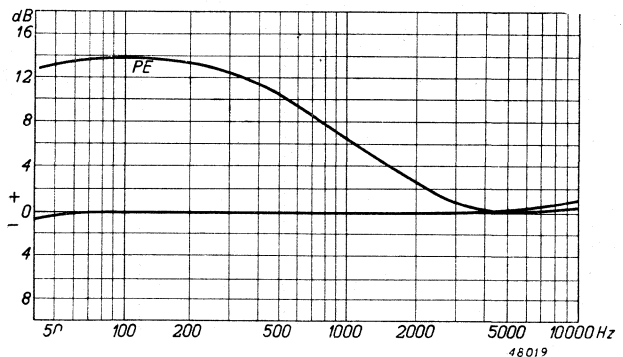


Fig. 432

PE = frequentiekaracteristiek voor „post-equalizing”.

recht zijn van 30 tot 10 000 Hz. De geluidsterkte moet geleidelijk of in gelijke stappen en storingloos geregeld kunnen worden, niet alleen in de cabine, maar dikwijls ook vanuit de zaal. Sterkteregeling, zoals deze bij de CF 50 mogelijk is, door verschuiving van de roostervoorspanning, is hier dus op haar plaats (zie 216).

Aan de regeling van de frequentiekaracteristiek worden in geluidsfilm-

filter. De frequentiekaracteristiek die men daarmee verkrijgt, is in fig. 432 weergegeven.

Zoals in hfdst. XII § 6 reeds werd opgemerkt, worden aan de kwaliteit van de luidsprekerweergave en aan de gelijkmatige distributie over het gehele publiek hoge eisen gesteld. Men maakt tegenwoordig veelal gebruik van gescheiden-tonenweergave met luidsprekers voor hoge en lage tonen van bijzondere constructie (zie XII § 6). Het daarbij vereiste scheidingsfilter werd reeds beschreven (zie 239).

Een geluidsfilminstallatie moet uiterst betrouwbaar zijn. Onderbreking van het programma door storingen in de installatie moet praktisch uitgesloten zijn. Alle onderdelen moeten dus zeer stabiel worden uitgevoerd en een goede en regelmatige controle gedurende het bedrijf moet gemakkelijk mogelijk zijn. Men gaat er in de praktijk dikwijls toe over een belangrijk deel van de installatie dubbel uit te voeren, zodanig dat bij optredende defecten onmiddellijk een reservedeel kan worden ingeschakeld.

Hoe dit praktisch kan worden verwerkelijkt, ziet men uit foto's fig. 433, 434 en 435, die een moderne geluidsfilminstallatie van Philips weergeven. Bij deze installatie zijn zoveel mogelijk alle onderdelen in één kast verenigd, welke kast door haar slanke bouw de gelegenheid biedt haar tussen de twee filmtoestellen te plaatsen.

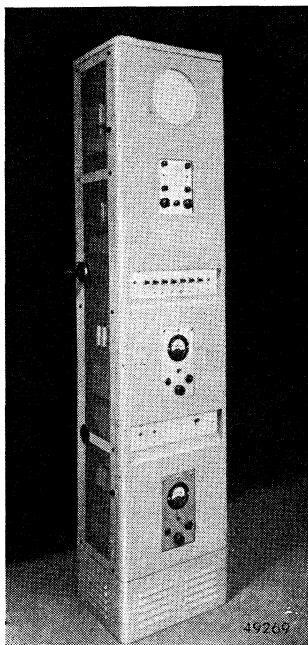


Fig. 433
Geluidsfilminstallatie van Philips, type 2843.

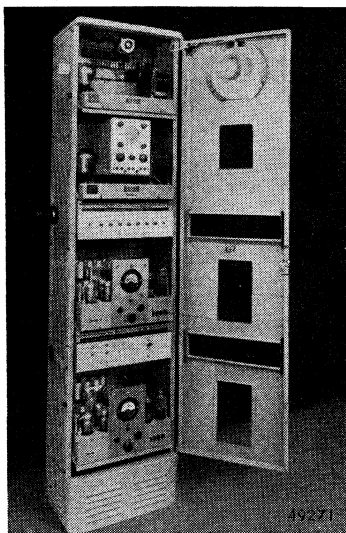


Fig. 434
De installatie van fig. 433 met geopende deur.

In de geopende kast, in fig. 434 voorgesteld, ziet men onderaan een L.F. versterker, daarboven een tweede reserve-L.F. versterker. Onzichtbaar, onder in de voet van het toestel, is het scheidingsfilter voor hoge en lage tonen gemonteerd; bij stereofonische weergave zijn er twee scheidingsfilters. Boven de tweede versterker is het schakelpaneel aangebracht, waarop zich de verschillende sleutels voor het tot stand brengen van omschakelingen en het bedienen van de filters bevinden. Links daarvan ziet men de knop voor het bedienen van de hoofdsterkerregelaar. Deze regeling kan ook van rechts en desgewenst door gebruikmaking van een afzonderlijk bedieningskastje vanuit de zaal worden verkregen. Boven het schakelpaneel

ziet men de voedingsunit voor het voeden van de fotocelverlichtingslamp.

In het vak van deze gelijkrichter is ook nog een electronenstraaloscillograaf geplaatst, waarmee men o.a. de optredende vervorming kan controleren. In het bovenste vak ten slotte is een reserve voedingsunit opge-

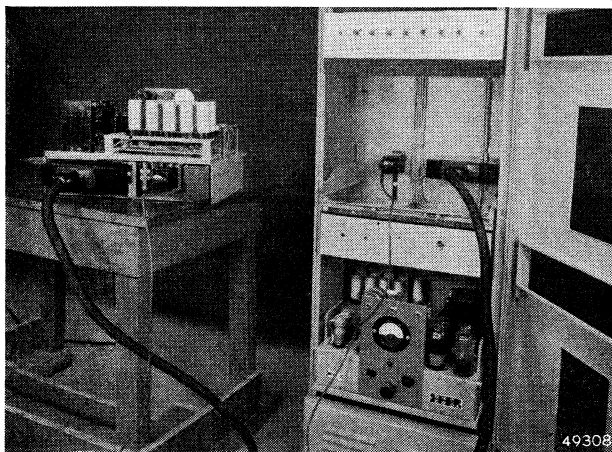


Fig. 435

Een der L.F.versterkers van de installatie wordt onderzocht met behulp van een meetsnoer.

gesteld en in dit vak bevindt zich ook een transformator met aftakkingen en regelknop voor het instellen van de sterkte van de contrôleluidspreker. Deze laatste is tegen de deur van de kast gemonteerd. De beide versterkers en de beide voedingsunits kunnen gemakkelijk in en uit de kast worden gebracht. Zij zijn daartoe voorzien van stekerplaten; de stekers passen in contrastekers die in de kast zijn gemonteerd. In fig. 435 ziet men hoe een gemakkelijke service wordt bevorderd door gebruikmaking van een netsnoer naar een buiten de kast geplaatste versterker die men wil onderzoeken. De versterkers zijn van meters voorzien. Met behulp van een schakelaar met acht standen zijn de volgende metingen mogelijk:

- a. contrôle van de anodestromen der versterkbuizen;
- b. contrôle van de gelijkspanning die de versterkers voedt;
- c. contrôle van de wisselspanning van het net;
- d. meting van de uitgangswisselspanning (hiervoor is de meterschaal in dB gecalibreerd).

De L.F. versterkers worden in twee types voor resp. 20 en 50 watt

uitgangsvermogen geleverd. Bij deze maximumuitgangsvermogens is de vervorming kleiner dan 2% van alle frequenties van 60 tot 4000 Hz. In hoofdtrekken zijn de versterkers als volgt geschakeld. De fotocelspanning wordt toegevoerd aan het rooster van een ingangsbuis, de penthode EF6; deze is door weerstandskoppeling met de volgende versterkbuis EF6 verbonden. Tussen

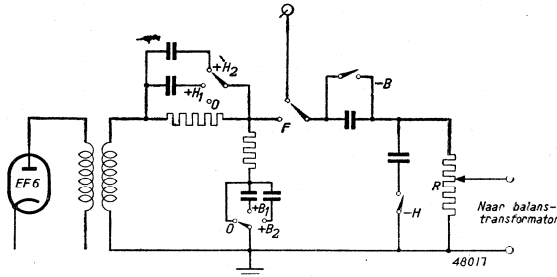


Fig. 436

Tussentrap op een weerstandsniveau van 500 ohm van de L.F.versterkers uit de installatie volgens fig. 434.

De trap bevat de filters voor acoustiekaanpassing (ophalen van hoge en lage frequenties) voor het afsnijden van de lage tonen (spraakcorrecties) en voor het afsnijden van de hoge tonen (vermindering naaldgeruis).

R = stappenpotentiometer van 500 ohm.

deze beide buizen is het „post-equalizing” filter ingeschakeld. Achter de 2e EF6 wordt omlaag getransformeerd op 500 ohm. Dit lage weerstandsniveau is gekozen om op afstand de sterkte te regelen en op gemakkelijke wijze de verschillende filters te kunnen aanbrengen. Op dit 500 ohm-niveau wordt ook de grammofoon aangesloten. Schematisch is de schakeling van filters en hoofdsterkteregelaar in fig. 436 weergegeven. De werking van de schakeling is in samenhang met de filterkarakteristieken van fig. 431 zonder meer duidelijk. Achter het schema van fig. 436 volgt een L.F.transformator, die secundair twee symmetrische wikkelingen heeft voor het voeden van twee penthoden EF6 die door weer-

standen gekoppeld zijn met de eindpenthoden 4699, resp. EL 51. Daarachter bevindt zich de uitgangstransformator die voorzien is van een speciale tegenkoppeling. De tegenkoppeling geschiedt van deze wikkeling terug naar de roosters van de beide voorgeschakelde penthoden EF6.

In de laatste jaren heeft de 35 mm geluidsfilm

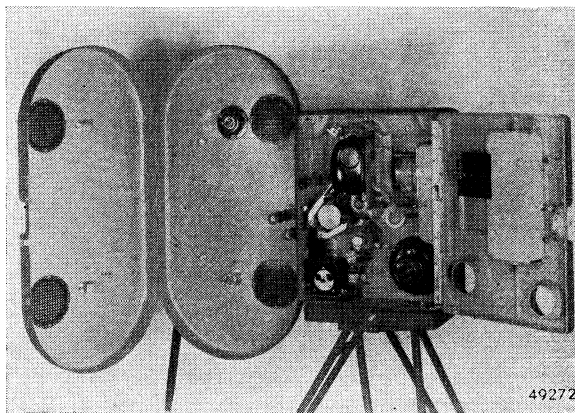


Fig. 437
Draagbare projector van Philips.

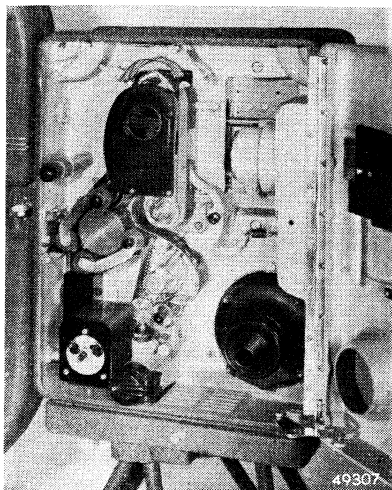


Fig. 438
Het filmtransportmechanisme.

projectorkoffer bedraagt slechts 28 kg. De projectorkoffer bevat, behalve het film-transportmechanisme, de lichtbron van 1000 W met het optische systeem en de toonkop voor de geluidsafasting met een belichtingslampje van 5 V 4 A en een fotocel.

Verder behoren tot de installatie o.a. een 20 watt versterker, een elektrische grammofoon en twee luidsprekers; deze laatste worden boven op het gestel van het projectiescherm gemonteerd. Tot de installatie behoort ten slotte een transformator, om het geheel aan te sluiten op netten van 93 tot 254 volt. De installatie is geschikt voor aansluiting op netten van 40, 50 en 60 Hz en zij kan ook in de tropen worden gebruikt.

§ 14. Stereofonische weergave

Bij het luisteren naar een geluidsbron die niet in het middenloodvlak van het hoofd van de luisteraar is gelegen, worden de beide oren niet gelijktijdig en niet met dezelfde sterkte door het geluid getroffen. Aan deze tijds- en intensiteitsverschillen is in hoofdzaak de richtingsgewaarwording te danken die bij het horen optreedt. De mens is daarom gewend om geluiden met een ruimtevoorstelling te associëren. Zijn verschillende geluiden aanwezig, zoals van de sprekers in een toneelstuk, dan onderscheiden we deze door het richtingshoren en we beschouwen het als vanzelfsprekend dat de acoustische en de visuele waarnemingen met elkaar kloppen. Evenzo worden onze indrukken bij een muziekuitvoering door een groot orkest, mede beïnvloed door het feit dat we het geluid der afzonderlijke instrumenten van verschillende kanten

ook buiten het bioscooptheater ruime toepassing gevonden, onder meer voor hotels, fabrieken, ziekenhuizen, clubs, onderwijsinrichtingen, voor instructie bij het leger, de marine en de luchtmacht en voor voorlichting van het publiek. Voor dit gebruik heeft men behoefte aan een draagbare geluidsfilminstallatie.

Foto's fig. 437 en 438 geven een indruk van zulk een draagbare installatie in moderne uitvoering van Philips.

Het geheel is op stabiele wijze gemonteerd op een opvouwbare driepoot, terwijl achter de filmtrommel nog een extra steun is aangebracht.

Het gewicht van de complete pro-

horen komen en deze dus niet alleen door het timbre, maar ook door hun richting kunnen identificeren.

Bij de gebruikelijke geluidsversterking met één microfoon, één versterkingskanaal en één luidspreker komen deze verschijnselen te vervallen. Bij de geluidswaergave in bijv. de bioscoop, ziet men wel de spreker over het doek bewegen, maar men hoort zijn stem steeds uit dezelfde richting. Wordt een concert door middel van een gebruikelijke versterkingsinstallatie in een andere ruimte waergegeven, dan hoort men alle instrumenten uit één richting. Het plastische van de orkestmuziek gaat daarbij verloren. Een ieder kan dit effect gemakkelijk constateren door bij het direct luisteren naar een orkest, één van beide oren af te sluiten; de waergave verliest dan veel van haar waarde juist door het ontbreken van deze plasticiteit. Wil men het richtingshoren bij de geluidsversterking weer tot zijn recht doen komen, dan moet men overgaan tot de z.g. stereofonische waergave, waarbij men gebruik maakt van twee microfoons, twee versterkingskanalen en twee luidsprekers. Wordt het geluid niet direct versterkt, doch eerst geregistreerd, dan moet ook het registreren 2-voudig worden uitgevoerd. Bij de sprekende film kan men dit vrij gemakkelijk bereiken door op de film naast elkaar twee geluidsstroken vast te leggen. Om de werkelijkheid het meest te benaderen, brengt men de beide microfoons ter weerszijden van een „kunsthoofd” aan, waarvoor een bol met een middellijn van ca. 22 cm dienst kan doen. Bij de luisteraar zou men eigenlijk een hoofdtelefoon moeten aanbrengen, waarbij elk der telefoons het geluid van één der versterkingskanalen waergeeft. In de practijk kan men dit in de regel niet doen en moet men zijn toevlucht nemen tot het plaatsen van twee luidsprekers. De ervaring leert dat ook dan nog het richtingshoren zeer behoorlijk kan worden gehandhaafd (vergelijk de Boer en van Urk, litter. XIV § 14, 1, 2 en 3). Bij de geluidswaergave in bioscopen maakt men tegenwoordig veelal gebruik van de gescheiden-tonenwaergave. De lage-tonen luidspreker geeft daarbij alleen de frequenties beneden ca. 300 Hz weer. Daar deze lage tonen practisch geen richtingseffect hebben, is het overbodig voor stereofonische waergave twee lage-tonen luidsprekers te gebruiken. Men behoeft dus voor een stereofonische waergave in een bioscoop alleen twee luidsprekers voor de hoge tonen aan te brengen en één luidspreker voor de lage; de laatstgenoemde plaatst men achter het doek, de hoge-tonenluidsprekers krijgen ter weerszijden van het doek een plaats. Het is van belang dat de beide versterkingskanalen die men bij de stereofonische waergave gebruikt, niet van kwaliteit verschillen. Anders heeft de toehoorder de neiging, de kwaliteitsverschillen bij de richtingsgewaardwording mede te verwerken; hij hoort het geluid bij voorkeur in de richting van de beste luidspreker.

Opdat de intensiteitsverschillen niet worden vertroebeld, is het voorts gewenst dat de geluidsstraling van de luidsprekers constant is binnen de hoek waaronder de luidspreker het publiek bestrijkt. Buiten deze hoek moeten de luidsprekers liefst zo weinig mogelijk stralen, aangezien deze geluidsbijdragen de toehoorders na een of meer reflecties alsnog bereiken in de vorm van nagalm, waardoor de scherpte van het geluidsbeeld nadelig wordt beïnvloed.

§ 15. Verschillende geluidsversterkingsinstallaties

Installaties voor slechthorenden.

De vroeger gebruikelijke geluidsinstallaties voor slechthorenden, waarbij gebruik werd gemaakt van een hoofdtelefoon en een koolmicrofoon, gevoed uit een in de zak gedragen droge batterij, hebben over het algemeen weinig voldaan. De verhoging van het intensiteitsniveau wordt hierbij nl. verkregen ten koste van de kwaliteit van het gehoorde; opdat de telefoon genoegzaam gevoelig wordt voor de zeer zwakke microfoonstromen, moet gebruik worden gemaakt van resonanties van het trillende membraan, hetgeen betekent dat een belangrijke vervorming ontstaat. Daarom is men in later tijd gebruik gaan maken van versterking, waarmee vele voordelen werden bereikt. Men kan microfoons en telefoons van goede kwaliteit gebruiken, ook al zijn deze minder gevoelig en men kan de frequentiekarakteristiek op eenvoudige wijze door gebruikmaking van filters aanpassen aan het oor van de slechthorende.

Bij de slechthorende is de gevoeligheid van het oor in vergelijking met het normale oor verminderd. Deze vermindering is echter niet voor alle frequenties dezelfde. De versterking moet dus voor die frequenties waarvoor de gevoeligheid van het oor het meest gedaald is, het grootst zijn. Hierbij zij opgemerkt dat de slechthorenden zelf deze aanpassing van de versterker aan de gehoorsafwijking niet altijd appreciëren; soms wordt deze zelfs zeer onaangenaam bevonden. De oorarts zal in vele gevallen moeten uitmaken welke methode van versterking de beste is. Een belangrijke eis bij installaties voor slechthorenden is, dat het geheel licht van gewicht en gering van afmetingen is.

Kristalmicrofoons van uitstekende kwaliteit kunnen in zeer kleine afmetingen worden vervaardigd. De versterkertjes kunnen klein worden gehouden door het gebruik van versterkbuizen van zeer geringe afmetingen, die tegenwoordig door verschillende firma's worden gefabriceerd. De hoofdtelefoons kunnen van het electromagnetische, of electro-dynamische type zijn; ook met kristallen kan een zeer goede weergave worden bereikt. Niet altijd kan men de slechthorende dienen met een hoofdtelefoon die de geluidstrillingen via de lucht op de gehoororganen overbrengt. Bij sommige afwijkingen worden de geluidstrillingen door de

lucht in het geheel niet meer waargenomen en is horen alleen nog maar mogelijk doordat de geluidstrillingen worden overgebracht op het beenderenstelsel van het hoofd.

Voor deze gevallen construeert men beengeleidingstelefoons, die meestal tegen de schedel achter het oor worden aangebracht. Wil men aan een slechthorende ook het richtingshoren mogelijk maken, dan moet men een stereofonische installatie met twee versterkingskanalen te baat nemen (zie § 14).

Electrische megafoons

Het oudste middel om de menselijke stem op grotere afstand verstaanbaar te maken, is de sprektrumpet of megafoon. De werking berust dan hoofdzakelijk op de vergroting van de stralingsweerstand van een geluidsbron als deze in een kleinere ruimtehoek straalt (hoornwerking). Daarbij komt nog voor de hoge frequenties, het richten van het geluid. Wil men het geluid nog verder doen doordringen, dan kan men daartoe met gebruikmaking van microfoon, versterker en luidspreker een draagbaar toestel samenstellen, waaraan men terecht de naam van electrische megafoon kan geven.

Een voorbeeld van een dergelijke geluidsversterkingsinstallatie is Philips' „Portaphone”, type nr. 2831, waarvan fig. 439 een beeld geeft.

De „Portaphone” versterkt de normale spraak met 25 dB resp. 30 dB naargelang de electrische versterking slechts ten dele of in haar geheel wordt gebruikt. Met een gewone megafoon bereikt men een versterking van ca. 10 dB, waardoor de draagwijdte van de stem dus ruim driemaal zo groot wordt. Met behulp van de „Portaphone” wordt de draagwijdte echter 15 resp. 30 maal vergroot. Is er in de omgeving weinig lawaai, dan kan men zich over een afstand van ruim 300 m verstaanbaar maken. De microfoon, een koolmicrofoon, is met de hoornluidspreker tot één geheel verenigd, dat in de hand kan worden gedragen. De luidspreker is een membraanluidspreker, waarvan het gewicht kleiner kan zijn dan van een conusluidspreker. Men moet er zorg voor dragen dat de microfoon en de luidspreker niet te sterk mechanisch en acoustisch gekoppeld zijn, om te vermijden dat de installatie gaat genereren. De volgende middelen zijn in de „Portaphone” aangewend. Ten eerste, de microfoon is verend met het luidsprekerchassis verbonden en zodanig geplaatst dat zo weinig mogelijk geluidstrillingen op de microfoon terugvallen. Voorts, de acoustische koppeling bij lage frequenties wordt voorkomen door de lage tonen af te snijden, hetgeen trouwens voor het bedrijf van de membraanluidspreker toch nodig is (zie 408).

Ten slotte, de tas met versterker en batterij weegt slechts 6,8 kg. De

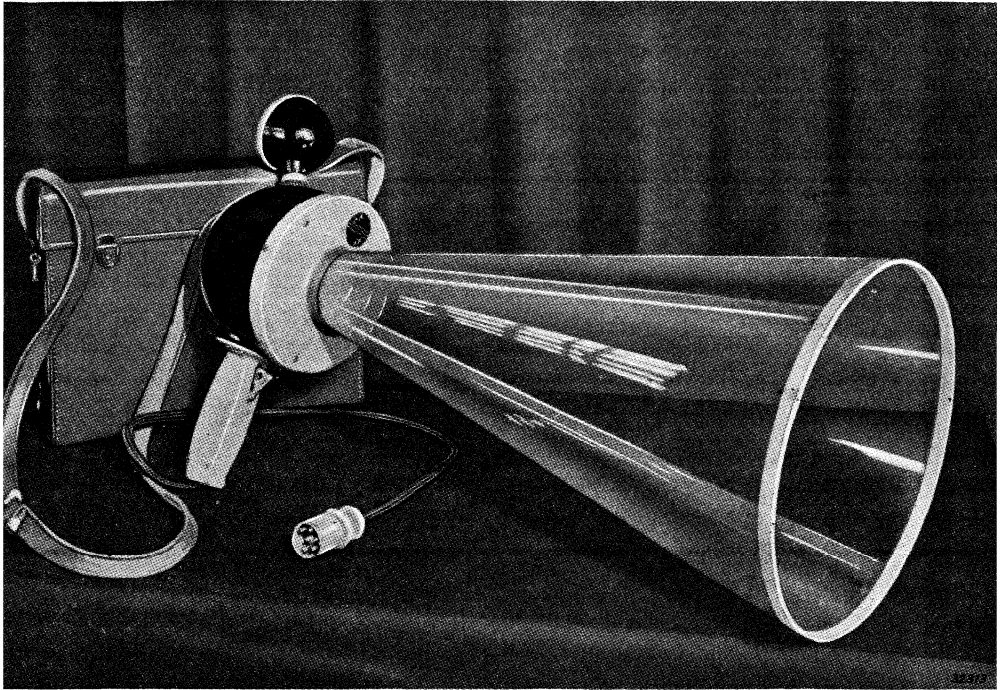


Fig. 439

De „Portaphone” type nr. 2831 van Philips, bestaande uit een microfoon, gemonteerd op een van een handvat voorziene luidspreker met hoorn, benevens een versterker met voedingsbatterijen in een tas die aan een band wordt gedragen (volgens de Boer, litter. XIV § 15, 1).

electrische versterking bedraagt 40 dB; een deel van deze versterking gaat in de microfoon en de luidspreker verloren. Het uitgangsvermogen bedraagt 3 W bij 12,5% vervorming.

Versterkingsinstallaties in kantoren voor over en weer spreken.

In kantoren maakt men wel gebruik van installaties voor over en weer spreken. In de eenvoudigste vorm brengt de installatie verbinding tot stand tussen twee personen die zich in verschillende ruimten bevinden, bijv. een chef en een secretaresse. De microfoon doet hierbij tevens dienst als luidspreker en omgekeerd, waarvoor een schakelinrichting, aanwezig is. In meer gecompliceerde vorm biedt de installatie één persoon gelegenheid andere personen in een aantal andere vertrekken toe te spreken. De laatstgenoemde personen kunnen terugspreken na overschakeling. Deze overschakeling kan soms alleen op de centrale post bewerkt worden; in andere gevallen kunnen de bijposten zelf overschakelen van luisteren op spreken.

Er zijn dus, wat de schakeling betreft, vele mogelijkheden van samen-

stelling der installaties. Wij zullen hierop niet verder ingaan; van principiële betekenis is alleen, dat de luidspreker zodanig geconstrueerd is dat hij ook als microfoon kan worden gebruikt. Met electrodynamische conusluidsprekers kan men dit bereiken.

LITTERATUUR

§ 1

1. Greenlees. The amplification and distribution of sound. London. Chapman and Hall Ltd. (1939).

§ 3

1. Public-address equipment. *Wireless Wld.* **40** (1937) 125—130.

§ 4

1. Bast, G. H. & E. H. Stieltjes. A new feed-back repeater. *Post Office Electr. Engr. J.* **28** (1935/36) 225—231.
2. Düll, H. Neuere niederfrequente Verstärkereinrichtungen T.F.T. **28** (1939) 298—310.
3. Hoffmann. Neuzeitliche Fernsprechverstärker. *Siemens Veröff. Nachr. Techn.* **7** (1937) 697—705; **8** (1938) 153—162.
4. Klein. Über die Verstärker für die Messtechnik. *Messtechn.* **17** (1941) 101—106.
5. Six, Jhr. W. & H. Mulders. Het gebruik van versterkers in de telefoontechniek. *Philips Techn. T.* **2** (1937) 209—215.
6. de Voogt, A. H. A new telephone system in Holland. *Post Office Electr. Engr. J.* **25** (1932/33) 195—197.

§ 5

1. Batcher & Moulic. *Electronic Engineers' Handbook*. New-York (1944) 383. Industrial Sound Systems.
2. Buchwald. Eine neue Hotelbedienungsanlage. *Siemens Techn. Mitt. Fernmelde- u. Nachrichtentechnik* **2** (1938) H. 5 1—13.
3. Cardinell, R. L. Statistical method in determining the effects of music in industry. *J. Acoust. Soc. of Amer.* **15** (1943) 133—137.
4. Decker, H. en M. Ottolinger. Die elektroakustische Anlage im Münchener Künstlerhaus. *Siemens Z.* **19** (1939) 65—70.
5. Hatschek, P. & R. Wiegand. *Niederfrequenz-Verstärker*. Berlin (1933) 123—128. Die Planung einer Verstärkeranlage.
6. Kerr, W. A. Attitudes towards types of industrial music. *J. Acoust. Soc. of Amer.* **15** (1943) 125—131.
7. Thienhaus. Aufbau, Anwendung von Schallübertragungsanlagen Z.V.D. I **81** (1937) 963—966.
8. Voorhoeve, N. A. J. & J. P. Bourdrez. De electro-acoustische installatie in het paleis van de Volkenbond te Genève. *Philips Tech. T.* **3** (1938) 330—338.
9. Sound reinforcement in Westminster Abbey. *Wireless Wld.* **43** (1938) 83—84.

§ 6

1. Reinhard, K. Bahnhofs-Lautsprecheranlagen. *Z. ges. Eisenb. Sich.* **33** (1938) 65—68, 83—87, 94—97, 107—110.

2. Vogel, Fr. O. & K. Rothe. Lautsprecheranlage im Eisenbahnbetrieb. Siemens Z. **17** (1937) 545—550.

§ 7

1. Goldmeyer. Die elektroakustische Übertragungsanlage an Bord des E.S. „Robert Ley“. Funktechn. Vorwärts **9** (1939) 260—262.
2. Halbertsma, N. A. De installatie van geluids distributie aan boord van de „Normandië“. Philips Techn. T. **1** (1936) 22—25.

§ 8

1. Forberger, R. Lautsprecheranlagen für Sportplätze. Funk (1938) H. **14**, 377—380.
2. Addressing the American public. Wireless Wld. **40** (1937) 122—123.

§ 9

1. Emde, H., H. E. Heurich & O. Vierling. Ein Beitrag zum Problem der Grosschallübertragungsanlagen. Z. techn. Physik **18** (1937) 252—255.
2. Vierling, O. Erfahrungen mit einer 5 kW-Grosslautsprecheranlage auf der Burg zu Nürnberg. Akust. Z. **3** (1938) 93—96.
3. Sound reinforcing system for Hollywood bowl. Amer. Inst. of Electr. Engrs. **56** (1937) 412—413.

§ 10

1. Giering, P. L. en J. G. Lawrence. Power-supply and public-address systems at the New-York fair. Electr. Engr. **59** (1940) 204—205.

§ 12

1. de Boer, K. & A. Th. van Urk. Een eenvoudig toestel voor geluidsregistratie. Philips Techn. T. **4** (1939) 78—83.
2. de Fremery, F. & J. W. G. Wenke. Nieuwe constructie-principes in de electro-acoustische installatie van studio's. Philips Techn. T. **6** (1941) 139—146.
3. Gradstein, S. De installatie van omroepstudio's. Philips Techn. T. **4** (1939) 149—157.
4. Hutchins, W. R. Studio- and control-room design. Electronics **18** (1945) 126—129.
5. van der Meulen M. J. C. Een wagen voor geluidsoptname volgens het Philips-Miller systeem. Philips Techn. T. **4** (1939) 78—83.
6. Chamberlain, A. B. New Grand Central Studios. Electronics **21** (1948) 81—86.
7. Een demonstratiezaal voor het registreren en weergeven van geluid en voor filmprojectie. Philips' Techn. T. **10** (1948) 193—202.

§ 13

1. Campbell, Law, Morris & Sinclair. Sound film projection. London (1945).
2. Fletcher, H. The stereophonic sound film system. J. Acoust. Soc. of Amer. **13** (1941) 89—99.
3. Levinson, N. Sound in motion pictures. Electronics **14** (1941) 16—19.
4. van Nostrand. Motion Picture Sound Engineering. New York, London, Chapman & Hall (1938)

§ 14

1. de Boer, K. Stereofonische weergave. Philips Techn. T. **5** (1940) 112—119.
2. de Boer, K. Stereofonische geluidswaergave. Dissertatie Delft (1940).
3. de Boer, K. & A. Th. van Urk. Enige bijzonderheden over het richtingshoren. Philips Techn. T. **6** (1941) 363—368.
4. Addressing the American Public. Wireless Wld. **40** (1937) 122—123.

§ 15

1. de Boer, J. Een elektrische megafoon. Philips' Techn. T. **4** (1939) 285—287.
2. de Boer, K. & R. Vermeulen. Een installatie voor een slechthorende. Philips Techn. T. **4** (1939) 329—332.
3. Blok & Köster. Ein Gerät zur Untersuchung der Gehörschärfe. Philips Techn. Rdsch. **6** (1941) 235—240.
4. Hawley, M. S. The 710—A bone conduction receiver. Bell Labor. Rec. **18** (1939) 12—14.
5. Kamen. Hearing aid design. Electronics **15** (1942) 32—35.
6. Marchant & Turney. A hearing aid for research and group use. J. Sci. Instr. **17** (1940) 149—155.
7. Montgomery, H. C. Analysis of World's Fairs' Hearing Tests. Bell. Labor. Rec. **18** (1939) 98—104.
8. Sabine, P. E. Acoustical amplification by hearing aids. J. Acoust. Soc. of Amer. **16** (1944) 38—44.
9. Tuffnel, W. L. The ortho-technic audiphone Bell. Labor. Rec. **18** (1939) 8—11.
10. Watson & Knudsen. Selective amplification in hearing aids. J. Acoust. Soc. of Amer. **11** (1940) 406—419.

HOOFDSTUK XV

VERSCHILLENDE SYSTEMEN VAN RADIODISTRIBUTIE

§ 1. Inleiding

In tegenstelling tot de gewone radio-ontvangst waarbij, door middel van een eigen antenne en ontvangtoestel, door iedere luisteraar het draadloze signaal wordt ontvangen en in geluid wordt omgezet, maakt men bij de radiodistributie gebruik van één centraal ontvangstation, vanwaar het signaal over een aantal luisteraars wordt gedistribueerd. Deze distributie kan op verschillende manieren geschieden, zodat verschillende systemen van radiodistributie zijn te onderscheiden.

In de volgende paragrafen worden deze systemen in het kort beschreven en wel in § 2 de systemen waarbij de distributie in de vorm van H.F. trillingen, in § 3 de systemen waarbij de distributie in de vorm van L.F. trillingen geschiedt, terwijl ten slotte in §§ 4 en 5 wat uitvoeriger op de zogenaamde draadradio wordt ingegaan.

§ 2. Systemen met H.F.distributie

Antennedistributie

Als de meest eenvoudige vorm van radiodistributie is te beschouwen het systeem waarbij door één antenne een aantal normale ontvangtoestellen wordt gevoed. Tussen de gemeenschappelijke antenne en de ontvangers bevindt zich een H.F.versterker. Bij gebruikmaking van een gepaste H.F. kabel kan de afstand tussen antenne en ontvangers bijv. 1000 meter bedragen, terwijl het maximum aan te sluiten ontvangers bijv. 50 is.

Behalve het voordeel van de mogelijkheid verscheidene ontvangers met één antenne te voeden, is er het grote voordeel dat men de antenne op een storingvrije plaats kan opstellen. Dit laatste is uit de aard der zaak ook van groot belang voor andere distributiesystemen.

Lichtnetradio

Door een centrale zender worden een aantal L.F. gemoduleerde draaggolven (programma's) uitgezonden; overdracht op het laagspanningsnet (lichtnet) geschiedt door z.g. koppel-elementen. De luisteraars hebben ontvangers met luidsprekers; de ontvangers kunnen op elk der uitgezonden programma's worden afgestemd. Een door Philips uitgewerkt systeem is met z.g. „single side band” uitgevoerd. Het voordeel van lichtnetradio is dat, vrijwel zonder verandering van het bestaande lichtnet, op willekeurige punten (stopcontacten) een ontvanger kan worden

aangesloten. Een bezwaar is de hoge prijs van de zender en de in vergelijking tot normale ontvangers relatief hoge prijs van de ontvangtoestellen. Ook de prijs van de vele koppellementen werkt ongunstig op de rentabiliteit. Frauduleus luisteren is moeilijk te constateren.

Lichtnetradio is tot op heden, voor zover ons bekend, niet toegepast. Het systeem komt in aanmerking in bergachtige streken, waar de normale rechtstreekse ontvangst van het draadloze signaal moeilijk is. Experimenten zijn in Nederland en Noorwegen uitgevoerd.

H.F.-telefoonradio

Bij dit systeem, waarvoor in Zwitserland belangstelling bestaat, wordt door een zender van klein vermogen die op radio-golflengte werkt, een aantal programma's op de normale telefoonlijn uitgezonden. De abonneetoeestellen zijn eenvoudige ontvangers die alleen voor het lange-golfgebied geschikt behoeven te zijn; het aantal programma's is beperkt tot dat, hetwelk in het lange-golfgebied kan worden ondergebracht. Het gebruik is beperkt tot hen die een telefoonaansluiting hebben en is aan een bepaalde plaats gebonden (nadelen t.o.v. lichtnetradio); de programma's worden *niet* onderbroken door het gebruik van de telefoon (voordeel t.o.v. L.F. telefoondistributie). Frauduleus luisteren is moeilijk te constateren.

Een volledige beschrijving van H.F.-telefoonradio vindt men in Tavel Ernst, A. *Der hochfrequente Drahtfunk*, Telegraphen-Praxis (1939) Heft 16/17, waarbij een uitgebreide literatuuroepgaaf is verstrekt.

§ 3. Systemen met L.F.distributie

L.F. telefoondistributie

Het draadloze signaal wordt in een centraal ontvangstation in L.F.-energie omgezet, het L.F. signaal wordt in een centraal versterkstation tot een niveau van ca. 1 volt op 600 ohm versterkt, en het versterkte L.F. signaal wordt via telefoonlijnen over de luisteraars verdeeld; elke luisteraar heeft een kleine versterker (ca. 1 watt uitgangsvermogen) met luidspreker. In de regel maakt men bij de distributie gebruik van dezelfde lijnen waarover ook het telefoongesprek wordt geleid, zodat de radioprogramma's door telefoongesprekken worden onderbroken.

Dit laatste bezwaar ondervindt men niet als het L.F. signaal over speciale telefoonlijnen kan worden verspreid. Deze verspreiding is in praktijk gebracht in Gent en Antwerpen, waar men een apart leidingennet voor de L.F. distributie heeft aangelegd. In sommige gevallen beschikt het reeds aanwezige telefoonnet over een voldoende grote reserve, zodat

men de vrije lijnen voor de L.F. distributie kan gebruiken. Dit systeem is toegepast in Rotterdam en Helsingfors.

De normale L.F. telefoonradio gebruikt men o.a. in Zwitserland en 's-Gravenhage.

Radiocentrale-systeem

Bij dit systeem wordt het centraal ontvangen signaal, na omzetting in L.F. energie, in één centraal versterkerstation of in een aantal versterkeronderstations op zodanige sterkte gebracht, dat directe aansluiting van luidsprekers mogelijk is (max. 60 V eff).

De verbinding tussen het centrale versterkerstation (of de onderstations) en de luidsprekers wordt tot stand gebracht door een speciaal daarvoor aangelegd ondergronds of bovengronds kabelnet.

Het systeem dat in Nederland ruime toepassing vindt, wordt in § 4 meer uitvoerig beschreven.

§ 4. Het radiocentrale-systeem

In de loop der jaren heeft het radiocentrale-systeem zich ontwikkeld van een eenvoudig bedrijf, waarbij een paar honderd abonné's waren aangesloten en het kabelnet bestond uit één geleider voor elke abonné, met de aarde als teruggeleider, tot moderne bedrijven met duizenden abonné's die naar 3 tot 6 programma's kunnen luisteren en met uitgebreide kabelnetten die met dubbeldraden zijn uitgevoerd.

Er is over deze ontwikkeling een uitgebreide literatuur verschenen. Vooral in het „Handboek voor radiocentrales” vindt men vele gegevens. Wij zullen ons hier beperken tot enige opmerkingen over principiële zaken en de beschrijving van een modern systeem.

In de eerste plaats zij er op gewezen, dat het aantal luidsprekers dat op een eindversterker kan worden aangesloten, sterk variabel is. De uitgangsspanning tussen nullast en vollast mag dus slechts weinig variëren, zodat de luisteraars van het in- en uitschakelen van aansluitingen geen hinder ondervinden door variatie van de geluidssterkte. Dit betekent dat de inwendige weerstand van de eindtrap laag moet worden gehouden. Past men B-schakeling toe, dan moet daarmee dus spannings-tegenkoppeling gepaard gaan. (zie 177).

Van groot belang zijn voorts de eigenschappen van het kabelnet, dat bij moderne grote installaties een grote uitgebreidheid verkrijgt.

In de practijk komen kabels van enkele kilometers lengte voor. Bij dergelijke lange leidingen heeft niet alleen de serieweerstand, maar ook de capaciteit en de zelfinductie van de kabel, invloed op de weergave, waarbij nog komt dat de impedantie van de luidsprekers in de regel niet zuiver ohms is maar, bijv. bij de meeste electrodynamische luid-

sprekers, in vrij sterke mate inductief. Men heeft dus met een gecompliceerd geheel te maken, waaraan de eis moet worden gesteld, dat de weergave bij alle voorkomende frequenties en belastingen goed is. Dit is een zware eis, als men bedenkt dat, bijv. door de combinatie van de capaciteit van de leidingen en de zelfinductie van de luidsprekers onder bepaalde omstandigheden resonantieverschijnselen kunnen optreden, waardoor de weergave ongunstig wordt beïnvloed. De eigenschappen van lange leidingen zijn in XIII § 4 uitvoerig beschreven, en daar is ook vastgesteld welke eisen men aan deze leidingen moet stellen om een goede weergave te verkrijgen (bijv. afsluiting met de z.g. golfweerstand).

Wij beperken ons hier tot een vereenvoudigde beschouwing, die ons gelegenheid geeft op enkele belangrijke hoofdzaken de aandacht te vestigen.

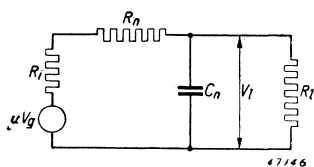


Fig. 440

Vereenvoudigd schema van een radiocentrale-systeem

- μV_g = EMK-eindtrap
- R_i = inwendige weerstand eindtrap
- R_n = serieweerstand kabelnet
- C_n = eigen-capaciteit kabelnet
- R_l = weerstand luidsprekers (variabel).
- V_1 = spanning aan luidsprekers

Aannemende dat het kabelnet alleen serie-weerstand en eigen-capaciteit heeft en dat de luidsprekerimpedantie zuiver ohms is, dan kan men het systeem door het vervangings-schema van fig. 440 voorstellen.

Voor een goede weergave moet de spanning bij alle belastingen en bij alle frequenties ongeveer constant zijn, als μV_g constant is. De weerstandsverliezen door R_i en R_n veroorzaken een verlaging van het rendement over het gehele frequentiegebied, en bovendien wordt de weergave afhankelijk van de belasting. Men moet dus de eis stellen dat $R_i + R_n$ klein is ten opzichte van de minimum

totale luidsprekerimpedantie (alle luidsprekers aangesloten). Dit betekent, dat zowel R_i als R_n zo laag mogelijk moeten worden gehouden. Om R_n te verlagen heeft men de z.g. hoogspanningsdistributie ingevoerd. De maximum L.F. spanning aan de luidsprekers mag nl. met het oog op de veiligheid niet meer dan 60 volt bedragen. Bij toepassing van de hoogspanningsdistributie brengt men het grootste deel van de leidingen op een hogere spanning, bijv. 200 volt, en transformeert deze dicht bij de verdeling over een groep van abonné's weer omlaag. Past men bij de hoogspanningsdistributie dezelfde kabel toe als bij de normale distributie, dan zijn de verliezen in de kabel bij de hoogspanningsdistributie lager, en wel evenredig met het kwadraat van de transformatieverhouding. Men kan het omhoog transformeren niet te ver opvoeren, omdat daardoor de invloed van eigen-capaciteit en zelfinductie van de kabel bij de hoge frequenties te schadelijk wordt.

De eigen-capaciteit C_n veroorzaakt een verzwakking van de hoge tonen.

Om deze verzwakking zo klein mogelijk te houden, moet de totale luidsprekerimpedantie klein zijn ten opzichte van de capacatieve impedantie van de kabel bij de hoogste frequentie van bijv. 4000 Hz. Deze eis staat dus lijnrecht tegenover de eis die in verband met de weerstandsverliezen voor $R_i + R_n$ moet worden gesteld.

Bij uitgebreide kabelnetten is het niet mogelijk op bevredigende wijze een oplossing te vinden, indien men blijft vasthouden aan het systeem van één versterkercentrale van waaruit het gehele net wordt gevoed. De enige mogelijkheid om uit de impasse te geraken is, over te gaan tot het gebruik van een aantal onderstations die elk een betrekkelijk gering aantal abonné's van stroom voorzien, zodat het leidingennet tussen deze onderstations en de abonné's eveneens in uitgebreidheid beperkt is. De onderstations worden uit een centraal ontvangstation gevoed op telefoonsterkte (ca. 1 V_{eff}), waarbij men van de voornoemde bezwaren geen last ondervindt. Alvorens een dergelijk modern systeem te beschrijven, zullen wij nog op enkele andere punten wijzen.

Ter besparing van het aantal leidingen heeft men het z.g. *duplexsysteem* ingevoerd, waarbij langs twee dubbeladers drie programma's kunnen worden gegeven.

Een door Philips uitgewerkt duplexsysteem is weergegeven in fig. 441. Het systeem is beschreven in de „Radiocentrale” (1933) 579 en 620. Het wordt weinig meer toegepast door de er aan klevende bezwaren (o.a. kans op overspreken).

De energie die aan elke luidspreker kan worden toegevoerd, is uit de aard der zaak beperkt. Ook in dit opzicht heeft men in de loop der jaren belangrijke verbeteringen aangebracht. Oorspronkelijk ontving de luidspreker slechts 10 milliwatt L.F. energie, bij moderne centrales gaat men tot

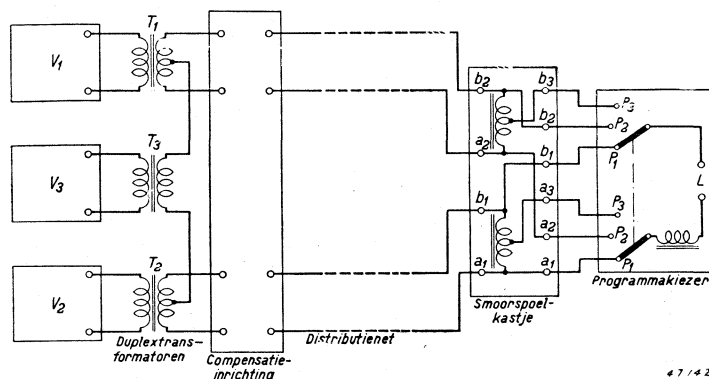


Fig. 441

Schema van een duplexsysteem.

300 milliwatt. Bij het systeem met onderstations kan men zelfs tot 1 watt gaan. Een ideale draadradio-luidspreker moet, in verband met de beperkte toegevoerde L.F. energie, een grote gevoeligheid hebben. Voorts is het belangrijk dat de impedantie zoveel mogelijk ohms is. Sterkte-regeling bij de abonné kan men het best uitvoeren, door de luidspreker-tranformator van aftakkingen te voorzien en een bijbehorende schakelaar aan te brengen. Hierdoor worden verliezen in een regelbare voorgeschakelde weerstand of een impedantie (smoorspoel) voorkomen.

§ 5. Een modern radiocentrale-systeem

Wij gaan thans over tot de beschrijving van een modern, door Philips ontwikkeld, radiocentrale-systeem met onderstations. Bij het gebruik van onderstations rijst de vraag hoever met het decentraliseren van het versterkervermogen moet worden gegaan. Dit hangt uiteraard alleen af van economische overwegingen, omdat immers het zuiver technische ideaal bereikt wordt door volkomen decentralisatie, d.w.z. door elke abonné een eigen versterker te geven.

Uit rentabiliteitsberekeningen nu is gebleken, dat met versterkereenheden van ca. 100 watt, de rentabiliteit van zo'n centrale op zijn minst even goed kan zijn als die van een centrale, gebouwd volgens het tot nog toe gevolgde principe.

In dichtbevolkte wijken zal men over kunnen gaan tot toepassing van nog grotere versterkereenheden dan 100 watt, bijv. 300 watt.

Het is duidelijk dat de onderstations zonder toezicht moeten kunnen werken en daartoe zeer betrouwbaar moeten zijn. Tevens brengt het systeem van onderstations met zich mede, dat steeds alle versterkers ingeschakeld moeten zijn, onverschillig of er veel of weinig abonné's naar een bepaald programma luisteren. Tot nog toe was het mogelijk het aantal en het vermogen van de in werking zijnde versterkers te regelen naar het aantal luisterende abonné's. Dit was op zichzelf een onjuiste gang van zaken, daar uit metingen aan bestaande radiocentrale-netten is gebleken dat voor een net waarop maar weinig abonné's zijn aangesloten, toch een versterker nodig is van groter vermogen dan met dit geringe aantal abonné's overeenkomt. Het grootste deel wordt nl. wetteloos door de capaciteit van het net opgenomen, zodat dus een kleinere versterker die slechts het voor de luidsprekers benodigde vermogen kan leveren, wordt overbelast. Dat men in sommige gevallen hiertoe toch overging, is hieraan toe te schrijven, dat men op deze wijze de bedrijfskosten wilde verlagen door op het electriciteitsverbruik en op de aanschaffingskosten van versterkers te bezuinigen.

Bij het onderstation-systeem is echter een veel betere methode mogelijk om het stroomverbruik te verminderen. De in één onderstation onder-

gebrachte versterkereenheden worden nl. bij het Philips' systeem, het zogenaamde Multiprogramma-systeem, door één gemeenschappelijk voedingsapparaat gevoed, waarop gelijktijdig maximaal vijf versterkereenheden kunnen worden aangesloten.

Nu is het in dit geval niet nodig dat al deze versterkers gelijktijdig hun volle vermogen kunnen afgeven, doch het is voldoende dat voor de verschillende programma's *tezamen* een bepaald vermogen beschikbaar is, aangezien het aantal abonné's in het rayon van het onderstation is bepaald. Nu zijn de versterkereenheden klasse B-versterkers die dus een energie-verbruik hebben dat afhankelijk is van het afgegeven vermogen. Het gemeenschappelijk voedingsapparaat behoeft derhalve niet de energie voor vijf volbelaste versterkers te kunnen leveren, doch slechts voor een volbelaste en vier onbelaste. Dit is dan automatisch ook voldoende voor alle tussengevallen, bijv. twee halfbelaste en drie onbelaste versterkers, enz. Op deze wijze is het totale stroomverbruik belangrijk lager dan indien elke versterkereenheid een eigen voedingsapparaat zou bezitten.

De capacatieve verliezen die in het verdeelnet achter de onderstations optreden, zouden kunnen worden verlaagd, en wel door het gebruik van luidsprekers met een lagere impedantie dan gebruikelijk is (1500 ohm i.p.v. 5000 ohm of hoger). Dit is door de gedecentraliseerde opstelling van de versterkereenheden mogelijk geworden, zonder dat de weerstandsverliezen ontoelaatbaar groot worden, omdat het aantal per onderstation aangesloten abonné's beperkt blijft tot een klein deel van het totale aantal. Hiermede heeft men dan tevens de mogelijkheid in de hand om, zonder de maximaal toegelaten muziekspanning bij de abonné's (60 volt) te overschrijden, het per abonné beschikbare vermogen op te voeren.

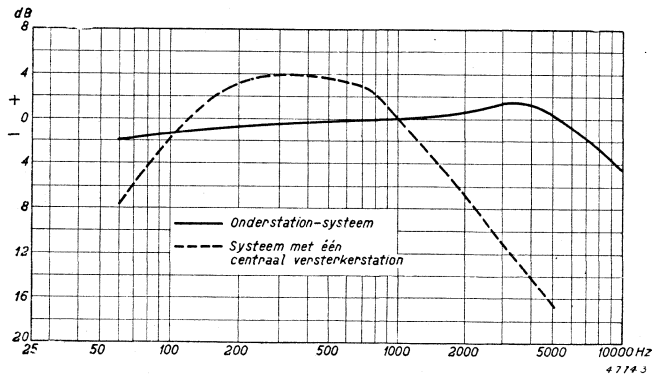


Fig. 442

Weergavekarakteristieken bij twee systemen van radio-centrale-distributie.

Een energie van 0,5 tot 1 watt per abonné behoort, ook bij grote centrales, tot de praktische mogelijkheden.

In fig. 442 zijn de frequentie-karakteristieken aangegeven van een radiocentrale volgens het oude systeem (gestippeld), en van dezelfde centrale, doch nu met een onderstation volgens het z.g. Multiprogramma-systeem. Beide karakteristieken werden ten huize van een abonné gemeten. Hieruit ziet men dat de weergavekwaliteit zeer veel beter wordt door toepassing van onderstations, zowel wat lage als wat hoge tonen betreft.

Een radiocentrale die volgens het onderstation-principe wordt ingericht, bestaat uit de volgende delen:

- a. de centrale inrichting voor de verzorging en het doorgeven van de programma's,
- b. de onderstations,
- c. het kabelnet,
- d. het contrôlesysteem,
- e. de versterkers in de centrale.

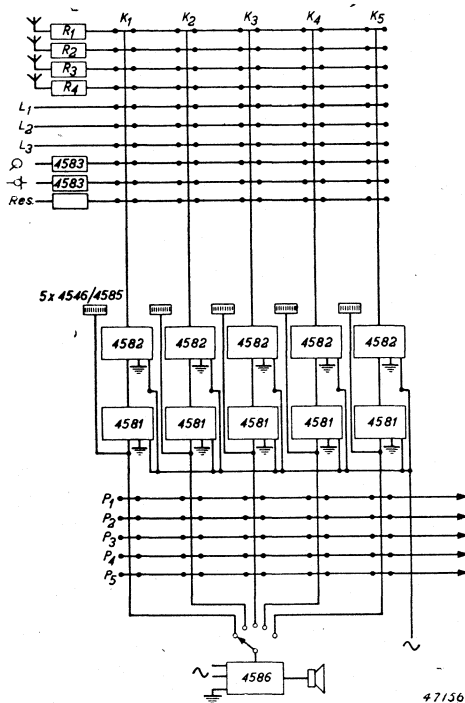


Fig. 443
 Blokschema van een radiocentrale volgens het systeem met onderstations (z.g. multiprogramma).

De Centrale

Voor een beschrijving hiervan wordt verwezen naar fig. 443, voor wat de schematische opzet betreft.

Als programmabronnen zijn in vier radiotoestellen ($R_1—R_4$), drie telefoonlijnen ($L_1—L_3$), een grammfoon, een microfoon en een reserve aangegeven. Uit deze tien mogelijkheden kan men nu de door te geven programma's samenstellen. Om dit echter op eenvoudige wijze te kunnen doen, is het gewenst dat alle programmabronnen eenzelfde uitgangsniveau hebben.

Hiervoor is een niveau van max. 1,4 volt op 500 ohm gekozen. Bij een radiotoestel is dit eenvoudig te verkrijgen door de uitgang voor de tweede luidspreker met een weerstand af te sluiten.

De telefoonlijnen bevinden zich zonder meer op dit niveau, terwijl voor een grammfoonopnemer en een microfoon gebruik wordt gemaakt van een voorversterker (type 4583).

Uit de tien programmabronnen kunnen nu op een kruisbord de vijf door te geven programma's worden gekozen, die elk naar een programma-kanaal worden geleid. Elk kanaal bestaat uit een filterversterker (type 4582), gevolgd door een lijnversterker (type 4581). Op de uitgang van elke lijnversterker is een niveaumeter (type 4585 of 4546) aangesloten, zodat men een voortdurende contrôle op het uitgangsniveau kan uitoefenen.

Voorts wordt de uitgang van de lijnversterkers aan een tweede kruisbord toegevoerd, waarop de verbindinglijnen naar de onderstations worden aangesloten.

De uitgang van de lijnversterkers kan tevens, met behulp van een schakelaar, met een afluisterversterker (type 4586) worden verbonden om de kwaliteit van de uitgezonden programma's te beluisteren.

De Onderstations

De in een bepaald punt nodige versterkereenheden worden in een versterkerkast ondergebracht en worden, zoals reeds is vermeld, door een gemeenschappelijk voedingsapparaat gevoed. De versterkerkasten zijn uitgevoerd in plaatijzer of in beton, doch het spreekt vanzelf dat men de versterkers die op rekken worden gemonteerd, ook in bestaande gebouwtjes, of bijv. bij leden van het personeel kan onderbrengen.

Daar de versterkers in het algemeen niet onder voortdurend toezicht kunnen staan, worden aan de betrouwbaarheid de hoogste eisen gesteld. Hiervoor zijn dan ook bijzondere maatregelen getroffen:

- a. het voedingsapparaat is gemaakt voor drie-fazenaansluiting; als de spanning van één fase wegvalt, blijven de versterkers doorwerken;
- b. er wordt gebruik gemaakt van zes gelijkrichtbuizen en ook, indien er enkele defect mochten geraken, wordt de werking van de versterkers slechts zeer weinig beïnvloed;
- c. alle apparaten zijn zeer ruim gedimensionneerd, alle onderdelen worden ver onder de maximum toelaatbare waarden belast;
- d. er is een mogelijkheid aanwezig om de versterkers van de centrale uit te controleren.

De gehele apparatuur voor een onderstation wordt op een rek gebouwd (type 4566), waarin op eenvoudige wijze de versterkers en het voedingsapparaat kunnen worden bevestigd. Deze zijn namelijk aan de achterzijde voorzien van stekerpennen die passen in op het rek gemonteerde stekerbussen.

Het is mogelijk versterkers en voedingsapparaten snel te verwisselen of te vervangen.

De indeling van het rek 4566 is in fig. 444 te zien. Boven is plaats voor het aanbrengen van het voedingsapparaat (PSA), daaronder voor het aanbrengen van vijf versterkers (P_1 t.m. P_5) en van een afvlakcondensator-batterij (Cond.). Deze laatste is op een gestel gemonteerd van dezelfde afmetingen als dat van de versterkers. Onder de versterkers bevindt zich een strook, waarop instelbare verzwakkers zijn aangebracht die er toe dienen om het verschil in kabellengte tussen de centrale en de verschillende onderstations te compenseren.

Aan de onderzijde van het rek zijn ten slotte het kabelaansluitpaneel en het sterkstroompaneel aangebracht.

Het kabelaansluitpaneel is geschikt voor max. zeven inkomende lijnen van de centrale (vijf programma- en twee reserve- of telefoonlijnen).

Hiertoe bevindt zich rechts op dit paneel een strook met zeven zespolige contacten. Op het middelste contact van elk zestal wordt aan de achterzijde van het paneel telkens een aderpaar van de centrale aangesloten. Deze contacten worden met behulp van stekers met mescontacten, met de links en rechts gelegen contacten doorverbonden. Rechts zijn, via de ingangs-

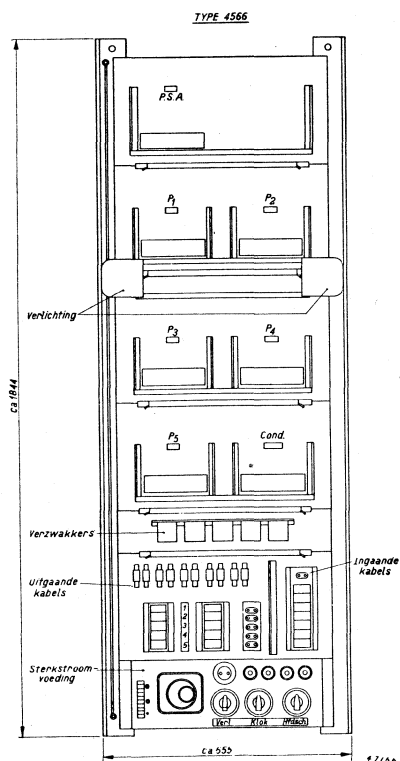


Fig. 444
Een onderstation van het multi-programma systeem.

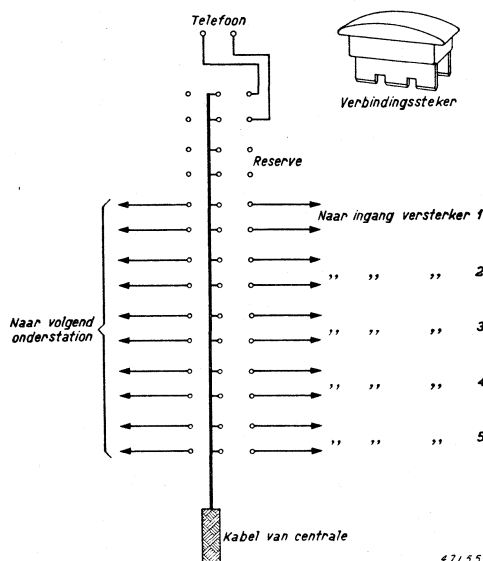


Fig. 445
Doorverbinding van inkomende kabels.

verzwakkers, de versterkers aangesloten, terwijl op de linker contacten eventueel lijnen naar een volgend onderstation kunnen worden aangesloten (zie schema fig. 445).

Met behulp van de stekers kan men dus zo nodig de lijnen naar de centrale of naar het volgend onderstation, of beide, snel onderbreken. Boven de stekers is voorts nog een stopcontact aangebracht, waarop men eventueel een telefoontoestel kan aansluiten, indien er een aderpaar voor dit doel gereserveerd is.

Het linker deel van het kabelaansluitpaneel is bestemd voor de uitgaande kabels, met name is het mogelijk om op elke versterker vier uitgaande kabels aan te sluiten (zie schema fig. 446). Hiertoe bevinden zich op dit deel van het paneel twee aansluitstroken, elk met vijf zespolige stopcontacten, waarop aan de voorzijde de uitgaande kabels kunnen worden aangesloten. Met behulp van verbindingsstekers kan men deze nu met de versterkeruitgangen verbinden.

Op de uitgang van elke versterker zijn voorts twee edelgasveiligheden aangesloten, terwijl tevens een stopcontact voor het aansluiten van een luidspreker is aangebracht (zie fig. 446).

Het voedingspaneel, dat zich geheel onderaan bevindt, bevat links een schakelklok, rechts drie netschakelaars (resp. voor de versterkers, de verlichtingslampen en de schakelklok), veiligheden en een stopcontact voor het aansluiten van een soldeerbout, enz.

De versterker type 2850 is een moderne tweetraps klasse *B*-balansversterker met tegenkoppeling. De versterker is aan één zijde voorzien van stekerpennen, die passen in de stekerbuisplaten die zich in het rek 4566

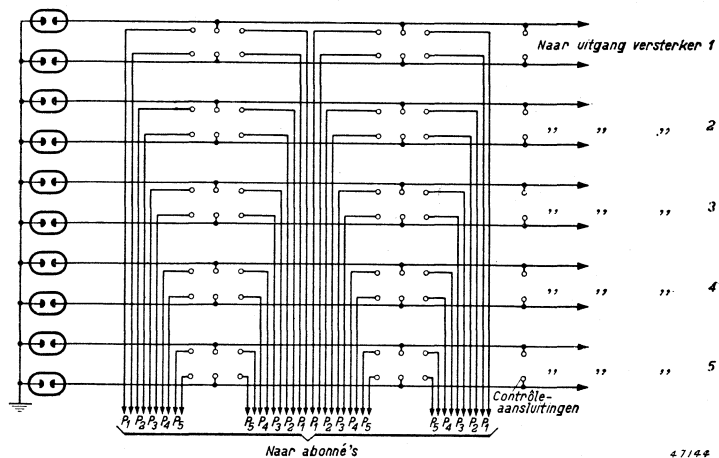


Fig. 446

Doorverbinding van uitgaande kabels.

bevinden. Aan de andere zijde is een handvat aangebracht om het inzetten en uitnemen van de versterkers te vergemakkelijken. Aan deze zijde bevinden zich tevens vier paar meetbussen voor het controleren van de anodestroom van alle versterkbuizen (zie fig. 447).

Technische gegevens van de versterker type 2879

- Buizen : 2 × CF 50, 2 × EL 51, weerstandsbuis 550 volt, 68 watt.
- Ingangsspanning : geschikt voor lijnaansluiting
- Afgegeven vermogen : 110 watt bij max. 5% vervorming (zie fig. 448)
- Uitgangsspanning : 25, 40 of 60 volt (gewenste aansluiting solderen)
- Bromniveau : — 70 dB
- Ruisniveau : — 70 dB
- Frequentiearakteristiek: recht binnen ± 1 dB, van 50 tot 10 000 Hz.

Het voedingsapparaat type 3059 bestaat uit twee delen, te weten het eigenlijke voedingsapparaat (zie fig. 449) en de afvlakcondensatorbatterij.

Het voedingsapparaat levert zowel de anodespanning als de negatieve rooster spanning voor de versterkers.

Zou men in een bijzonder geval meer dan één verster-

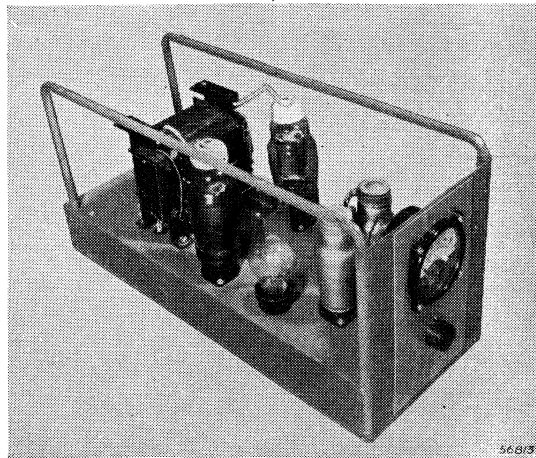


Fig. 447
Foto versterker 2879.

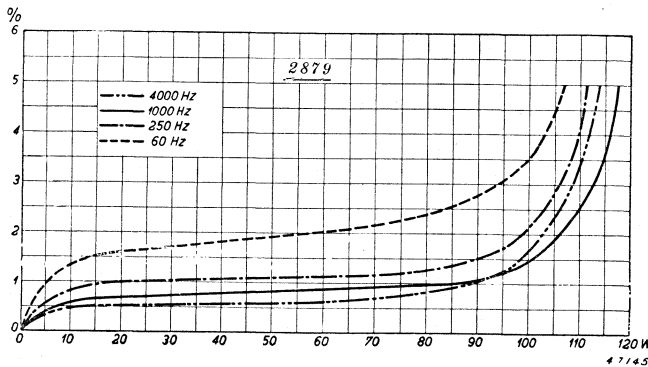


Fig. 448
Vervorming van de 100 W versterker 2879.

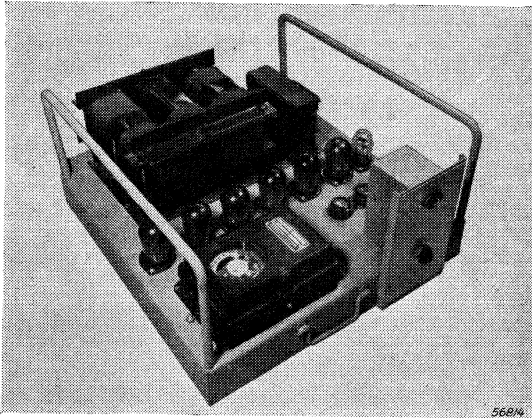


Fig. 449

Foto van een voedingsapparaat 3059.

Het uit het net opgenomen vermogen hangt af van het aantal aangesloten versterkers. Het bedraagt voor vijf versterkers 2879 (waarvan één volbelast) 790 watt.

Het voedingsapparaat is gemaakt voor aansluiting op drie fazen wisselstroomnetten van 3×220 volt en 3×380 volt; de transformator is geschikt voor ster- of driehoekschakeling.

De bij het voedingsapparaat behorende condensatorbatterij is voorzien van verwisselbare electrolytische condensatoren.

Een compleet onderstation kan worden ondergebracht in een betonnen kast (zie foto fig. 450). Deze is voorzien van een dubbele wand, zodat geen water in de apparaten kan dringen. Te dien einde zijn bovendien de nodige ventilatieopeningen in binnen- en buitenwanden ten opzichte van elkaar verschoven.

Het Kabelnet

Het net bestaat uit twee delen, nl. de verbindingslijnen tussen centrale en onderstations en de luidsprekerleidingen van de onderstations naar de abonné's.

Voor de verbinding tussen de centrale en de onderstations kan men gebruik maken van bestaande telefoonlijnen, van speciaal voor het doel gelegde kabels of van

ker vol willen belasten, dan kan men gaan tot twee 110 watt versterkers. Dit aantal wordt bepaald door de max. kathodestroom van de versterkbuizen, die voor de versterker 2879 = 350 mA bedraagt, terwijl het voedingsapparaat 750 mA kan leveren. De kathodestroom in onbelaste toestand bedraagt 88 mA. Aan de hand van deze gegevens kan men alle mogelijke combinaties berekenen.

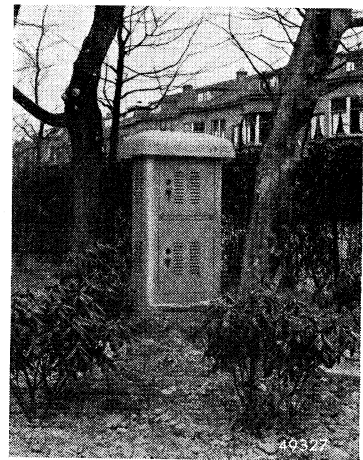


Fig. 450

Betonnen kast, waarin een compleet onderstation kan worden geplaatst.

bestaande voedingskabels die tot nu toe voor energie-overdracht werden gebruikt.

Nu zullen in het algemeen, als ze met 500 ohm worden afgesloten, deze kabels, die alle op de uitgang van de lijnversterkers in de centrale worden aangesloten (zie fig. 443), van verschillende lengte zijn en dus ook een ongelijk spanningsverlies geven. De voor de onderstations beschikbare ingangsspanning zal dus eveneens voor de onderscheiden kabels verschillend zijn, waardoor niet alle abonné's op dezelfde geluidsterkte zouden ontvangen.

Ten einde het mogelijk te maken deze verschillen op te heffen, is de benodigde ingangsspanning van de versterkers laag gekozen ten opzichte van de spanning die aan het begin van de lijn door de centrale wordt geleverd (0,5 volt, welke waarde zelfs bij een lange kabel nog beschikbaar is) en wordt voor de ingang een regelbare verzwakker aangebracht die ter plaatse wordt ingesteld.

Voor de luidsprekerleidingen van de onderstations naar de abonné's, kan eventueel het net worden gebruikt dat eertijds diende voor het systeem met één versterkerstation.

LITTERATUUR

§ 2

1. Slooten, J. van. Een half aperiodische versterker voor antenedistributie. *Radio-Nieuws* **17** (1934) 77—85.
2. Strutt, M. J. O. Diélectrische verliezen in licht- en krachtstroomkabels bij gebruik voor sterkstroomgeluidsdistributie. *Ingenieur* **48** (1933) E 35—38.
3. Strutt, M. J. O. Geluidsdistributie over bestaande sterkstroom-electriciteitsnetten. *Gedenboek Prof. Feldman. Delft, Waltman* (1937) 355—362.
4. Tavel, Ernst A. Der hochfrequente Drahtfunk. *Telegr.-Praxis* **16/17** (1939).

§ 3, 4

1. Dekker, D. Hoeveel watt nuttige energie is per abonné nodig en welke versterker is daarom het meest geschikt. *Radiocentrale* **5—6** (1936) 1035, 1056.
2. Fremery, F. de. Enkele radio-distributieproblemen. *T. Vlaam. Ing. Ver. Congres Nr. 1 Reeks* (1934) 13—22.
3. Nillesen, H. A. H. M. Het distribueren van drie programma's over twee dubbellijnen. *Radiocentrale* **3** (1933) 579—582 en 620—623.
4. Nillesen, H. A. H. M. Verliezen in distributienetten. *Radiocentrale* **4** (1934) 660, 685, 712 en 726.
4. Nillesen, H. A. H. M. De frequentie-karakteristiek bij radiocentrales. *Radiocentrale* **4—5** (1934) 801, 825, 852 en 884—887.
6. Six, Jhr. W. & R. Vermeulen. Aanpassing aan radiodistributienetten. *Radio-Nieuws* **14** (1931) 71—77.
7. Six, Jhr. W. Kabelnetten voor radio-centrales. *Radio-Rieuws* **14** (1931) 302—312.
8. Uytendoude, M. Weerstanden in serie met de luidspreker. *Radiocentrale* **4** (1934) 754—756.
9. Wierz, L. Het inrichten van een radiocentrale. *Radiocentrale* **6** (1936) 1019, 1041, 1057.

HOOFDSTUK XVI

METINGEN IN L.F.VERSTERKINGSINSTALLATIES

§ 1. Inleiding

Zowel voor een regelmatige contrôle van de werking van L.F. installaties, als incidenteel, bij het optreden van defecten, is het noodzakelijk verschillende metingen te verrichten, zowel aan de installatie als geheel, als aan onderdelen daarvan. Hiervoor zijn een groot aantal methoden bekend en ook worden door verscheiden firma's meettoestellen en meters voor algemeen gebruik en voor speciale toepassingen op de markt gebracht. Het kan niet onze bedoeling zijn hierop in extenso in te gaan; wij beperken ons dan ook tot practische opmerkingen over enkele veel voorkomende meetmethoden, waarbij wij veronderstellen dat de lezer bekend is met de algemene principes van het meten in gelijk- en wisselstroomketens. Voor de beschrijving van de verschillende meetapparaten, verwijzen wij naar de technische documentaties die door leveranciers als Philips en General Radio worden verstrekt.

§ 2. Het meten van weerstanden, capaciteiten, zelfinducties, stromen en spanningen

Voor het meten van weerstanden, capaciteiten, zelfinducties en in het algemeen van impedanties die bijv. nodig kunnen zijn bij het defect geraken van een apparaat, maakt men gebruik van de algemeen bekende schakelingen, o.a. brugschakelingen. Men is er in geslaagd verschillende mogelijkheden in één apparaat te verenigen, zodat de gebruiker in staat is de meest voorkomende van deze metingen met dit éne toestel te verrichten.

Wij noemen hier als voorbeeld het apparaat type GM 4140 van Philips (zie fig. 451).

Dit apparaat werkt volgens het principe van de brug van Wheatstone. De gebruikelijke galvanometer is vervangen door een kleine electronenstraalbuis; deze heeft het voordeel zonder traagheid te werken en is niet onderhevig aan mechanische beschadiging. Men kan met dit apparaat weerstanden van 0,1 ohm tot 10 megohm en capaciteiten van 10 pF tot 10 μ F meten. Door gebruik te maken van voorgeschakelde weerstanden of capaciteiten, kan men het meetgebied uitbreiden tot 300 megohm en 2000 μ F, terwijl ook de vergelijking van zelfinducties mogelijk is.

Een apparaat waarin nog meer meetmogelijkheden zijn gecombineerd, is het apparaat van Philips, type GM 4257 (zie fig. 453). Met dit appa-



Fig. 451

Foto Meetapparaat GM 4140.

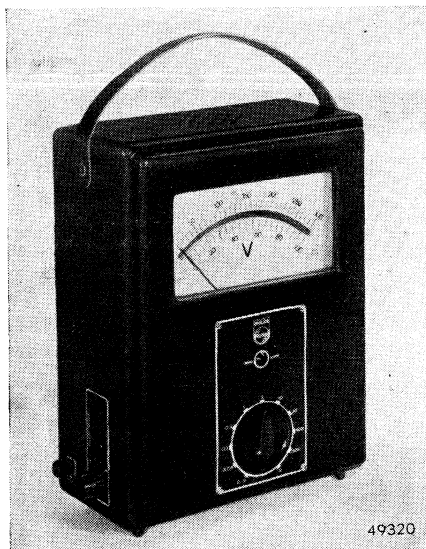


Fig. 452

Foto L.F. Voltmeter GM 4132.

raat kan men gelijk- en wisselstromen, gelijk- en wisselspanningen, weerstanden en capaciteiten meten.

Weerstanden worden met gelijkstroom gemeten, zodat het ook mogelijk is de gelijkstroomweerstand van spoelen, bijv. van transformatorwikkelingen, te meten. Het meetgebied strekt zich uit van 0,5 ohm tot 50 megohm. Capaciteiten kunnen worden gemeten van 500 pF tot 100 μ F. Voor het meten van stromen en spanningen gebruikt men de algemeen bekende ampère- en voltmeters. Gelijkspanningen van 1 tot 500 V, wisselspanningen van 2—500 V, gelijkstromen van 2—2000 mA, wisselstromen van 50—2000 mA, alles volle schaaluitslag, kunnen worden gemeten, tevens kortsluitingen. Het meetinstrument is bestemd tegen overbelasting. Bijzondere vermelding verdienen daarbij de L.F. voltmeters, die het mogelijk maken L.F. spanningen te meten, zonder dat de spanning merkbare invloed ondervindt van de belasting door de meter. Een voorbeeld van een dergelijke meter is de L.F. voltmeter type GM 4132 van Philips (zie fig. 452). Deze meter heeft een ingangsverzwakker van 1,3 megohm, gevolgd door een wisselstroomversterker met twee trappen. De uitgangsspanning van deze versterker wordt gelijkgericht en de gelijkgerichte spanning wordt gemeten met een gevoelige draaispoelmeter. De meter kan vanuit het wisselstroomnet worden gevoed; er zijn dus geen batterijen bij nodig. Er zijn 10 meetgebieden van 0—10 millivolt tot 0—300 volt. De meter kan worden gebruikt voor het meten van wisselspanningen met frequenties, liggend tussen 25 en 15 000 Hz.

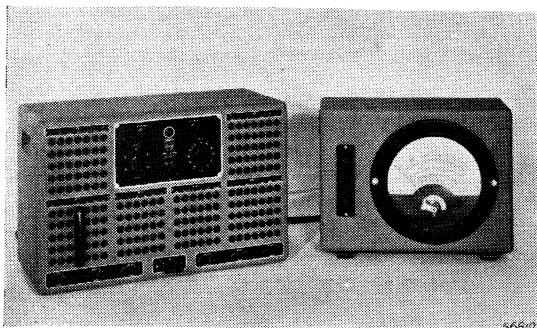


Fig. 453

Foto Universeel meetapparaat GM 4257.

§ 3. Het meten van frequentiekaracteristieken¹⁾

Het meten van frequentiekaracteristieken komt veel voor, zowel aan toestellen als versterkers en filters, als aan installaties. Deze metingen kunnen worden verricht volgens de schakeling van fig. 454.

Hierin stellen voor:

1. De toongenerator voor

frequenties van 30—15 000 Hz.

2. De speciale meetversterker.

Deze is alleen nodig als de toongenerator geen voldoende signaal geeft om de te onderzoeken versterker (6) vol te belasten.

3. De verzwakker.

Dit is een inductie- en capaciteitsvrij gewikkelde weerstand, die is voorzien van symmetrische aftakkingen op 0,1, 0,01, 0,001 en 0,0001 van de totale waarde. Hij is aangebracht om, zelfs met een niet zeer gevoelig instrument (4 in fig. 454), de ingangsspanning van de te meten versterker op een constante waarde te houden.

Beschikt men bijv. over een meetinstrument met max. uitslag 10 volt, en de benodigde ingangsspanning is 0,03 volt, dan stelt men meter 4 in op 3 volt en takt dan af op 0,01. Omgekeerd kan men de meter ook aansluiten op aftakking 0,1 bijv. en het signaal afnemen van de totale weerstand, zodat men dan kan meten tot 100 volt. Wil men een versterker met een symmetrische ingang meten, bijv. een balansingang met geaard midden, dan zal men de meting verrichten als aangegeven in fig. 454, waarbij ieder van de weerstanden (5) gelijk is aan de helft van de inwendige weerstand van de normaal gebruikte spanningsbron. Meet men

een versterker waarvan een van de ingangsklemmen geaard is, dan zal men hem aansluiten tussen aarde en een van de aftakkingen, waarbij men er steeds op moet

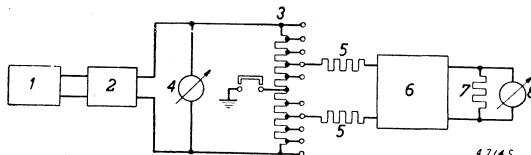


Fig. 454

Schakeling voor het meten van de frequentiekaracteristiek van een versterker.

1) De gegevens van de §§ 3—8 zijn voor een belangrijk deel ontleend aan: Teunissen, R., J. Strop en L. Roggeveen. Metingen aan radiocentrales, Handboek voor radiocentrales, 's-Gravenhage, ten Hagens Drukkerij en Uitg. Mij. (1940) 605—630.

letten, dat de weerstand ter vervanging van de inwendige weerstand van de spanningsbron, zich aan de niet geaarde kant bevindt, zulks ter vermijding van capacatieve overdracht die bij de hoge frequenties zou resulteren in onbetrouwbare meetwaarden.

4. De L.F. voltmeter met een meetgebied van bijv. 10 volt, frequentie-lineair van 30 tot 15000 Hz, met hogeingangsimpedantie t.o.v. de uitgangsimpedantie van toongenerator, c.q. meetversterker.
5. De inductie- en capaciteitsvrije weerstand (meestal zal een koolweerstand voldoende zijn) ter vervanging van de inwendige weerstand van de spanningsbron die de versterker voedt.

Deze inwendige weerstand wordt voor de verschillende spanningsbronnen als volgt genomen:

- a. Voor een radio-aansluiting, de inwendige weerstand (eventueel getransformeerd) van de eindtrap van de ontvanger;
- b. voor een electromagnetische grammfoonopnemer, de gemiddelde impedantie, (bijv. gemeten bij 1000 Hz);
- c. voor een koolmicrofoon, de gelijkstroomweerstand er van (deze verkrijgt men door het bepalen van de opgenomen stroom bij de voorgeschreven gelijkspanning);
- d. voor een kristalmicrofoon of -grammfoonopnemer, de inwendige weerstand die een capacatieve waarde heeft (de waarde hiervan wordt meestal door de fabrikant opgegeven).
- e. voor een telefoonlijn, de golfweerstand van deze lijn, meestal 600 ohm.

Met welk doel brengen we deze vervangingsweerstand aan? Stel, dat we een versterker hebben die begint met een ingangstransformator,

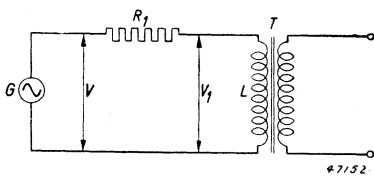


Fig. 455

Schema van een generator met ingangstransformator.

waarop bijv. een radiotoestel wordt aangesloten. Het vervangingschema (met betrekking tot de lage tonen) hiervan is getekend in fig. 455, waarin *G* de generator voorstelt, in dit geval dus de eindbuis van de ontvanger, *R* is de inwendige weerstand hiervan; *T* de ingangstransformator.

Gaan we nu na hoe groot de spanning V_1 , die op de primaire van de ingangstransformator terecht komt, voor de verschillende frequenties zal zijn, dan vinden we:

$$V_1 = \frac{\omega L}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L^2}} \times V,$$

waarin L = de primaire zelfinductie van de transformator, dus:

$$V_1 = pV \text{ en}$$

$$p = \frac{\omega L}{\sqrt{R_i^2 + \omega^2 L^2}}$$

Door deze formule uit te werken vinden we:

$$R_i = \frac{\omega L \sqrt{1 + p^2}}{p}$$

We zullen deze formule met een practisch geval toelichten.

Stel, dat we voor de versterker een frequentiekaracteristiek eisen die niet meer dan 2 dB, of tot ca. 80%, bij 50 Hz valt, p is dus 0,8; $\omega = 314$.

De zelfinductie van de transformator primair nemen we aan op 35 henry.

Hieruit volgt dan: $R_4 = 8242$ ohm.

Sluiten we op de versterker een generator aan met een inwendige weerstand van 8242 ohm, dan zullen we, indien de versterker goed is, inderdaad een karakteristiek meten die valt tot 80% bij 50 Hz. Zouden we hierop echter aansluiten een $R_i =$ bijv. 3000 ohm, dan zou volgens bovenstaande formule de karakteristiek slechts vallen tot 96% bij 50 Hz.

Hieruit zien we dat, indien we geen vervangingsweerstand voor de inwendige weerstand van de spanningsbron zouden aanbrengen, we een karakteristiek zouden meten die veel gunstiger zou zijn dan die, welke in werkelijkheid zou optreden. Op analoge wijze is aan te tonen dat, ook als de ingang uit andere complexe grootheden bestaat, we steeds niet juist meten als we de vervangingsweerstand weglaten.

6. De te meten versterker.

7. De belastingweerstand.

Dit is een inductie- en capaciteitsvrije weerstand, waarvan de weerstandswaarde gelijk is aan de aanpassingsweerstand van de te meten versterker en die geschikt is om het vermogen van de versterker op te nemen.

8. De L.F. voltmeter voor het meten van de uitgangsspanning, frequentielineair van 30—15 000 Hz.

Meetgebied en ingangsimpedantie hiervan zijn niet zonder meer op te geven, daar zij geheel afhankelijk zijn van de te meten versterker. Bij het meten gaat men als volgt te werk:

Men stelt de toongenerator in op 1000 Hz en voert de ingangsspanning op tot de uitgangsspanning van de te meten versterker ca. 0,7 van haar maximale waarde bedraagt, de hierbij behorende ingangsspanning leest men af op voltmeter 4.

Deze waarde wordt dan gedeeld door 0,1—0,01 enz., naar gelang van de aftakking die men heeft genomen.

Vervolgens stelt men de toongenerator in op verschillende frequenties, gelegen tussen 30 en 10 000 Hz en men houdt hierbij steeds de ingangsspanning op de oorspronkelijke waarde constant; de uitgangsspanning kan dan op voltmeter 8 worden afgelezen.

Aldus vindt men de frequentiekaracteristiek, waarbij men de frequentie logarithmisch tekent (zie fig. 12) en de uitgangsspanning, hetzij lineair, hetzij als afwijking in dB ten opzichte van de spanning bij 1000 Hz.

Op analoge wijze als in het voorafgaande voor het geval van een versterker is beschreven, kan men ook de frequentie-karakteristiek van filters en van installaties of gedeelten van installaties vaststellen.

§ 4. Het meten van vervorming

Voor het meten van de niet-lineaire vervorming, zoals deze bijv. in een versterker kan optreden, staan verschillende methoden ter beschikking.

- a. Men maakt gebruik van een elektronenstraaloscillograaf die de stroom- of spanningskromme op een fluorescerend scherm zichtbaar maakt. Men kan dus zien wanneer en op welke wijze een signaal van de sinusvorm afwijkt; het is echter niet mogelijk de procentuele vervorming te bepalen.
- b. Met behulp van een z.g. frequentie-analysator kan men de procentuele vervorming ten gevolge van elke hogere harmonische, afzonderlijk bepalen. De toestellen die hiervoor in de handel verkrijgbaar zijn, zijn kostbaar. In de meeste gevallen zal men kunnen volstaan met het bepalen van de totale vervormingsfactor D (zie 17), waarvoor de methode *c* wordt gebruikt.
- c. De totale vervormingsfactor bepaalt men met een z.g. *vervormingsmeter*, waarmee men vervormingsfactoren van 0,3 tot 30% kan meten.

Hierbij gaat men bijv. te werk volgens fig. 456 Hierin zijn:

- 1 Toongenerator
- 2 Te meten versterker
- 3 Aanpassingsweerstand van deze versterker

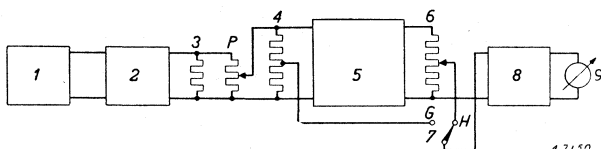


Fig. 456

Schakeling voor het meten van vervorming.

P Potentiometer

4 Potentiometer, waarmee een geijkt gedeelte van de uitgangsspanning van de te meten versterker aan versterker 8 wordt toegevoerd

5 Filter, ter onderdrukking van de grondtoon, dat echter de harmonischen onverzwakt doorlaat

6 Geijkte potentiometer

7 Schakelaar, ter vergelijking van grondtoon en harmonischen

8 Meetversterker

9 Indicatie-instrument.

Voor het meten kan men twee methoden volgen die respectievelijk op de volgende vragen zijn gebaseerd:

1. Hoe groot is de vervorming als de versterker een bepaald vermogen afgeeft?
2. Welk vermogen levert de versterker bij een bepaalde vervorming?

Meet men volgens methode 1, dan zet men met behulp van toongenerator 1 een zodanig signaal op de te meten versterker, dat deze het vermogen levert waarbij men wil weten hoe groot de vervorming is.

De vervormingsmeter volgens fig. 456 is zodanig ingericht, dat men het indicatie-instrument (9) tevens als voltmeter parallel aan de belastingweerstand (3) kan schakelen, dus zodoende het vermogen kan bepalen dat de versterker levert.

Men zet nu eerst schakelaar 7 in stand *G* (grondtoon) en draait potentiometer *P* zover open dat het indicatie-instrument (9) een goed zichtbare uitslag vertoont. Vervolgens zet men schakelaar 7 in stand *H* (harmonische) en draait potentiometer 6 zover open dat dezelfde uitslag op het indicatie-instrument wordt verkregen. Potentiometer 6 is een draadgewikkelde weerstand, waarvan de weerstandstoe- of -afname evenredig is met het aantal graden verdraaiing van de kop. De gehele slag is in een aantal gelijke delen verdeeld, die zijn af te lezen op een onder de knop aangebrachte schaal.

Stel, dat potentiometer 4 is afgetakt op 0,1 en dat potentiometer 6 geheel bovenaan staat; dan wil dit zeggen dat 0,1 van de totale uitgangsspanning gelijk is aan de totale sterkte van de harmonischen, dus dat we een vervorming hebben van 10%.

Staat potentiometer 6 bijv. op de helft, dan betekent dit dat 0,1 van de totale uitgangsspanning gelijk is aan de helft van de sterkte van de harmonischen, dus dat een vervorming optreedt van 20%.

Meet men volgens methode 2, dan begint men met potentiometer 6 op het percentage vervorming in te stellen waarbij men wil meten.

Nu stelt men met behulp van de potentiometer die de uitgangsspanning van de toongenerator regelt, en met potentiometer *P*, onder voort-

durend omschakelen van schakelaar 7, zodanig in, dat het indicatie-instrument (9) zowel in stand *G* als in stand *H* dezelfde uitslag vertoont. Men weet dus nu dat tussen uitgangsspanning en harmonischen een verhouding bestaat als waarop is ingesteld. Hierbij meet men nu de uitgangsspanning van de versterker, waaruit dan het afgegeven vermogen bij een bepaalde procentuele vervorming is te bepalen.

In het algemeen meet men de vervorming bij 1000 Hz, daar de maximale amplituden bij muziek en spraak bij deze frequentie liggen; het verdient echter aanbeveling het onderzoek ook uit te voeren bij hogere en lagere frequenties.

§ 5. Het meten van storingen

Voor het meten van stoorsignalen, brom en ruis, kan men in de praktijk de volgende eenvoudige methode toepassen. Men kwalificeert storingen beneden 300 Hz als „brom”, die boven 300 Hz als „ruis” en maakt gebruik van de schakeling volgens fig. 457.

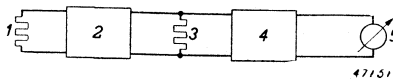


Fig. 457

Schakeling voor het meten van brom en ruis.

De te meten versterker 2, wordt aan de in- en de uitgangszijde met zijn aanpassingsweerstand afgesloten (1 en 3 in fig. 457), eventuele volumeregelaars worden op maximum gezet. De stoorspanning wordt via filter 4, gemeten met voltmeter 5.

Filter 4 is omschakelbaar voor brom- of ruismeting, waarbij in het eerste geval alleen frequenties tot 300 Hz doorkomen, in het tweede geval alleen frequenties boven 300 Hz.

De waarden voor brom en ruis worden nu aangegeven als de verhouding in dB van de stoorspanning, tot de maximale uitgangsspanning die de versterker kan geven.

Stel, dat de versterker maximaal 100 volt geeft, terwijl men een bromspanning van 0,1 volt meet. Dan is de brom:

$$20 \log \frac{100}{0,1} = 20 \log 1000 = 20 \times 3 = 60 \text{ dB}$$

beneden de maximale uitgangsspanning (dus brom —60 dB).

§ 6. Het meten van de spanningsdaling aan de uitgang van versterkers bij overgang van onbelaste naar belaste toestand

Op de ingang van de versterker wordt een toongenerator aangesloten, en parallel op de uitgang een L.F. voltmeter.

Op de uitgangsklemmen kan men verschillende belastingen aansluiten,

bijv. de weerstand waarmee de versterker vol belast is en die meestal door de fabrikant wordt opgegeven. Is deze weerstand niet vermeld, dan berekent men hem uit de betrekking:

$$R_0 = \frac{V_0^2}{W_0}$$

waarin R_0 = weerstand bij volle belasting
 V_0 = nominale uitgangsspanning
 W_0 = max. afgegeven vermogen.

Bij verschillende frequenties meet men de spanning mét en zonder de weerstand R_0 en bepaalt aldus de spanningsdaling bij deze frequenties. Bij grotere L.F.installaties, bijv. bij draadradio-installaties, is het van belang na te gaan welke invloed de belasting door het kabelnet heeft; in de hoge frequenties blijkt de spanningsdaling dan voor een belangrijk deel door de eigencapaciteit van het kabelnet te worden veroorzaakt. Op analoge wijze kan men ook de spanningsdaling die in een kabelnet zelf optreedt bepalen, door de L.F.spanning in de centrale en bij een afnemer te meten. In het geval van draadradiocentraless, waarbij een groot aantal luidsprekers willekeurig kan worden aangesloten, moet men de meting buiten dienst, bijv. des nachts, uitvoeren en de belasting door de luidsprekers vervangen door een of meer vervangingsweerstand.

§ 7. Niveaumeting

In grote L.F. installaties is het gebruikelijk het z.g. niveau van het L.F. signaal, muziek of spraak, te meten. In studio's is deze meting zelfs onmisbaar (zie XIV § 12).

Men onderscheidt daarbij twee soorten van meters, namelijk de niveaumeters die de gemiddelde, en de niveaumeters welke de piekwaarde van het L.F.signaal aangeven. Men heeft voor deze doeleinden verschillende gecompliceerde en kostbare apparaten op de markt gebracht (zie litteratuurlijst).

Gebruikt men slechts één niveaumeter, dan kiest men bij voorkeur een instrument voor het meten van de piekwaarde van de L.F.spanning. Een eenvoudige schakeling die hiervoor kan dienen is weergegeven in fig. 458.

Over de weerstand R_1 wordt de condensator C tot de piekwaarde van de L.F.spanning opgeladen; deze waarde wordt door het meetinstrument M aangegeven. Daalt de L.F.spanning, dan ontladde de condensator zich over R_2 . Men stelt de waarden van R_1 en R_2 zodanig vast, dat een piek in de spanning snel wordt aangewezen en dat het meetinstrument

daarna langzaam terugloopt. Het aflezen van de piekwaarde wordt hierdoor gemakkelijk. Het instrument M wordt als regel in dB geijkt.

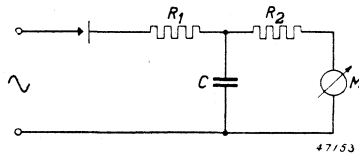


Fig. 458

Schakeling voor een piekmeter.

§ 8. Diverse metingen

a. Het controleren van de aanpassing.

Op het grote belang van een juiste aanpassing tussen de verschillende elementen van een L.F.installatie hebben wij in hfdst. VI § 1 gewezen. In bepaalde gevallen wordt ook een zekere aanpassing voorgeschreven. Zo moeten telefoonlijnen als regel met een weerstand van 600 ohm worden afgesloten.

Bestaat de ingang van het te onderzoeken apparaat, bijv. een versterker, uit een weerstand, dan is deze te controleren met een ohmmeter. In vele gevallen bestaat echter de ingang uit een transformator, waarop secundair een weerstand is aangesloten. In dit geval kan men gebruik maken van de schakeling volgens fig. 459.

Op de uitgang van de toongenerator TG sluit men de variabele weerstand R aan, in serie met de primaire wikkeling van de ingangstransformator. Bij verschillende frequenties voert men een spanning aan deze serieschakeling toe en meet de spanning op R en L door de voltmeter V om te schakelen met de schakelaar S . Men stelt R zodanig in, dat de beide spanningen volkomen gelijk zijn, in welk geval de impedanties van R en L ook gelijk zijn. Daar men bij verschillende frequenties meet, bepaalt men op deze eenvoudige wijze de impedantiekromme van de ingang.

b. Isolatiemeting.

Het is soms nodig de isolatie van leidinggedeelten te bepalen, ook al omdat daaraan, bijv. van overheadswege, bepaalde eisen worden gesteld. Men bezigt hiervoor de algemene gebruikelijke isolatiemeters.

c. Overspreekdemping.

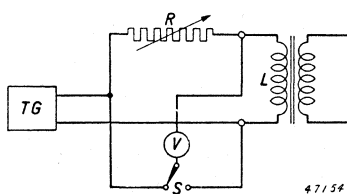


Fig. 459

Schakeling voor het meten van een ingangsimpedantie.

Voor het meten van de overspreekdemping (zie 441) tussen verschillende leidingen, voert men aan één leidingenpaar door een toongenerator een L.F.spanning van een bepaalde frequentie toe en meet de L.F.spanning die op in de buurt liggende leidingen wordt overgedragen.

§ 9. Een L.F.meetinstallatie

Een voorbeeld van een complete L.F.meetinstallatie vindt men in fig. 460. De installatie behoort bij een draadradio-centrale voor vijf programma's. In de linker kolom bevinden zich de ontvangerpanelen en onderaan het paneel voor de netaansluiting. Op de 2de, 3de en 4de kolom van links ziet men een zevental profielmeters; dit zijn de piekmeters voor het controleren van de L.F. spanning van de vijf programma's (achter de lijnversterkers), één piekmeter als reserve voor hetzelfde doel, en één (in de 3de kolom onderaan) voor het controleren van de ingangsspanning. De vijf knoppen die zich onder de profielmeters bevinden, behoren bij een filter voor het regelen van de lage en hoge frequenties, waarvan in hoofdst. XVI § 9 een beschrijving is gegeven.

Op het 2de paneel van boven in de 2de en 4de kolom, bevindt zich een tiental instrumenten, die worden aangesloten op de uitgang van de tien eindversterkers die het kabelnet voeden. Deze instrumenten, waarin neonzuiltjes zijn opgenomen, dienen voor het constateren van overbelasting bij deze versterkers. In hfdst. VI § 5 vindt men van deze instrumenten een korte beschrijving met foto.

Op de vijfde kolom van links bevinden zich de meetinstrumenten die bij de niet-dagelijkse contrôle van de centrale worden gebruikt.

Het bovenste paneel dient voor een meetversterker met 10 watt uit-

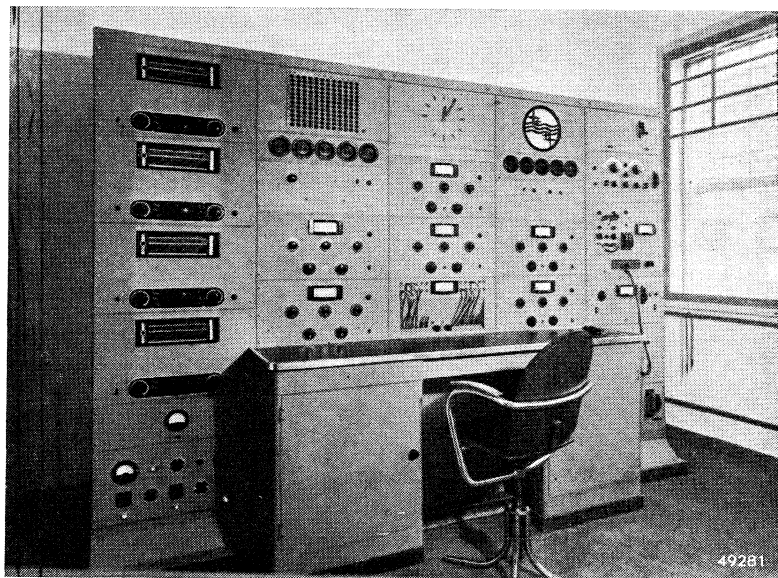


Fig. 460

Foto van een contrôle-installatie voor een radiocentrale.

gangsvermogen. Op het 2de paneel van boven is de toongenerator type 2307 aangebracht, terwijl op het daaronder gelegen 3de paneel links, een electronenstraaloscillograaf en rechts een ohmmeter voor het controleren van de isolatie van het kabelnet is gemonteerd. Het 4de paneel is een verzwakker-paneel; de verzwakkers worden aangesloten op de uitgang van de 10 W meetversterker in het bovenste paneel. Op het 5de paneel van boven bevindt zich een meter voor het aanwijzen van de gemiddelde L.F. uitgangsspanning van de meetversterker. Het 6de paneel draagt een vervormingsmeter, en op het onderste paneel zijn de belastingweerstand gemonteerd die bij het doormeten van de eindversterkers worden gebruikt.

Na de in de vorige paragrafen gegeven uiteenzettingen, zal het gebruik van de verschillende meetinstrumenten die in de installatie zijn aangebracht, zonder nadere toelichting duidelijk zijn.

LITTERATUUR

Algemeen en § 2

1. Likel, H. C. An audio-frequency V.T. voltmeter. *Electronics* **13** (1940) Dec. 32—34.
2. Rijerson, C. & M. Aronson. Transient peak voltmeters. *Electronics* **18** (1945) Sept. 110—112.
3. Schagen, J. The use of copper-oxide rectifiers for instrument purposes. *Proc. Inst. Radio Engr.* **19** (1931) 233—246.
4. Terman, F. E. *Radio Engineers' Handbook*. New-York en London, Mc Graw-Hill Book Company (1943) 902—991 Section 13: Measurements.
5. Thurston, J. N. An A. C. vacuum tube voltmeter. *Electronics* **16** (1943) Oct. 102—104.
6. Een eenvoudige elektrische meetbrug. *Philips Techn. T.* **2** (1937) 270—275.

§ 3

1. Mayer, H. F. Cathode-ray oscillograph applications. *Electronics* **11** (1938) 14—16.
2. Müller, Garman and Droz. *Experimental electronics*. Chapter XII — 293 — 322: The cathode ray tubes New-York (1943).

§ 4

1. Nicholson, M. G. & W. M. Perkins. A simple harmonic analyser. *Proc. Inst. Radio Engr. Inst. Radio Engr.* **20** (1932) 734—739.
2. Piddington, J. H. A fundamental suppression type harmonic analyser. *Proc. Inst. Radio Engr.* **24** (1936) 591—596.
3. Scott, H. H. A. A new type of selective circuit and some applications. *Proc. Inst. Radio Engr.* **26** (1938) 226.
4. Stinchfield, J. M. Measuring harmonic distortion in tube circuits. *Electronics* **1** (1930) 79—81.

§ 7

1. Apfel, H. A. and others. A new standard volume indicator and reference level. *Electronics* **12** (1939) 28—29.
2. Chinn, H. A. and others. A new standard volume indicator and reference level. *Proc. Inst. Radio Engr.* **28** (1940) 1—16.

HOOFDSTUK XVII

BEGRIPPEN, SYMBOLEN, AANDUIDINGEN, SCHEMATEKENS, AFKORTINGEN

§ 1. Begrippen

Door verschillende lichamen zijn definities van grootheden, en de methoden om deze grootheden te meten, gestandaardiseerd.

Voor het gebied van de L.F. versterkingstechniek zijn van belang:

Standards on radio-receivers (S.R.)

Standards on electro-acoustics

Standards on electronics (S.E.),

in 1938 uitgegeven door „The Insitute of Radio Engineers” New-York. International Electrotechnical Vocabulary (I.E.V.) Publication 50 van de I.E.C.

Specification for testing and expressing overall performance of radio-receiver, Part I — Electrical Tests

Part II — Acoustic Tests,

in 1936 gepubliceerd door „The Radio Manufacturers’ Association”, London.

Acoustische begrippen en grootheden V 1029, ontwerp-normaalblad van de HCNN (1942).

De definities van in dit boek veel voorkomende grootheden zijn in deze paragraaf opgenomen; sporadisch voorkomende grootheden zijn ter plaatse gedefinieerd.

Algemene begrippen

<i>Periode</i> I.E.V. 05-05-165	= het minimum interval, waarin de afhankelijk veranderlijke van een periodiek verschijnsel naar de uitgangstoestand terugkeert; bij een sinusvormig met de tijd verlopend verschijnsel, de tijdsduur van één volledige trilling.
<i>Frequentie</i> I.E.V. 05-05-175	= het quotient van een geheel aantal perioden, gedeeld door het overeenkomstige tijdsinterval.
<i>Grondfrequentie</i> grondtoon, fundamentele frequentie	= de laagste frequentie in een samengestelde trilling.
<i>Harmonische</i> (componenten)	= de sinusvormige componenten, waarin een periodieke grootheid ontleed kan worden; de frequenties dezer componenten zijn gehele veelvoud van de grondfrequentie. De com-

- ponente die een frequentie heeft die $2 \times$ de grondfrequentie bedraagt, heet de 2de harmonische, enz.
- Momentele waarde* = de waarde van een veranderlijke grootheid op een gegeven tijdstip.
I.E.V. 05-05-190
- Gemiddelde waarde* van een periodieke grootheid = de gemiddelde waarde van de grootheid gedurende een periode.
I.E.V. 05-05-195
- Middelbare (effectieve) waarde* van een periodieke grootheid = de vierkantswortel van de gemiddelde waarde van het kwadraat van de momentele waarde gedurende één gehele periode. Indien wisselspanningen of -stromen worden genoemd, wordt steeds de middelbare waarde bedoeld, tenzij het tegendeel door een indicatie is vermeld (zie ook § 4).
I.E.V. 05-05-200
- Piekwaarde* = De maximale momentele waarde gedurende een gegeven tijdsinterval.
I.E.V. 05-05-205
- Amplitude* van een sinusvormige grooth. = de maximale waarde die de grootheid in een periode bereikt.
I.E.V. 05-05-215

Begrippen op het gebied van de L. F. versterking

- Signaal* = de trilling waardoor een gewenst effect (spraak, muziek, enz.) wordt overgebracht.
- Excitatie* = de trilling die aan de ingang van een L.F. versterker wordt gelegd om een signaal over te brengen.
- Versterking* (algemeen) = het vergroten van het vermogen van een signaal, doordat het ingangssignaal het vermogen bestuurt dat door een andere energiebron aan de uitgangskring wordt geleverd.
S.R.R. 2 R1, zie ook
I.E.V. 55-05-060
- Versterking van een signaal* S.R.R. 2 R 1 = de verhouding van het uitgangssignaal tot het ingangssignaal, beide op dezelfde wijze uitgedrukt.
- Spanningsversterking* = de verhouding van de uitgangsspanning tot de ingangsspanning van het signaal.
- Stroomversterking* = de verhouding van de uitgangsstroom tot de ingangsstroom van het signaal.
S.R.R. 2 R 3
- Vermogenversterking* = de verhouding van het uitgangsvermogen het ingangsvermogen van het signaal.

<i>Terugkoppeling</i> analoog S.R.R. 2 R 7	= een koppeling tussen de uitgangskring en de ingangskring van een versterker.
<i>Meekoppeling</i> S.R.R. 2 R 8	= een terugkoppeling die een vergroting van de versterking veroorzaakt.
<i>Tegenkoppeling</i> S.R.R. 2 R 9	= een terugkoppeling die een verkleining van de versterking veroorzaakt.
<i>Versterkingsfactor</i> (van een versterkbuis) I.E.V. 60-25-145	= de verhouding van een kleine verandering in de anodespanning tot een kleine verandering in de stuurroosterspanning, onder de voorwaarde dat de anodestroom onveranderd blijft en alle andere electrodespanningen constant worden gehouden.
<i>Doordringing</i> I.E.V. 60-25-150	= reciproke waarde van de versterkingsfactor. Ook wel: de electrostatische werking van de anode door het rooster heen op de kathode.
<i>Steilheid</i> I.E.V. 60-25-155	= de verhouding van een kleine verandering in de anodestroom tot een kleine verandering in de stuurroosterspanning, waarbij alle andere spanningen constant worden gehouden.
<i>Modulatie</i> I.E.V. 60-35-040	= het proces waardoor zekere karakteristieke elementen van een al dan niet sinusvormige trilling, in overeenstemming met de vorm van het signaal worden gewijzigd.
<i>Vervorming</i> (distorsie)	= alle verschillen waardoor de gereproduceerde trilling zich onderscheidt van de oorspronkelijke.
<i>Lineaire vervorming</i>	= de reproductiefactor van een amplitude hangt af van de frequentie.
<i>Niet-lineaire vervorming</i> (Disproportie)	= de reproductiefactor voor een amplitude van een bepaalde frequentie hangt af van de amplitude.
<i>Storingen</i>	= trillingen die in de uitgangskring optreden en niet in de excitatie.
<i>Brom</i>	= storingen die de netfrequentie of een veelvoud daarvan vertonen.
<i>Ruis</i>	= storingen met een continu frequentiespectrum, afkomstig uit elementen van de versterkingsinstallatie.
<i>Thermische ruis</i> I.E.V. 60-25-170	= ruis, veroorzaakt door de beweging van Brown, van de electronen in een element van de versterkingsinstallatie.
<i>Luchtstoringen</i>	= storingen, veroorzaakt door veranderingen in

I.E.V. 60-35-070 de elektrische gesteldheid van de atmosfeer.

Acoustische grootheden (V 1029)

- Geluid* = alle met het menselijk gehoorzintuig waarneembare trillingen.
1.01
- Geluidsspectrum* = de verzameling van de in een geluid voorkomende sinusvormige trillingen met de bijbehorende intensiteiten, als functie van de frequentie.
- Toon* = een geluid, bij hetwelk een bepaalde frequentie overheerst.
1.04
- Golflengte* = de kleinste afstand tussen twee punten waar de golf op een bepaald moment dezelfde fase vertoont.
1.16
- Voortplantingssnelheid* = de snelheid waarmee de faze van het geluid zich voortplant.
1.18
- Stofsnelheid* = (lucht-, water-, snelheid) de snelheid van het trillende deeltje.
1.19
- Geluidsdruk* = de bij een geluidstrilling in het materiaal optredende afwijking van de evenwichtsdruk. Toelichting: De geluidsdruk wordt uitgedrukt in dynes per cm^2 . Vaak wordt i.p.v. dyne per cm^2 het woord microbar gebruikt (μ bar). In oude litteratuur treft men ook wel het woord barye aan. In Amerikaanse publicaties wordt de druk van één dyne per cm^2 , een bar genoemd, ofschoon de „American Tentative Standard” dit, als zijnde een verwarrend gebruik, afkeurt.
- Geluidssintensiteit* = de gemiddelde energie die door de geluidsgolf per secunde door een oppervlak van 1 cm^2 , loodrecht op de voortplantingsrichting getransporteerd wordt.
- Bel en decibel* = De bel is de eenheid van een logaritmische schaal, ter bepaling van de logaritmische verhouding van twee vermogens, bij gebruik van het grondgetal 10.
(zie ook I § 7)

In de geluidslcer worden uitsluitend energieën en vermogens in bels, resp. decibels vergeleken.

Opmerking: het niveauverschil van twee vermogens W_1 en W_2 wordt uitgedrukt in bels als

$${}^{10}\log \frac{W_1}{W_2} \text{ B}$$

of in decibels als

$$10^{10} \log \frac{W_1}{W_2} \text{ dB.}$$

In al die gevallen, waarin de verhouding van de twee vermogens gelijk is aan de verhouding van de kwadraten van de geluidsdruk (P) jo van de stofsnelheid (V), kunnen bovenstaande formules worden vervangen door:

$$10^{10} \log \frac{W_1}{W_2} = 20^{10} \log \frac{P_1}{P_2}$$

$$10^{10} \log \frac{W_1}{W_2} = 20^{10} \log \frac{V_1}{V_2}$$

<i>Galm</i>	= De versterking van een voortdurend geluid
2.1	in een ruimte door weerkaatsing van wanden.
<i>Nagalm</i>	= het blijven voortklinken van een geluid in
2.2	een ruimte, nadat de geluidsbron heeft opge-
	houden te werken.
<i>Echo</i>	= een bepaalde reflectie in de nagalm, die door
2.3	het gehoorzintuig wordt waargenomen als een
	herhaling van het geluid dat het oor direct
	bereikt.
<i>Nagalmtijd</i>	= het aantal seconden waarin de gemiddelde
2.4	energiedichtheid van de nagalm 60 dB (d.i.
	de factor 10^6) zwakker geworden is.
<i>Reflectiecoëfficiënt</i>	= de verhouding van de door het materiaal
2.5	teruggekaatste geluidsenergie tot de op het
	materiaal vallende energie.
<i>Absorptie-coëfficiënt</i>	= de verhouding van de door het materiaal
	niet teruggekaatste geluidsenergie tot de
	er op vallende energie.
<i>Isolatie door de wand</i>	= Het niveauverschil (in dB) tussen de op de
2.7	wand vallende geluidsenergie en de door deze
	wand doorgelaten energie.
<i>Toonhoogte, toonsterkte</i>	= een enkelvoudige toon heeft, behalve zijn duur,
3.13	twee subjectief waarneembare eigenschappen:
	hoogte en sterkte. De hoogte die leidt tot een
	psychisch-subjectieve rangschikking van lage
	en hoge tonen, hangt voornamelijk af van de

- physische frequentie, en in geringe mate, van de physische intensiteit.
- De sterkte die leidt tot een psychisch-subjectieve rangschikking van zwakke (of zachte) en sterke (of harde) tonen, hangt voornamelijk af van de physische intensiteit, in geringe mate van de physische frequentie van de trilling die de toongewaarwording wekt.
- Klank*, of timbre 3.14 = een samengestelde toon heeft, behalve zijn duur, drie subjectief waarneembare eigenschappen: toonhoogte, toonsterkte en klank. De klank is die eigenschap, waaraan twee zulke tonen van gelijke hoogte, sterkte en duur kunnen worden onderscheiden.
- Zweving* 3.15 = de periodieke schommeling van de intensiteit, die veroorzaakt wordt door de interferentie van twee tonen van weinig verschillende hoogte.
- Standaardtoon*, standaardfrequentie en standaardintensiteit = een geluidstrilling van de lucht met een standaardfrequentie van 1000 perioden per sec en een middelbare geluidsdruk van 0,0002 dyne per cm^2 , geeft de standaardtoon. Zijn de geluidsgolven vlak, dan is bij kamertemperatuur en normale barometerstand de middelbare snelheid van de luchtdeeltjes ca. $4,8 \cdot 10^{-6}$ cm per sec en de middelbare uitwijking van de luchtdeeltjes $7,6 \cdot 10^{-10}$ cm, terwijl de intensiteit 10^{-6} watt per cm^2 draagt.
- Het geluidsniveau* van de vergelijkingstonen 3.32 = het intensiteitsniveau van een trilling in de lucht met een frequentie van 1000 perioden per sec wordt in bels (d.i. 10 decibel) gemeten door de logaritmische (met 10 als grondtal) van de verhouding van zijn physische intensiteit tot die van de standaardtoon.
- Luidheid* vaneenkelvoudige of samengestelde toon, in phoons 3.33 = Het geluidspeil in decibels van de vergelijkingstonen van 1000 perioden per sec, die door de waarnemer even luid wordt gehoord als de tegen die vergelijkingstonen gehouden toon met willekeurige toonhoogte of van willekeurige samenstelling. Men drukt de luidheid uit in „poons”.

- Toondrempel (waarde)* 3.42 = de waarde van de intensiteit, waarbij de toon juist onderkend kan worden.
- Pijndrempel* 3.45 = de kleinste waarde van de intensiteit van een toon, die naast een gewaarwording van geluid, een gewaarwording van pijn opwekt.
- Oorgevoeligheid* 3.61 = De verhouding van de sterkte der physiologische prikkels, door de gehoorzenuw overgebracht, tot de intensiteit van de fysieke inwerking van buiten, gedeeld door die verhouding bij de vergelijkingston. Deze oorgevoeligheid hangt af van de frequentie en kan bij grote intensiteiten afhankelijk worden van de intensiteit.

§ 2. Symbolen voor eenheden

De symbolen voor eenheden, die in dit boek zijn gebruikt, zijn in overeenstemming met de internationaal gemaakte afspraken, vastgelegd in de publicatie van de I.E.C. „Symbols Internationaux” van 1920 en van de I.S.A. „Bulletin 30”. De meest voorkomende zijn de navolgende:

<i>Electriciteit</i>		<i>Magnetisme</i>	
ampère	A	maxwell	M
volt	V	gauss	G
ohm	Ω	oersted	O
farad	F		
henry	H	<i>Geluid</i>	
watt	W	bar	bar
decibel	dB	microbar	μ bar
neper	N	phoon	phon
		hertz	Hz

Hulpindices

milli	m	bijv.	milliampère	mA
micro	μ	„	microfarad	μ F
kilo	k	„	kilovoltamp.	kVA
mega	M	„	megohm	M Ω
pico	p	„	picofarad	pF

§ 3. Aanduiding van elektronenbuizen en elektroden

<i>Electronenbuizen</i>		<i>Electroden</i>	
diode	D	electrode	e
triode	T	anode	a
tetrode	Q	kathode	k

penthode	P	rooster	g
voedingsgelijkrichtbuis	R	verwarmingslichaam of	
electronenstraalbuis	E	direct verhitte ka-	
		thode	f

§ 4. Aanduiding van grootheden

Grondsymbolen

EMK	E	Golflengte	λ
Gelijkspanning	V (zo nodig $V=$)	Frequentie	f
Wisselspanning	V (zo nodig $V\sim$)	Fazehoek	φ
(momentele waarde v)		Hoeksnelheid	ω
Gelijkstroom	I (zo nodig $I=$)	<i>Indices</i>	
Wisselstroom	I (zo nodig $I\sim$)	Batterij	b
(momentele waarde i)		Maximum	<i>max</i>
Vermogen	W	Minimum	<i>min</i>
Arbeid	A	Effectief (middelbaar)	<i>eff</i>
Doordringing	D	Gemiddeld	<i>med</i>
Versterkingsfactor	μ	Amplitude	m
Versterking	A	Piek	p
Steilheid	S	Absolute waarde	bijv. $ V $
Vervorming	d	Ingang	i
Weerstand	R	Uitgang	o 1) of u
Reactantie	x	Modulatie	<i>mod</i>
Impedantie	Z	Werkpunt	w
Admittantie	Y	Primair	pr
Zelfinductie	L	Secundair	sec
Wederzijdse inductie	M	Transformator	tr
Magnetische inductie	B	Totaal	tot
Veldsterkte	H	Transformatorver-	
Capaciteit	C	houding $u = \frac{n_2}{n_1}$ 2)	
Geleidingsvermogen	G		
Rendement	η		

1) De index o kan ook voor het aanduiden van een bepaalde conditie in afgeleide symbolen worden gebruikt; deze index wordt dan achter een electrode-aanduiding geplaatst.

Voorbeelden: I_{ao} , V_{ao} .

2) Het is in de radiotechniek gebruikelijk $u = \frac{n_2}{n_1}$ te nemen, met uitzondering van uitgangstransformatoren, waarvoor men veelal $u = \frac{n_1}{n_2}$ schrijft. In overeenstemming hiermee is in dit boek als regel van $u = \frac{n_2}{n_1}$ gebruik gemaakt, maar voor uitgangstransformatoren is $u = \frac{n_1}{n_2}$ gekozen.

*Voorbeelden van afgeleide symbolen**Spanning*

Ingangsspanning (excitatie spanning)	V_i
Anodespanning	V_a
Gloe spanning	V_f
Roosterspanning	V_g
Transformators spanning	V_{tr}

Stroom

Anodestroom	I_a
Anode-rust stroom bij klasse AB en B versterkers	$I_a (V_i = 0)$
Anodestroom bij ge- lijkspanning van stuurrooster = oV	I_{ao}
Anodestroom in het werkpunt	I_{aw}






Vermogen































Door een energie- bron (batterij) ge- leverd vermogen	W_b
Anodedissipatie	W_a
Ingang vermogen (excitatie vermogen)	W_i
Uitgang vermogen	W_o

Weerstand

	uitwendig	inwendig
Anodeweerstand	R_a	R_i
Rooster(lek)weerstand	R_g	
Weerstand tussen gloeidraad en kathode	R_{kf}	

§ 5. Schematekens

Aarde		IEC
Impedantie, algemeen		IEC
Wikkeling		IEC
Gelijk stroom weerstand		IEC
Zelfinductie zonder ijzerkern (wikkeling)		IEC

Zelfinductie met ijzerkern		IEC
Transformator met gescheiden wikkelingen		IEC
Condensator		IEC
Regelbaar (zonder onderbreking)		IEC
dus bijv.: Regelbare condensator		IEC
Schakelaar		IEC
Element, cel, algemeen		
korte, dikke streep negatieve pool		
lange, dunne streep positieve pool		IEC
Batterij (drie cellen)		IEC
Gelijkrichter, algemeen (detector)		VDE
Stroom in pijlrichting		
Streep positieve, driehoek negatieve pool		
Smeltveiligheid		IEC
Signaallamp		IEC
Telefoon		IEC
Microfoon		IEC
Luidspreker		IEC
Grammofoonopnemer		IEC
Antenne		IEC
Gelijkstroom		IEC
Wisselstroom		IEC
Meetinstrument		IEC
Voltmeter		IEC
Ampèremeter		IEC
Diode, eenfazig		VDE
Diode, tweefazig		Ph
Triode met direct verhitte kathode		IEC
Penthode met indirect verhitte kathode		Ph
Secundaire-emissiebuis (tetrode)		Ph
Fotocel		IEC
Edelgaspatroon		Ph
Weerstandlamp		Ph
Gelijkrichtbuis met glimlicht		VDE

De meeste van de gebruikte schematekens zijn overeenkomstig de navolgende publicaties van de IEC:

Intern. Symbols — Part 2 — Graphical Symbols for Heavy-Current Systems — 2nd. Ed. 1930 en

Intern. Symbols — Part 3 — Graphical Symbols for Weak- Current Systems — 2nd Ed. 1939.

In de derde kolom zijn deze bronnen van herkomst kortweg aangeduid door IEC.

In enkele gevallen waarin de IEC geen symbolen heeft vastgesteld, zijn deze overgenomen van het normaalblad DIN-VDE 715 van 1940, uitgegeven door de VDE; de derde kolom vermeldt dit door de aanduiding VDE. Ten slotte zijn voor die gevallen, waarin noch door de IEC, noch door de VDE symbolen zijn vastgelegd, de symbolen gebruikt die bij de N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken in gebruik zijn; in de derde kolom is dit aangeduid door Ph.

§ 6. Afkortingen

W. S.	wisselstroom
G. S.	gelijkstroom
W. S. en G. S.	wissel- en gelijkstroom
L. F.	laagfrequent
M. F.	middenfrequent
H. F.	hoogfrequent
H. V.	hoogvacuum.

AANVULLING

Door de moeilijke omstandigheden na de bevrijding werd de uitgave van dit boek enigszins vertraagd. Ter aanvulling van de uit de praktijk verstrekte gegevens, vermelden wij hier nog enkele producten van de laatste tijd die voor de lezer van belang kunnen zijn.

Buizen. (Hfdst. II).

Aan de serie voorversterkbuizen zijn toegevoegd de voorversterkpen-
thode EF 40, een ingangsbuis, en de dubbel-triode ECC 40 voor faze-
omkering. Beide buizen hebben een glazen voet en behoren tot het zo-
genaamde rimlock-type (A-techniek).

Een nieuwe eindbuis is de eindpenthode EL 60, met een maximum-
anodedissipatie van 25 watt en een anodespanning van 800 volt, bijzonder
geschikt voor het gebruik in B-schakeling. Voor de voeding van deze
penthode dient een nieuwe gelijkrichtbuis EW 60, een enkelvoudige
gasgelijkrichtbuis. Ook de EL 60 en de EW 60 hebben een glazen voet.

Microfoons. (Hfdst. XI).

Een nieuwe spoelmicrofoon is het type 9549 van Philips.

Evenals het type 9528 is dit een drukgradiënt-microfoon. Door ge-
bruikmaking van een acoustisch filter is een zeer goede weergave, zowel
van muziek als van spraak, verkregen. De gevoeligheid bij 1000 hertz
bedraagt 2,4 mV op 10 000 ohm, bij een geluidsdruk van 1 μ bar.

Een nieuwe richtingsgevoelige microfoon is het type 9564, waarvan
fig. 461 een foto is. Deze handmicrofoon is van het electrodynamische
type. Het handvat is voorzien van een schakelaar.

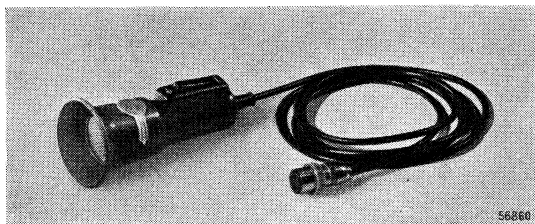


Fig. 461

Foto van de electrodynamische handmicrofoon
type 9564 van Philips.

Luidsprekers. (Hfdst. XII).

Zoals op blz. 411 is opgemerkt, is een bezwaar van de exponentiële
hoorns gelegen in de grote vereiste lengte. Om aan dit bezwaar tegemoet

te komen, wordt de hoorn „opgevouwen”, waardoor een zogenaamde reflexhoorn ontstaat. Fig. 462 geeft een schets van een dergelijke hoorn.

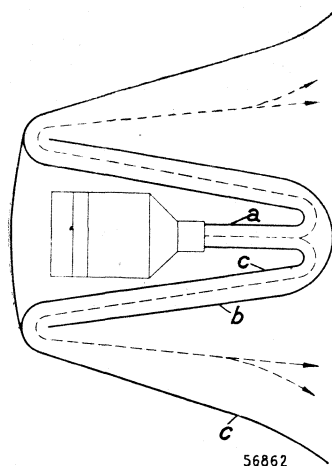


Fig. 462

Schets van een reflexhoorn. De stippellijn geeft de weg van het geluid in de hoorn aan.

- a = aansluittrechter
- b = reflexkelk
- c = buitenkelk



Fig. 463

Foto van een reflexhoorn type 9864 van Philips.

De hoorn volgens fig. 462 bestaat uit drie delen: de aansluittrechter a, de reflexkelk b en de buitenkelk c. Het geluid dat door de kleine mond van de membraanluidspreker wordt uitgezonden, moet de weg afleggen die in de figuur door een stippellijn is aangegeven. De „effectieve” lengte van de geluidsweg is belangrijk groter dan de diepte van de hoorn. De acoustische eigenschappen van de hoorn worden bepaald door deze effectieve lengte en het verloop van de doorsnede.

Fig. 463 is een foto van een luidsprekerhoorn type 9864, die volgens het beschreven principe is geconstrueerd.

Bij deze hoorn bedraagt de effectieve lengte van de geluidsweg 74,5 cm, terwijl de hoorn slechts 30 cm diep is. Door een nauwkeurig berekende constructie is een exponentieel verloop van de luchtweg verkregen, zodat het type 9864 overeenkomt met een rechte exponentiële hoorn, met een lengte van 74,5 cm. De grensfrequentie (zie blz. 411), dat is de frequentie beneden welke het rendement snel daalt, ligt bij ongeveer 250 hertz.

Voor de membraanluidspreker die in combinatie met de hoorn type

9864 moet worden gebruikt, heeft Philips een nieuw type 9856 ontwikkeld. Dit type onderscheidt zich door grote gevoeligheid, heldere weergave en stevige constructie. De grote gevoeligheid wordt voornamelijk bereikt door een hoge veldsterkte in de luchtspleet, opgewekt door een ringvormige magneet van zeer modern magneetstaal (Philips' „Ticonal"). Ook de constructie van de drukkamer (vergelijk fig. 347 op blz. 409) werkt mee tot het verkrijgen van een hoog rendement. Een goede levensduur van het membraan bij de maximumbelasting van 10 watt wordt verzekerd door de bijzondere constructie van dit onderdeel. Het membraan bestaat uit een glasweefsel, geïmpregneerd met kunsthars, terwijl de toevoerdraden naar het spoeltje dubbel (één voor reserve bij eventuele breuk) zijn uitgevoerd.

Voor het afsnijden van de lage frequenties die de levensduur ongunstig zouden beïnvloeden, en bovendien door de hoorn toch niet worden weergegeven, is een filter aangebracht.

In combinatie met de hoorn 9864 bedraagt het geluidsniveau bij volle belasting van de luidspreker en gemeten in de as van de hoorn, op 2 m afstand, 110,5 phon.

Meetapparaten. (Hfdst. XVI).

Voor het meten van weerstanden, capaciteiten, stromen en spanningen, heeft Philips een apparaat type GM 4257 ontwikkeld. Een modern apparaat voor het onderzoek van versterkbuizen is de z.g. „Cartomatic" III, type GM 7633. Met dit apparaat kan men controleren:

- breuk van de gloeidraad;
- verbindingen van de elektroden en van het metalen scherm;
- kortsluiting tussen de elektroden;
- de anodestroom;
- de emissie.

Moderne kathodestraaloscillografen zijn het type GM 5655 en het type GM 3159. Beide apparaten onderscheiden zich door de kleine afmetingen en het geringe gewicht. Het frequentiegebied is groot; het type GM 3159 is te gebruiken tot 800 000 hertz.

Ter aanvulling van de literatuuropgave verstrekken wij voorts een lijst van een aantal belangrijke artikelen die in de laatste tijd op het gebied van de laagfrequentieversterking zijn verschenen.

In de laatste jaren is belangstelling ontstaan voor versterkers die aan bijzondere eisen van vervormingsvrijheid, constantheid enz. voldoen. Onder meer worden deze speciale versterkers gevraagd voor de televisietechniek. Onder het hoofd „Speciale versterkers” verstrekken wij ook hierover enkele literatuuropgaven.

	Hfdst.
ADLER, R. Reentrant pentode A-F amplifier. <i>Electronics</i> 19 (1946) 123-125	XIV § 2
AMOS, S. W. & F. C. BROOKER. Microphones. <i>Electronic Engng.</i> 18 (1946) 109-111, 136-141, 190-192, 221-223, 255-258.	XI § 2
AMOS, S. W. Feedback and the loud speaker. <i>Wireless World</i> 50 (1944) 354-357.	V § 4
— Push-pull circuit analysis. <i>Wireless Engr.</i> 23 (1946) 43-46.	IV § 3
BLACKMAN, R. B. Effect of feedback on impedance. <i>Bell Syst. Techn. J.</i> 22 (1943) 269-277.	V § 4
BÖHME, H. u. E. KOCH. Über den Ausgangswiderstand von gegenkoppelten Verstärkern. <i>Hochfreq. Techn. BD.</i> 58 (1941) 107-109.	V § 4
BORDONI, P. G. De condensator microfoon. <i>Alta Frequenza</i> 15 (1946) 167-199 (in het Italiaans geschreven).	XI § 4
BROCKWAY, W. M. & D. C. BROCKWAY. Air terminal sound system. <i>Electronics</i> 18 (1945) 132-141.	XIV § 8 en 9
BUILDER, G. The effect of negative voltage feedback on power-supply humin audio-frequency amplifiers. <i>Proc. Inst. Radio Engrs. N.Y.</i> 34 (1946) 140-144.	V § 4
BUTLER, F. Class B audio-frequency amplifiers. <i>Wireless Engr.</i> 24 (1947) 14-19.	III § 7 en IV § 4
CAMPBELL, C. A. Dividing networks for two way horn systems. <i>Communications</i> 22 (1942) 14, 16, 21, 29, 34.	II § 7
ELLIS, J. Bass compensation. <i>Wireless Wrld.</i> 53 (1947) 319-320.	II § 7
COWLES, L. G. The resistance-coupled amplifier. <i>Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs.</i> 64 (1945) 359-365.	III § 3
ELLIS, A. B. & J. P. GILMORE. A problem in outdoor sound. <i>Electronics</i> 19 (1946) 126-129.	XIV § 9
GOODELL, J. D. The reproduction of disc recording. <i>Radio Electronic Engng.</i> 7 (1946) 5-7, 27-29.	XI § 8
HILLIARD, J. K. A limiting amplifier. <i>Communications</i> 23 (1943) 13-16.	VI § 5, 6
HOLZWARTH, H. Untersuchungen an Verstärkerpenthoden zur Beurteilung der nicht lineären Verzerrungen. <i>Wiss. Veröff. Siemens-Werk</i> 21 (1943) 58-73.	II § 7
JONKER, J. L. H. Secundaire emissie in eindbuizen. <i>Philips Techn. T.</i> 10 (1948) 346-351.	II § 13
JUREK, W. M. & J. H. GUENTHER. Automatic gain control and limiting amplifier. <i>Electronics</i> 20 (1947) 94-97.	VI § 6
KLIPSCH, P. W. Design of compact two-horn speaker. <i>Electronics</i> 19 (1946) 156-159.	XII § 6
KRAUS, H. L. Class-A push-pull amplifier design. <i>Proc. Inst. Radio Engrs. N.Y.</i> 36 (1948) 50-52.	IV § 3
LICHTE, H. & A. NARATH. <i>Physik und Technik des Tonfilms.</i> Leipzig, Hirzel, 1941.	XIV § 13
LINDENBERG, T. Moving coil design. <i>Electronics</i> 18 (1945) 108-110.	XI § 5

	Hfdst.
MULLER-STROBE, J. Elektroakustische Grossanlagen. Schweiz. Bauztg. 125 (1945) 49-53, 63-66.	XIV § 5
MUNDEL, A. B. & R. W. CARLISLE. Broadened criteria of hearing aid performance. J. Acoust. Soc. Amerl. 19 (1947) 639-644.	X § 3
OLSON, H. F. The action of a direct radiator loud speaker with a non-linear cone suspension system. J. Acoust. Soc. Amer. 16 (1944) 1-4.	XII § 2
PRACHE, M. P. M. Les impédances dans l'amplificateur à contre-réaction. Bull. Soc. Franc. Electric. 7 (1947) 515-528.	V § 4
PRATT, J. H. Equivalent characteristics of vacuum tubes operating in feedback circuits. RCA Rev. 6 (1941) 102-113.	V § 4
SCHARZMANN, W. A. Power output of a.c. operated amplifiers. Electronics 16 (1943) 94-96, 277-278.	IV § 1
SCHLECHTWEG, W. Eine Aufbauform neuerer technischer Verstärker. Elektr. Nachr. T. 19 (1942) 41-44.	XIV § 3
— Röhrenbestückung neuerer technischer Verstärker. Elektr. Nachr. T. 18 (1941) 219-221.	II § 10 en 11
SCHULZ, E. H. Comparison of voltage and current feedback amplifiers. Proc. Inst. Radio Engrs. NY 31 (1943) 25-28.	V § 4
SHAWN, J. Applications of the throat microphone. Communications 23 (1943) 11-12, 26, 46.	XI § 7
SHEPARD, W. G. High-gain d.c. amplifier. Electronics 20 (1947) 138, 174, 176, 178, 180, 182.	III § 2
STRUTT, M. J. O. Verstärker und Empfänger Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik, Band 4, Berlin, Springer Verlag, 1943.	I § 1
THOMSEN, E. Non linear distorsion as a result of pick-up misalignment. Ingeniøren 55 (1946) E 117-123 (in het Deens)	XI § 8

SPECIALE VERSTERKERS

LARSEN, M. J. Low-Frequency Compensation of Video-Frequency Amplifiers. Proc. Inst. Radio Engrs. 33 (1945) 666-670.
LYNCH, W. A. Video Amplifier L-F. Correction. Communications 23 (1943) 16-21, 50, 72, 75, 78-79.
SCHLESINGER, K. Low Frequency Compensation for Amplifiers. Electronics 21 (1948) 103-105.
STURLEY, K. R. Low Frequency Amplification. Electronic Engin. 17 (1944) 236-238, 290-292, (1945) 235-238, 378-381, 429-431, 470-472, 510-513.
VALLEY, G. E. & H. WALLMAN, Vacuum Tube Amplifier. Radiation Laboratory Series, Vol. 18, New-York, Mc Graw-Hill Book Cy. Inc. 1948.

AANHANGSEL

ENKELE BELANGRIJKE FORMULES

Totale impedantie bij serieschakeling van R , L en C : Nr. Blz.

$$Z = R + jX = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \dots \dots \dots \text{(I - 1)} \quad 4$$

Bij *serieresonantie* volgt uit

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \dots \dots \dots \text{(I - 2)} \quad 8$$

de betrekking:

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\delta \omega_0 L \sqrt{1 + \frac{\beta^2}{\delta^2}}} \dots \dots \dots \text{(I - 3)} \quad 8$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \delta = \frac{R}{\omega_0 L}, \quad \beta = X - \frac{1}{X}$$

en $X = \frac{\omega}{\omega_0}$

Bij *parallelresonantie* is:

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\delta \omega_0 L} \sqrt{1 + \beta^2 \delta^2} \dots \dots \dots \text{(I - 4)} \quad 9$$

Vervormingsfactor

$$D = \frac{\sqrt{C_2^2 + C_3^2 + C_4^2 + \dots}}{C_1} \dots \dots \dots \text{(I - 5)} \quad 17$$

$$S = \left(\frac{\delta I_a}{\delta V_g}\right) V_a = \text{constant} \dots \dots \dots \text{(II - 1)} \quad 37$$

$$R_i = \left(\frac{\delta V_a}{\delta I_a}\right) V_g = \text{constant} \dots \dots \dots \text{(II - 2)} \quad 37$$

$$\mu = S R_i \dots \dots \dots \text{(II - 3)} \quad 37$$

$$\mu V_g = I_a (R_i + R_a) \dots \dots \dots \text{(II - 4)} \quad 42$$

Voor de penthode geldt:

$$\mu = \mu_{g_1 g_2} \mu_{a g_2} \dots \dots \dots \text{(II - 5)} \quad 44$$

$$C_{dyn} = C_{gk} + \mu C_{ag} \dots \dots \dots \text{(II - 6)} \quad 60$$

C_{dyn} = dynamische ingangscapaciteit

Voor *gelijkstroomversterking*:

$$A = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \dots \dots \dots \text{(III - 1)} \quad 133$$

Voor *wisselstroomversterking met weerstandskoppeling*:

$$A = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}} \quad \text{(III - 2)} \quad 137$$

$$x \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}$$

$$R = \frac{R_i R_a}{R_i + R_a}$$

$$A_{\text{midden}} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \text{ als } R_g \gg R \dots \dots \dots \text{(III - 3)} \quad 137$$

$$A_{\text{laag}} = A_{\text{midden}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_k R_g}} \dots \dots \dots \text{(III - 4)} \quad 138$$

$$A_{\text{hoog}} = A_{\text{midden}} \frac{1}{1 + j\omega C_g R} \dots \dots \dots \text{(III - 5)} \quad 138$$

Bij penthoden geldt:

$$A = SR \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C_k} + \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g}} \cdot \frac{R_g}{1 + j\omega C_g R_g} \quad \text{(III - 6)} \quad 140$$

$$R \cong R_a$$

Bij *smoorspoelkoppeling* is:

$$A_{\text{midden}} \cong \mu \frac{j\omega L}{R_i + j\omega L} \quad \text{(III - 7)} \quad 143$$

Bij *transformatorkoppeling* is:

$$A \cong u\mu \frac{j\omega L}{R_i + j\omega L} \dots \dots \dots \text{(III - 8)} \quad 145$$

Bij transformatorkoppeling in de hoge frequenties is:

$$A = u\mu \frac{1}{R_i + j\left(\omega S - \frac{1}{\omega C}\right)} \cdot \frac{1}{j\omega C} \dots \dots \dots \text{(III - 9)} \quad 146$$

Zie Tabel G. (formules *eindtrap*) \dots \dots \dots \text{(IV)} \quad 185

	Nr.	Blz.
$V_g = V_i + V_t$	(V - 1)	188
$V_t =$ terugkoppelspanning		
Bij <i>spanningsterugkoppeling</i> is:		
$\frac{1}{A^1} = \frac{1}{A} - k_v$	(V - 2)	189
Bij <i>stroomterugkoppeling</i> is:		
$\frac{1}{A^1} = \frac{1}{A} - \frac{k_i}{R_a}$	(V - 3)	189
k_v en k_i zijn terugkoppelfactoren		
$V_t = k_i I_a \quad V_t = k_v V_0$		
Meekoppeling als k_i of k_v positief zijn		
Tegenkoppeling als k_i of k_v negatief zijn.		
Zonder terugkoppeling is:		
$I_a = S \left(V_g + \frac{V_a}{\mu} \right)$	(V - 4)	189
Met stroomterugkoppeling is:		
$I_a = \frac{S \left(V_i + \frac{V_a}{\mu} \right)}{1 - k_i S}$	(V - 5)	190
$V_a = -\mu V_i + \frac{\mu}{S} I_a (1 - k_i S)$	(V - 6)	190
Hieruit volgt, dat bij stroomterugkoppeling		
$R_i' = R_i (1 - k_i S)$	(V - 7)	190
$S' = \frac{S}{1 - k_i S}$ terwijl $\mu' = \mu$	(V - 8)	190
Bij <i>spanningsterugkoppeling</i> is:		
$R_i' = R_i \frac{1}{1 - k_v \mu}$	(V - 9)	191
$\mu' = \frac{\mu}{1 - k_v \mu}$	(V - 10)	191
terwijl $S' = S$.		
<i>Max. afgegeven vermogen van een buis:</i>		
$W_{\max} = \frac{\mu^2 V_g^2}{4R_i}$	(VI - 1)	211

hierbij is $R_a = R_i$

Afvlakking bij een onbelast *RC* filter:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \dots \dots \dots \text{(VI - 2)} \quad 227$$

Bij een aantal *RC* filters, in cascade geschakeld:

$$\frac{V_n}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{\{1 + (\omega a_1)^2\} \text{ enz.} \dots \{1 + (\omega a_{n-1})^2\}}} \dots \text{(VI - 3)} \quad 228$$

waarbij $a_1 = R_1 C_1 \dots \dots \text{enz.}$

Formules voor het afsnijden en ophalen van hoge en lage frequenties door *RC* filters zie VI §7 (VI) 235

Formules voor *verzwakkers* (zie tabel H) (VII) 259

Afvlaksmoorspoel:

$$0,4 \pi I_n = B_{ij} \left(0,6 \delta + \frac{l_{ij}}{\mu} \right) \text{ (zie ook VII - 4)} \quad \text{(VII - 1)} \quad 281$$

$$L = \frac{0,4 \pi n^2 Q_{ij} 10^{-8}}{\delta + 1_{ij}/\mu_{\sim}} \text{ Henry} \dots \dots \dots \text{(VII - 2)} \quad 283$$

$$nI_n = 0,48 \delta B_{ij} \dots \dots \dots \text{(VII - 3)} \quad 283$$

L.F. transformator

Primaire zelfinductie:

$$L = \frac{0,4 \pi n_1^2 Q_{ij} 10^{-8}}{\delta + 1_{ij}/\mu_{\sim}} \text{ Henry} \dots \dots \dots \text{(VII - 4)} \quad 291$$

Verzadigingsstroom bij een gelijkrichtbuis met gloei-kathode

$$I_s = a \sqrt{T e^{-\frac{b}{T}}} \dots \dots \dots \text{(VIII - 1)} \quad 303$$

$T =$ absolute temperatuur

a en b zijn constanten die afhangen van het materiaal van de kathode

Wet van Langmuir en Schottky (anodestroom in het onverzadigde gebied)

$$I_a = C V a^{3/2} \dots \dots \dots \text{(VIII - 2)} \quad 303$$

Effectieve waarde van de grondgolf van de *rimpelspanning* bij éénfazige gelijkrichting met H.V. buizen en met buffercondensator:

$$V_r \approx \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_u}{2Cf} \left\{ 1 - \frac{t_2 - t_1}{T} \right\} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,75}{100} \cdot \frac{I_u}{C} \quad \text{(IX - 10) 319}$$

I_u = gelijkstroom, C = capaciteit afvlakcondensator

V_r per mA en per μF = ca. 4 V. f = netfrequentie.

Bij tweefazige gelijkrichting:

$$V_r \approx \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_u}{2Cf} \left\{ 0,5 - \frac{t_2 - t_1}{T} \right\} = \frac{0,8}{\sqrt{2}} \cdot \frac{0,25}{100} \cdot \frac{I_u}{C} \quad \text{(IX - 11) 319}$$

of V_r per mA en per μF = ca. 1,5 V

Topwaarde van de stroom door de gelijkrichtbuis bij n -fazige gelijkrichting:

$$i_{\text{top}} = \frac{\pi^2}{2a} \cdot \frac{I_u}{n} \approx 6 \times \frac{I_u}{n} \quad \text{(IX - 12) 320}$$

Effectieve waarde van de stroom door de gelijkrichtbuis:

$$I_{\text{eff}} = \frac{I_u}{n} \cdot f_v \quad \text{(IX - 13) 320}$$

$$f_v = \text{vormfactor} = \sqrt{\frac{\pi^3}{8a}}$$

$$I_{\text{eff}} = \text{ca. } 2,2 \frac{I_u}{n}$$

Effectieve waarde van de grondgolf van de rimpelspanning bij tweefazige gelijkrichting met buizen met gasvulling, waarbij de afvlakketen begint met een smoorspoel:

$$V_r = \frac{1}{6\sqrt{2}} \cdot \frac{V_u}{\omega^2 LC} \quad \text{(IX - 20) 329}$$

Voor een netfrequentie van 50 Hz is:

$$V_r \approx 1,2 \frac{V_u}{LC} \text{ met } L \text{ in Henry en } C \text{ in } \mu\text{F}$$

Topstroom en hoogste $2 \times$ gelijkstroom.

Vormfactor van stroom door secundaire wikkelingen van de nettransformator $\approx 1,5\sqrt{2}$; vormfactor van de stroom door de smoorspoel $\approx 1,5$.

$$\text{Golfweerstand } Z = \rho c \quad \text{(X - 1) 356}$$

ρ = dichtheid van het medium

c = voortplantingssnelheid van het geluid

Geluidsintensiteit I

Nr. Blz.

$$I = pv = \frac{p^2}{R_e(z)} = v^2 \cdot R_e(z) \dots \dots \dots (X - 2) \quad 356$$

$R_e(z)$ = reëel gedeelte van acoustische impedantie z .

p = geluidsdruk, v = stofsnelheid

Totaal uitgestraald vermogen bij een pulserende bol:

$$N = I \cdot 4\pi r^2 \dots \dots \dots (X - 3) \quad 357$$

Formule van Sabine

$$T = 0,16 \cdot \frac{V}{\sum a_i \cdot S_i} \dots \dots \dots (X - 4) \quad 369$$

T = nagalmtijd in sec, V = zaalvolume in m^3

S_i = opp. gedeelte wand in m^2

a_i = bijbehorende absorptiecoëfficiënt

Vereist acoustisch vermogen in besloten ruimten:

$$W = 1,6 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{V}{T} \text{ watt.} \dots \dots \dots (X - 5) \quad 371$$

Golfweerstand van een kabel:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \dots \dots \dots (XIII - 1) \quad 447$$

Zelfinductie van een kabel met twee aders (zie fig.

$$L \approx 4l \cdot \ln \frac{a}{r} \cdot 10^{-9} \text{ Henry} \dots \dots \dots (XIII - 2) \quad 452$$

Capaciteit van een concentrische kabel (zie fig.

$$C = 0,5 \cdot \frac{\epsilon \cdot l}{\ln \frac{r_2}{r_1}} \text{ pF} \dots \dots \dots (XIII - 3) \quad 452$$

Capaciteit van een kabel met twee aders (zie fig.

$$C = 0,25 \cdot \frac{\epsilon \cdot l}{\ln \frac{a}{r}} \text{ pF.} \dots \dots \dots (XIII - 4) \quad 452$$