

N° 3. 16^e JAARGANG
JULI 1933

RADIO- NIEUWS

ORGAAN DER
NEDERLANDSCHE
VEREENIGING VOOR
RADIO-TELEGRAFIE

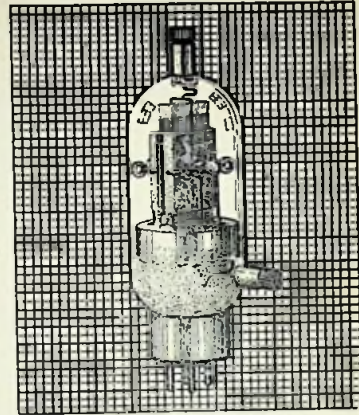
BIBLIOTHEEK
N.V.H.R.

INHOUD:

	Bladz.
De elektrische Gramfoonopnemer	61
Sterkteregeling met acoustische compensatie	73
Vervorming en afgegeven vermogen bij eind- lampen	83
Examen Radiotechnicus	94
Vereenigingsnieuws	100



PHILIPS AMATEUR ZENDLAMPEN



PHILIPS SCHERMROOSTER
AMATEUR ZENDLAMP QC 05/15

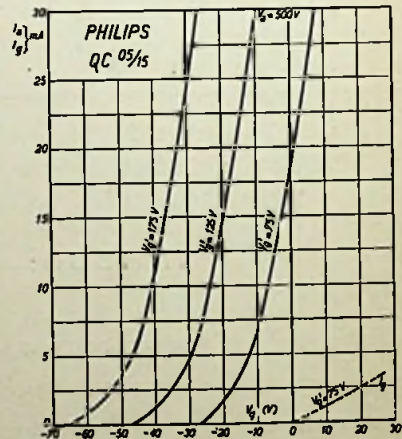
Groote emissie bij minimum energieverbruik. - Mechanisch sterk. —

Geschikt voor zeer korte golflengten (tot beneden 5 meter). —

Groot vermogen bij naar verhouding lage anodespanning. —

Philips Schermrooster zendlampen maken een ingrijpende vereenvoudiging van de zenderconstructie en van de -bediening mogelijk. —

Vraagt de nieuwe amateur zendlampen-catalogus.



PHILIPS RADIO

Radio-Nieuws.

ORGAAN VAN DE NED. VER.

Ouder Redactie van J. CORVER,
BURNIERSTRAAT 38,
DEN HAAG.



VOOR RADIO-TELEGRAFIE.

Uitgever: N. VEENSTRA,
LAAN VAN MEERDERVOORT 30,
DEN HAAG, TEL. 332112.

Abonnementsprijs voor niet-leden f 4.— per jaargang van 4 nummers. Buitenland f 4.50. Leden der Vereeniging (contributie f 8.— per jaar) ontvangen dit blad gratis.
Secretaris-Penningmeester. B. Slikkerveer, Obrechtstraat 104,6, Den Haag.

De elektrische gramfoonopnemer.

Door

A. CRAMWINCKEL en P. R. DIJKSTERHUIS.

Natuurkundig Laboratorium der N.V. PHILIPS' Gloeilampenfabrieken
Eindhoven—Holland.

SUMMARY.

In the first part the properties required for a pick-up, especially as to quality of reproduction, needle-scratch and record-wear, are discussed in connection with theoretical and practical considerations. After this the properties are mathematically analysed and the experimental results compared with the theory. In conclusion the adaptation of the needle-point to the sound-groove and some causes for a possible inconstancy of the pitch of the tone are discussed.

Tegenwoordig zal er wel niemand meer zijn, die niet bekend is met de gramfoon, en met de mogelijkheid om willekeurige muziek, in het algemeen elk geluid, op gramfoonplaten vast te leggen en weer te geven. Zulk een gramfoonplaat is voorzien van een fijne spiraalvormige groef met zeer kleine spoed.

varieerende tusschen $\pm 0,2$ en $0,4$ mm. In deze groef zijn de geluidstrillingen gewoonlijk als slingeren ter weerszijden van de spiraallijn als middenstand, vastgelegd. Fig. 1 toont een vergrooing van een gedeelte van een gramfoonplaat, waarop deze slingeren goed te zien zijn.

Voor methoden waarmee deze gramfoonplaten opgenomen worden, wordt verwezen naar het literatuuroverzicht aan het einde van dit artikel.

Tot voor eenige jaren was de eenig bruikbare wijze om door middel van gramfoonplaten muziek enz. te reproducereen, de acoustische methode. Hierbij drijft een in de slingerende groef van de gramfoonplaat loopende naald een membraan aan, dat rechtstreeks geluidstrillingen voortbrengt. Door nauwgezette bestudeering van de zich hierbij voor-

doende mechanische en acoustische problemen is men er in geslaagd een dragelijke reproductie te verkrijgen, welke reeds een belangrijk deel van het hoorbare geluidsfrequentiespectrum, gelegen tusschen ± 16 en 10^4 trillingen

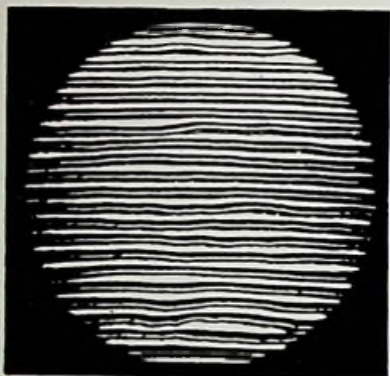


Fig. 1

per sec., afhankelijk van de individueele gevoeligheid van het oor, omvat. Een zeer groote stap vooruit is echter mogelijk gemaakt door het toepassen van de resultaten van de radiotechniek, waarbij men door middel van versterkers en luidsprekers in staat is, een kwaliteit van geluidswaergave te verkrijgen, die de resultaten van de acoustische methode verre overtreft. Om te komen tot het aanwenden van deze nieuwe mogelijkheden, heeft men een verbindenden schakel moeten uitwerken, waarmee men de in de gramfoonplaat vastgelegde slingeren kan omzetten in elektrische wisselspanningen inplaats van in acoustische trillingen, en die men dan willekeurig kan versterken en met luidsprekers kan weer geven. Deze schakel is de elektrische gramfoonopnemer of pick-up, die dus in staat is de mechanische slingeren van de gramfoonplaatgroeven om te zetten in elektrische wisselspanningen.

We zullen hier den gramfoonopnemer nader beschouwen, vooreerst wat betreft de eischen die men zal moeten stellen en

de verklaring van de werking, en verder wat betreft de wijze waarop aan deze eischen wordt voldaan door den nieuwen electrischen gramfoonopnemer, uitgewerkt in het Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven.

In de gramfoonplaat heeft men mechanische slingeren, die een min of meer getrouw beeld vormen van de oorspronkelijke geluidstrillingen, en wel in die mate, dat het aantal slingeren van de groef per omwenteling overeenkomt met de toonhoogte, terwijl de grootte van de uitwijkingen uit den middenstand overeenkomt met de sterkte van het geluid. Beweegt de groef dus met de juiste snelheid onder de naald door, dan zal deze in de juiste frequentie gaan trillen, terwijl de amplitude van de naaldpunt door de uitwijkingen bepaald wordt. Nu is ons, inhaerent aan de opnametechniek ¹⁾ een verband gegeven tusschen amplitude en frequentie: voor dezelfde geluidsenergie is de amplitude niet constant bij alle frequenties, maar omgekeerd evenredig met de frequentie, m.a.w. het product van frequentie en amplitude is constant. Dit product is evenredig met de snelheidsamplitude, dit is de maximale waarde van de snelheid in de richting loodrecht op de groef, dus de maximale waarde van de snelheid van de naaldpunt.

Is de uitwijking x van de naaldpunt een sinusfunctie van den tijd met cirkelfrequentie ω en amplitude a , dus:

$$x = a \sin \omega t,$$

dan is de snelheid v :

$$v = \frac{dx}{dt} = a \omega \cos \omega t.$$

Dit is een sinusfunctie die 90° naar den tijd t.o.v. de uitwijking verschoven is met een amplitude

¹⁾ Zie literatuuroverzicht.

gelijk aan $a \omega = a \times 2 \pi \nu$, dus de snelheid heeft een amplitude gelijk aan 2π maal het product van de uitwijkingamplitude a met de frequentie ν , m.a.w. de snelheidsamplitude is evenredig met het product van amplitude en frequentie van de slingering.

De ideale luidspreker geeft nu bij verschillende frequenties gelijke acoustische energie af bij constante toegevoerde elektrische energie. Daar we bovendien den idealen luidspreker electrisch als een weerstand kunnen opvatten, moet dus hiervoor de toegevoerde elektrische spanning constant zijn. De eerste eisch dien we daarom aan een gramfoonopnemer moeten stellen, is, dat bij constante snelheidsamplitude van de naaldpunt de opgewekte spanning over het te bestrijken frequentiegebied constant is.

Aan dezen eisch moeten correcties worden toegevoegd in verband met het volgende:

Daar men de groef moduleert met constante snelheidsamplitude, wordt de uitwijkingamplitude voor dezelfde energie bij lagere frequenties steeds grooter, maar hiermee kan slechts worden doorgedaan totdat de amplitude gelijk is aan de helft van den onderlingen afstand tusschen twee opvolgende groeven. Deze afstand is om praktische redenen (o.a. speelduur en grootte van de platen) aan vrij nauwe grenzen gebonden. Om nu, zonder dat de groeven elkaar zouden raken of zelfs door elkaar zouden loopen, toch nog lagere frequenties te kunnen registreeren, neemt men genoegen met het constant houden van de uitwijkingamplitude bij lagere frequenties dan ± 250 perioden per sec., waarbij dus de snelheidsamplitude afneemt evenredig met het afnemen van de frequentie. Dit tekort aan lage tonen moet men compenseeren door de spanning-frequentie karakteristiek van den opnemer

bij constante snelheidsamplitude van de naaldpunt te laten stijgen naar de lage frequenties toe vanaf ± 250 perioden.

Bij de hooge frequenties stuit men op de moeilijkheid, dat de steeds kleiner wordende amplituden van de modulatie van dezelfde grootte-orde worden als de korrelgrootte van het materiaal waaruit de gramfoonplaat bestaat, m.a.w. de hooge tonen „verdrinken” in het naaldgeruisch, dat door de structuur van het plaatmateriaal en door verontreinigingen in de groeven wordt veroorzaakt. Het is daarom wenschelijk om de weergave boven 5 à 6000 perioden snel te laten verminderen, temeer omdat de meeste gramfoonplaten ook weinig meer gemoduleerd zijn boven deze frequentie.

Een tweede eisch is de volgende: Wanneer de plaat met een enkele sinusvormige trilling gemoduleerd is, mag de spanning van den gramfoonopnemer ook slechts deze eene frequentie bevatten, dus geen hogere harmonischen. Deze eisch wat betreft z.g. niet-lineaire vervorming is vrij scherp, omdat het oor 5 % hogere harmonischen reeds waarneemt. Dit in tegenstelling met den eersten eisch wat betreft de z.g. lineaire vervorming. Deze is veel minder kritisch, daar het menschelijk oor logaritmisch hoort en een factor 1,5 in de geluidsterkte (energie) onder omstandigheden nauwelijks opmerkt.

Een derde eisch is het tot een toelaatbare waarde terugbrengen van het naaldgeruisch, dat zooals we zagen, veroorzaakt wordt door de structuur van de gramfoonplaat. Dit geruisch beslaat een geheel frequentiespectrum, van ± 500 per. af naar boven toe in intensiteit steeds toenemend.¹⁾ Het is dus gewenscht een zoodanig compromis te treffen, dat de weergave van de hoogste tonen — deze geven immers de realiteit

¹⁾ Zie literatuuroverzicht.

aan de muziek — nog niet te veel geschaad wordt, en het naaldgeruisch binnen redelijke perken blijft.

Het naaldgeruisch hangt echter niet alleen af van de meer of minder goede weergave van de hooge tonen, maar ook en in belangrijke mate van de scherpste en van de plaats in het frequentiespectrum van de steeds aanwezige resonantiepiek. Deze piek is het gevolg van een mechanische resonantie van het opnemersysteem, zooals hierna verklaard zal worden. Is deze piek nu scherp, de resonantie dus weinig gedempt, dan zal het naaldgeruisch, dat alle hoogere frequenties aanstoot, voortdurend uittrillen in deze frequentie veroorzaken. Hierdoor wordt verklaard, dat het naaldgeruisch steeds klinkt als in hoofdzaak een enkele toon, de „ruischoon”, die dus hooger ligt, naarmate de resonantiefrequentie hooger is. Hoe hooger de „ruischoon” ligt, des te minder hinderlijk wordt deze, aangezien het geruisch dan steeds meer vrij komt te staan van de modulatiefrequenties, waarvan de grondtonen boven 3400 per. (hoogste toon van de piano) nauwelijks meer voorkomen.

Door de resonantie van het systeem in voldoende mate weg te dempen, bereikt men dus een vermindering van het naaldgeruisch, en door het bewegend systeem zoodanig te dimensioneeren, dat de resonantiefrequentie hoog ligt, boven \pm 4000 perioden, wordt de overgebleven „ruischoon” minder hinderlijk. Bovendien verkrijgt men zoo een gelijkmatiger karakteristiek; de eerste en derde eisch gaan dus parallel. Ligt de resonantiefrequentie te laag, dan geeft de pick-up een nasaal, geknepen geluid; hoe hooger de resonantiefrequentie ligt, des te meer „open” is de weergave, ook al omdat boven de resonantiefrequentie de weergave steeds snel afvalt.

Als vierde eisch noemen we het gering

houden van de plaatslijtage. De plaatslijtage is in hoofdzaak een gevolg van de kracht, die de naaldpunt op de groef uitoefent in zijdelingsche richting. Ten gevolge van de elastische inklemming en de massa van het bewegende deel van de pick-up, waarin de naald bevestigd is, oefent de naaldpunt een reactiekracht uit op den groefwand, evenredig met de uitwijking, waaruit volgt, dat deze kracht het grootste is bij de lage tonen met hun groote amplituden. Uit de theorie volgt verder nog een maximum van de kracht voor de resonantiefrequentie, grooter naarmate de demping kleiner is. Om geringe plaatslijtage te verkrijgen bij de lage tonen, moeten de bewegende deelen dus soepel ingeklemd zijn en verder moet de demping voldoende zijn, opdat geen slijtage bij de hooge tonen kan optreden. Het materiaal van de naald is natuurlijk ook van invloed op de slijtage. De grootte van den verticalen druk is van weinig invloed, wanneer deze tenminste niet zoo groot is, dat de oppervlaktelaag beschadigd wordt, of niet zoo klein is, dat de pick-up bij groote amplituden neiging heeft uit de groef te springen. Practisch kan de verticale druk op de naaldpunt tusschen 100 en 200 gram liggen.

* * *

We zagen dat de naaldpunt door de gramfoonplaat in heen- en weergaande beweging wordt gebracht, en we willen nu deze wisselende beweging omzetten in een elektrische wisselspanning. Dit kan gebeuren volgens het electromagnetische principe, wanneer we de naaldpuntbeweging overbrengen op een anker, dat een luchtspleet in het magnetisch circuit van een permanente magneet afwisselend grooter en kleiner maakt; hierdoor zullen in dat circuit magnetische fluxvariaties optreden. Leggen we een wikkeling om dit circuit, zoo, dat de fluxvariaties er

doorheen gaan, dan wordt in deze wikkeling een E.M.K. opgewekt.

poolschoen naar de andere via de luchtspleten S_{1-4} en dwars door boven- en

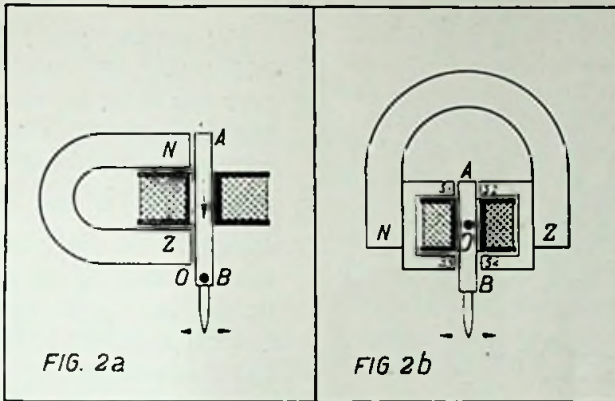


Fig. 2a geeft den meest eenvoudigen vorm van het circuit aan; het anker AB draait om zijn as $O \perp$ op het vlak van teekening, zoodat de luchtspleten grooter en kleiner worden, waardoor de flux, die van A naar B vloeit, van grootte wisselt. Deze vorm is echter, afgezien van de onsymmetrische, dus vervorming gevende werking, ook de minst effectieve, aangezien de fluxvariatiës, die opgevat kunnen worden als een wisselflux gesuperponeerd op een gelijkflux, gaan door het staal van de magneet, dat een hoogen weerstand heeft voor de wisselende flux, en bovendien het uit den aard der zaak dunne anker moeten passeeren, waar reeds verzadiging door de gelijkflux is opgetreden. Veel beter is het daarom, het anker, dat van kleine afmetingen moet zijn, geen, of over zoo gering mogelijke lengte, gelijkflux te laten voeren.

Dit kan verwezenlijkt worden door het circuit den vorm van een magnetische brugschakeling te geven, waarbij het anker den middentak vormt, volgens fig. 2b. Het anker is weer draaibaar om een as $O \perp$ op het vlak van teekening en wordt nu in de lengterichting niet door een gelijkflux doorloopen. De gelijkflux van de permanente magneet gaat van de eene

onderkant van het anker. Staat het anker in den middenstand, dan zijn S_1 en S_2 even groot, evenals S_3 en S_4 , het brugcircuit is in evenwicht en door den middentak, gevormd door het anker in de lengterichting, gaat geen flux. Beweegt het anker volgens de pijl naar links, dan worden S_1 en S_4 grooter en S_2 en S_3 kleiner, hierdoor wordt het evenwicht verbroken en er loopt een flux van B naar A door het anker. Beweegt het anker naar rechts, dan worden S_2 en S_3 grooter, en S_1 en S_4 kleiner, waardoor er een flux gaat loopen van A naar B. Deze flux in het anker wordt des te grooter naarmate de uitwijking van het anker grooter wordt. Voert de naaldpunt een sinusvormige beweging uit, dan gaat door het anker een sinusvormige wisselflux. Leggen we nu om het anker een spoel, dan wordt daarin door deze wisselflux een electriche wisselspanning geïnduceerd.

We zullen nu nagaan in hoeverre de uitwijking van de naaldpunt overeenkomt met de uitwijking van het anker als functie van de frequentie. In figuur 3 is schematisch het anker met naald voorgesteld, elastisch gelagerd in het magneetsysteem. Ter vereenvoudiging denken we het draaipunt aan het ondereind van het

anker; in het resultaat maakt dit geen essentieel verschil. We beschouwen het

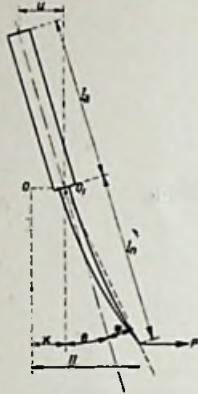


Fig. 3

anker als volkomen stijf, de naald elastisch met een stijfheid van S_n dyn/cm per radiaal doorbuiging. Verder is het anker in O_1 draaibaar en elastisch ingeklemd met een inklemmingsstijfheid van S_1 dyn/cm per radiaal ankerverdraaiing. De gang van zaken is als volgt: krijgt de naaldpunt een uitwijking, dan draait het anker, buigt de naald door en verplaatst het heele opnemersysteem, waarbij het draaipunt van het anker verplaatst van O naar O_1 . Is nu U de naaldpuntuitwijking en u de ankereinduitwijking, — dit is de spleetvariatie, waarmee de flux door het anker evenredig is — dan geeft de verhouding $\frac{u}{U}$ als functie van de frequentie een beeld van de weergavekromme van de pick-up. We noemen den hoek waarover het anker draait Θ , en den hoek waarover de naald doorbuigt φ ; beide zijn klein, dus de sinus ervan is gelijk aan den hoek in radialen, en de cosinus ervan is 1.

Is P de kracht op de naaldpunt door de groef uitgeoefend, dan werkt op de naald een koppel $P l_n$, dat de naald over een hoek φ doet doorbuigen. Voor het

doorbuigen van de naald over 1 radiaal is een koppel S_n nodig, dus:

$$P l_n = \varphi S_n \dots (1)$$

Het tegenwerkend koppel van de ankerinklemming bij draaiing van het anker over een hoek Θ bedraagt $S_1 \Theta$; verder geeft de aanwezige demping D een tegenwerkend koppel evenredig met de hoeksnelheid $\dot{\Theta}$ van het anker, dus dit bedraagt $D \dot{\Theta}$. De bewegingsvergelijking van het anker om de as is dus, als I het traagheidsmoment van het bewegend systeem t.o.v. de as O_1 is (Koppel = traagheidsmoment \times hoekversnelling):

$$I \ddot{\Theta} = P l_n - S_1 \Theta - D \dot{\Theta} \quad (2)$$

De kracht P wordt via de ankerinklemming overgebracht op het magneetsysteem met massa m , dat daardoor een horizontale uitwijking krijgt, groot x , met een versnelling \ddot{x} , bepaald door de wet:

Kracht = massa \times versnelling:

$$P = m \ddot{x} \dots (3)$$

De totale uitwijking U van de naaldpunt veroorzaakt dus een draaiing Θ van het anker, een doorbuiging φ van de naald, en een verplaatsing x van het magneetsysteem, dus van het draaipunt van het anker:

$$U = (\Theta + \varphi) l_n + x \dots (4)$$

De uitwijking u van het ankereind ten opzichte van het draaipunt bedraagt:

$$u = l_a \Theta \dots (5)$$

Wij geven nu de uitwijking U als een sinusfunctie van den tijd, met amplitude A en cirkelfrequentie ω :

$$U = A \sin \omega t$$

dan zijn, wegens de aangenomen lineariteit van alle doorbuigingen, enz. alle functies van den tijd ook sinusfuncties daarvan, dus, volgens de complexe schrijfwijze:

$$\begin{aligned}\dot{\Theta} &= j \omega \Theta \\ \ddot{\Theta} &= -\omega^2 \Theta \\ \ddot{x} &= -\omega^2 x\end{aligned}$$

De vergelijkingen (2) en (3) worden dus:

$$-\omega^2 I \Theta = P I_n - S_t \Theta - j \omega D \Theta \quad (2')$$

$$P = -\omega^2 m x \quad (3')$$

Uit deze 5 vergelijkingen vinden we dan:

$$\frac{u}{U} = \frac{I_a}{I_n} \frac{1}{\left(\frac{1}{S_n} - \frac{1}{\omega^2 m I_n^2} \right) (-\omega^2 I + S_t + j \omega D) + 1} = \gamma \frac{I_a}{I_n} \quad (a)$$

deze vergelijking geeft de frequentieafhankelijkheid van de verhouding $\frac{u}{U}$, en dus de frequentieafhankelijkheid van de opgewekte spanning, bij constante snelheidsamplitude. In figuur 4 is deze verhouding $\frac{u}{U}$ als functie van de frequentie uitgezet voor eenige waarden van de demping D.

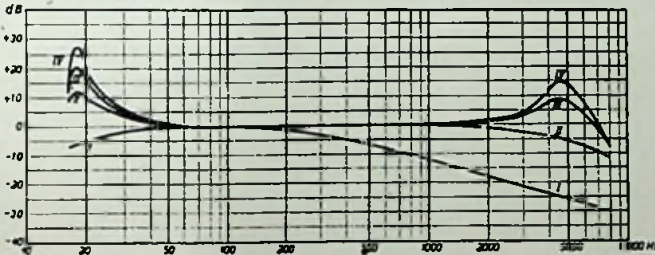


Fig. 4

Uit de vergelijking (a) zien we, dat de variatie u van de luchtspleet evenredig is met de uitwijking U van de naaldpunt in de verhouding $I_a : I_n$, behoudens de factor γ , die het verband met de frequentie aangeeft.

Is de uitwijking U nu omgekeerd evenredig met de frequentie:

$$U = \frac{a}{\omega} \sin \omega t$$

dan is dus u het ook:

$$u = \frac{I_a}{I_n} \gamma \frac{a}{\omega} \sin \omega t$$

Drukken we nu de fluxvariatie Φ_w in de middentak van de magnetische brugschakeling uit in de weerstandsvariatie van de variabele luchtspleten, die evenredig is met u , dan blijkt deze fluxvariatie lineair samen te hangen met de weerstandsvariatie, behoudens een verwaarloosbaar kleinen quadratischen term, dus Φ_w is evenredig met u :

$$\Phi_w = c \frac{I_a}{I_n} \gamma \frac{a}{\omega} \sin \omega t$$

De opgewekte E.M.K. E in de spoel met n windingen is dus:

$$\begin{aligned}E &= -n \frac{d \Phi_w}{d t} = \\ &= -c \frac{I_a}{I_n} \gamma a n \cos \omega t\end{aligned}$$

Hieruit blijkt dus dat de opgewekte E.M.K. E , behoudens γ , inderdaad onafhankelijk van de frequentie is, als de

naaldpuntuitwijking omgekeerd evenredig is met de frequentie.

Voor de lage frequenties geldt:

$$\frac{1}{S_n} \ll \frac{1}{\omega^2 m I_n^2} \text{ en } \omega^2 I \ll S_t$$

dus:

$$\frac{u}{U} = \frac{l_a}{l_n} \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 m l_n^2} (S_1 + j \omega D) + 1} =$$

$$= \frac{j \omega m l_n^2}{D + j \left(\omega m l_n^2 - \frac{S_1}{\omega} \right) l_n} l_a$$

We vinden hier een maximum voor $\frac{u}{U}$, wanneer de noemer een minimum heeft, dus voor:

$$\omega_{r1}^2 m l_n^2 = S_1$$

of

$$\omega_{r1} = \sqrt{\frac{S_1}{m l_n^2}}$$

Is $D = 0$ dan wordt voor deze frequentie de noemer 0 en $\frac{u}{U}$ wordt ∞ , ω_{r1} is dus een resonantiefrequentie.

Om deze resonantie in de lage tonen bij zoo laag mogelijke frequentie te houden, moet dus S_1 klein zijn, m.a.w. de ankerinklemming moet soepel zijn, en m groot, d.w.z. relatief groote massa van het magneetsysteem (dit wil nog niet zeggen groote druk op de plaat).

Voor de hooge frequenties geldt:

$$\frac{1}{S_n} \gg \frac{1}{\omega^2 m l_n^2}$$

dus:

$$\frac{u}{U} = \frac{l_a}{l_n} \frac{1}{\frac{1}{S_n} (-\omega^2 I + S_1 + j \omega D) + 1} =$$

$$= \frac{\frac{S_n}{j \omega}}{D + j \left(\omega I - \frac{S_1 + S_n}{\omega} \right) l_n} l_a$$

We vinden hier een maximum voor $\frac{u}{U}$, een resonantie, wanneer:

$$S_1 + S_n = \omega_{r2}^2 I$$

of, daar de naald veel stijver is dan de ankerinklemming, dus $S_n \gg S_1$:

$$S_n = \omega_{r2}^2 I$$

$$\omega_{r2} = \sqrt{\frac{S_n}{I}}$$

We zien hieruit, dat de plaats van de resonantie in de hooge tonen afhangt van de naaldstijfheid en van het traagheidsmoment van het anker. Daar we uit fig. 4 zien, dat boven de resonantie in de hooge tonen de weergave snel afvalt, is het duidelijk, dat het gebruik van verschillende naaldsoorten met verschillende stijfheid dus een groot verschil in de weergave kan opleveren, hoe hardere, dus hoe stijvere naald, des te meer hooge tonen in de weergave. Ook verklaart dit, waarom de pick-up geen spanning meer geeft, wanneer de naaldpunt wordt aangedreven met frequenties boven de resonantiefrequentie.

Uit de vergelijkingen (1) t/m. (5) kan men ook de kracht P op de naaldpunt berekenen; deze kracht is een maat voor de plaatslijtage. Uit de uitdrukking voor P volgt, dat P grooter wordt bij stijvere naald, de plaatslijtage neemt dus toe bij dikkere naalden, wat de practijk ook uitwijst. Men kan daarom maar niet de naaldstijfheid opvoeren tot het verkrijgen van meer hooge tonen, maar men moet overgaan tot het verkleinen van het traagheidsmoment van het anker.

Deze methode heeft nog een ander voordeel, wat uit het volgende blijkt:

Voor de resonantiefrequentie in de hooge tonen vonden we de betrekking:

$$\omega_{r2} = \sqrt{\frac{S_n}{I}}$$

Voeren we dit in, in de verhouding $\frac{u}{U}$, dan vinden we de hoogte van de piek in de karakteristiek:

$$\frac{u}{U} \frac{l_a}{l_n} \frac{\omega_{r2} I}{j D} \text{ voor } \omega = \omega_{r2}$$

Voor het verkrijgen van een vlakke

piek moet de verhouding $\frac{\omega_{r2} I}{D}$ weinig van de eenheid verschillen. Daar we ω_{r2} hoog willen hebben, moet I klein gekozen worden, omdat we de demping niet boven een bepaald bedrag mogen opvoeren, daar deze dan groote slijtage in de lage tonen zou veroorzaken. Kiezen we dus I klein tot het verkrijgen van een hooge ω_{r2} , dan bereiken we daarmee meteen, dat de piek vlak blijft. Nemen we daarentegen S_n groot, dan is voor dezelfde ω_{r2} de I grooter, met als gevolg grootere verhouding $\frac{\omega_{r2} I}{D}$, dus scherpere piek, overeenkomend met scherp geluid, meer naaldgeruisch en meer plaatslijtage in de hooge tonen.

De karakteristiek van den opnemer blijkt een vloeiende kromme te zijn; in de literatuur vindt men veelal zeer „hobbelige” krommen; deze oneffenheden zijn niet reëel, doch worden veroorzaakt doordat de voor deze metingen vaak gebruikte „constant-note” platen nooit volmaakt constante snelheidsamplitude hebben, ook niet bij opvolgende frequenties.

De berekende karakteristiek van figuur

door de verliezen in het ijzer van het magnetisch circuit, waarvan de invloed toeneemt bij hoogere frequenties. Door juiste keuze van het materiaal en door de dimensionering van het magnetisch circuit heeft men het in de hand dit oplopen van de karakteristiek naar de lage frequenties in overeenstemming te brengen met het reeds besproken tekort aan lage tonen in de gramfoonplaten. Tevens kan men door de juiste keuze van de mechanische demping van de resonantie in de hooge tonen een eventueel te weinig aan hooge tonen compenseeren.

Naar de hier ontwikkelde inzichten zijn de Philips gramfoonopnemers 4075, 4077 en 2980 ontworpen. In figuur 5 is de karakteristiek van den opnemer 4077 gegeven, gemeten met een potentiometer van 50.000 Ohm en een H. M. V.-half-tone naald.

In de karakteristiek is nog te zien een flauwe resonantie tusschen 4000 en 5000 perioden, verder een oplopen naar de lage frequenties, terwijl bij de laagste frequenties een sterker oplopen veroorzaakt wordt door de 2e resonantie in de heel lage tonen. Deze resonantie ligt bij

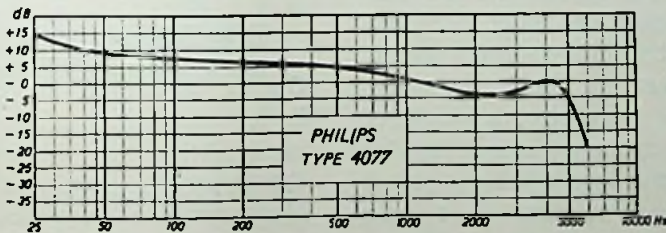


Fig. 5

4 komt intusschen niet geheel overeen met de gemeten karakteristiek van figuur 5 van den gramfoonopnemer. Deze laatste vertoont over het geheele frequentiegebied een oplopen naar den kant van de lage tonen in vergelijking met de berekende karakteristiek. Dit wordt veroorzaakt

± 18 perioden, en heeft practisch geen invloed, omdat zowel versterkers als luidsprekers deze zeer lage tonen minder weergeven en bovendien het oor daarvoor veel minder gevoelig is. Het zoo laag liggen van deze resonantie wordt veroorzaakt door de groote soe-

pelheid van de inklemming van het anker, toegepast om geringe plaatslijtage te verkrijgen.

De coördinaten van de karakteristiek zijn logaritmisch weergegeven en wel om de volgende reden: Op de horizontale as zijn de frequenties logaritmisch uitgezet opdat de octaven gelijke afstanden worden, en op de verticale as is de sterkte logaritmisch uitgezet omdat het oor logaritmisch hoort. De indeeling is gegeven in de steeds meer gebruikelijke decibels. De decibel of transmission-unit is een energieverhouding en ontstaat uit de telephoontechniek, als volgt gedefinieerd: Geeft men de verhouding van twee energiehoeveelheden W_1 en W_2 aan als n decibel, dan wil dit zeggen dat deze verhouding gelijk is aan het getal, waarvan de Briggsche logaritme $n/10$ is, of in formule:

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

Eén decibel is dus een energieverhouding 1,259... en wordt verkregen door een factor 10 van een logaritmische schaalverdeling, die de energie voorstelt, in 10 gelijke stukken te verdeelen. Heeft men nu een stroom of een spanning voor te stellen, dan moet men deze eerst herleiden tot een energiehoeveelheid door aannahme van een constanten weerstand waardoor deze stroom vloeit of waarover deze spanning staat, voordat men van decibels kan spreken, en dit heeft tot gevolg, dat, daar de energie den stroom of de spanning in het kwadraat bevat, een factor 10 in stroom of spanning voorgesteld wordt door 20 decibel. In fig. 5 stelt dan ook 20 decibel een factor 10 in de spanning voor, overeenkomende met een factor 100 in de energie. We vergelijken in deze figuur dus eigenlijk de weergave van den Philips-opnemer met die van een denkbeeldigen opnemer met geheel rechte karakteristiek.

Door deze definitie van de decibel heeft men het voordeel, den invloed van verschillende karakteristieken in decibels te kunnen optellen of aftrekken, onafhankelijk van de grootheden, waarvan de karakteristieken gegeven zijn.

De keuze van de grootte van den potentiometer hangt samen met de zelfinductie van de pick-up, die $\pm 1,5$ henry bedraagt. In fig. 6 is het vervangings-schema geteekend. De pick-up is op te vatten als een generator met E. M. K. E, met in serie geschakelde zelfinductie L en inwendigen weerstand R_i en is aangesloten op den potentiometer met weerstand R. De E. M. K. E verdeelt zich, wanneer de potentiometer op maximum

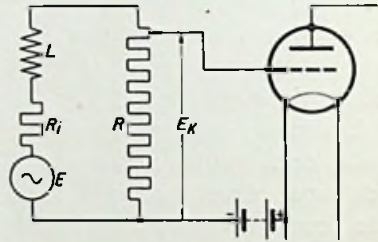


Fig. 6

staat, over de impedantie van de pick-up en den weerstand R, zoodanig, dat:

$$E_k = E \times \frac{R}{\sqrt{(R_i + R)^2 + \omega^2 L^2}}$$

Om nu E_k zooveel mogelijk gelijk aan E te verkrijgen, en zooveel mogelijk onafhankelijk van de frequentie, moet $R > R_i$ en $R > \omega L$ zijn in het in aanmerking komende frequentiegebied. $R_i = \pm 600$ ohm, dus $R = 50.000$ ohm $> R_i$ en voor 5000 per. is $\omega L = 2 \pi \times 5000 \times 1,5 = 47.000$ ohm, waardoor de karakteristiek van fig. 5 verkregen wordt. Draait men den potentiometer terug, dan vindt verder alleen spanningsdeeling over den weerstand R plaats, onafhankelijk van de frequentie. Men kan wel een kleineren potentiometer dan 50.000 ohm toepassen, maar dan krijgt men evenredig

minder hooge tonen, dus doffer geluid. Deze redeneering geldt alleen, wanneer de potentiometer is geschakeld tusschen rooster en gloeidraad (met neg. rooster-spanning) van een lamp.

Voor de beste werking kan men in het algemeen het best naalden nemen overeenkomende met de His Masters Voice-Halftone naalden; neemt men zachtere naalden, dan wordt het geluid doffer, neemt men hardere naalden, dan wordt het geluid helderder, maar ook scherper, met grootere plaatslijtage.

* * *

Een punt dat in dit kader ook opgehelderd kan worden, is het aanpassen van de naaldpunt aan den groefvorm. De groefvorm van alle bekende merken gramfoonplaten is een afgeronde V-vorm volgens figuur 7, alleen, de helling en de mate van afronding varieert eenigszins, het karakter is steeds hetzelfde, scherpe hoek of trapeziumvorm komt niet voor.



Fig. 7

Door de materiaalkeuze van plaat en naald wordt nu bereikt, dat de naald zich na het doorloopen van enkele omwentelingen reeds door afslijting heeft aangepast aan den groefvorm, zie fig. 7, waar in de eerste groef een nieuwe naald is gefotografeerd, ter vergelijking met een naald in de zevende groef, die zeven omwentelingen doorloopen heeft. Gedurende het spelen gaat deze afslijting door, maar nog niet zoover, dat het slijpvlak breeder dan de groef zou worden, en de naald

dus schouderdjes zou gaan vertoonen met het daarmee gepaard gaande beschadigen van de plaat. Er is dus geen sprake van een eventueel heen en weer slingeren van de naaldpunt op den groefbodem; de naaldpunt wordt volkomen meegenomen. Fig. 8 geeft een microfoto van een nieuwe naast een afgesleten naald, op de laatste is duidelijk het slijpvlak te zien.

Daar tengevolge van de eindige armlengte de hoek van de pick-up, dus van de naaldpunt, ten opzichte van de groef



Fig. 8

een andere is aan het begin dan aan het eind van een gramfoonplaat, geeft het meermalen spelen van een plaat met dezelfde naald aanleiding tot ernstige slijtage, omdat het scherp begrensde slijpvlak van de naaldpunt dan als beitel in de groef gaat werken. Het is daarom het behoud van de platen, elke naald slechts eenmaal te gebruiken.

Het afslijten van de naald heeft het bezwaar, dat het slijpvlak van dezelfde grootte-orde wordt als de golflengte der hooge frequenties, dit heeft tot gevolg, dat de naald, naarmate dit slijten voortgaat, steeds minder goed de hooge frequenties (scherpere hoeken in de groef) kan volgen, waardoor de weergave der hooge tonen achteruitgaat. Bovendien wordt de golflengte voor eenzelfde frequentie steeds kleiner naar het midden van de gramfoonplaat toe, het zou daarom veel reëler zijn, wanneer de gramfoonplaten van binnen naar buiten opgenomen werden, de weergave der hooge tonen zou daardoor meer constant

worden gedurende het spelen van een plaat.

Tenslotte willen wij er nog op wijzen dat een bevredigende weergave van grammofoonplaten slechts dan te verkrijgen is, wanneer de groef met volkomen constante hoeksnelheid onder de naaldpunt door beweegt. Een snelheidsvariatie van 3 ‰ neemt het oor reeds waar als onzuiverheid in de toonhoogte.

De voornaamste oorzaken van afwijkingen in de snelheid zijn gelegen in den grammofoonmotor, die daarom van eerste kwaliteit moet zijn, en in staat moet zijn netspanningsschommelingen (bij elektrische grammofoonmotoren) en belastingsvariaties (door sterke en zwakke passages in de geregistreeerde muziek) te kunnen verwerken zonder deze 3 ‰ snelheidsvariatie te overschrijden.

Andere oorzaken van onzuiverheid van toon liggen in het niet volkomen centriscch liggen van de grammofoonplaat op de draaitafel tengevolge van speling van het centrale gat in de plaat om het pen-netje (enkele tiende millimeters speling geven reeds hoorbare zwevingen) en in een veelvuldig toegepaste foutieve ophanging van het opnemersysteem, waarbij het draaipunt om de horizontale as te dicht bij den opnemer ligt. In dit laatste geval krijgt de naaldpunt bij de op- en neergaande beweging tengevolge van niet volkomen vlakke grammofoonplaten ook een beweging voor- en achteruit in de richting van de groef, waardoor dus de relatieve snelheid niet constant is. De centrale speling van de platen moet daarom zoo gering mogelijk zijn, en het bewuste draaipunt moet zoo ver mogelijk van de punt van de naald af liggen, en

eventueel in het vlak van de grammofoonplaat.

Eindhoven, 3 Mei 1933.

LITERATUUROVERZICHT.

J. P. Maxfield and H. C. Harrison. High quality recording and reproducing of music and speech. Journ. A. I. E. E. 45, 1926, 3, blz. 243.

R. T. Williams. Recent developments in the recording and reproduction of sound. Journ. Frankl. Inst. 202, 1926, 4, blz. 413.

E. W. Kellogg. Electrical reproducing of gramophone-records. Journ. A. I. E. E. 46, 1927, 10, blz. 1041.

H. A. Frederic. Recent advances in wax-recording. Bell Syst. Techn. Journ. 8, 1929, 1, blz. 159.

E. Meyer and P. Just. Frequenzkurven von elektrischen Tonabnehmern und mechanischen Grammophonen. E. N. T. 6, 1929, 7, blz. 264.

G. Buchmann und Erwin Meyer. Eine neue optische Meszmethode für Grammophonplatten. E. N. T. 7, 1930, 4, blz. 147.

A. Forstmann. Zur Theorie elektrischer Tonabnehmer. E. N. T. 7, 1930, 11, blz. 426.

G. W. Sutton. Some notes on the design of a gramophone-pick-up. Journ. I. E. E. 68, 1930, 401, blz. 566.

G. Buchmann und Erwin Meyer. Ueber den Frequenzbereich des Nadelgeräusches bei Schallplatten. E. N. T. 8, 1931, 5, blz. 218.

A. Forstmann. Ueber elektrische Schallplattenaufnahme und -wiedergabe. E. T. Z. 52, 1931, 34, 35 en 37.

Sterkteregeling met acoustische compensatie,

door

R. W. DIJKSTRA.

Overzicht. Het menselijke oor reageert voor tonen van verschillende frequentie ook verschillend op gelijke intensiteitsverschillen. Dit is een fysiologisch feit, dat we hebben te aanvaarden. Het is echter de vraag of bij de systemen van geluidsreproductie, die tegenwoordig zoo talloos in gebruik zijn, voldoende rekening wordt gehouden met de eigenschappen van het menselijk gehoor. In zekere opzichten wel, zij het dan ook min of meer in negatieven zin; in andere opzichten heelemaal niet. Het gevolg daarvan is, dat we alleen dan een goede geluidsweergave kunnen krijgen als het gereproduceerde geluid dezelfde intensiteit heeft als waarmede de microfoon bij de opname werd geëxciteerd. Dit geldt zoowel voor de reproductie per radio, als voor gramfoon of sprekende film. We zullen ons echter in hoofdzaak tot den radioomroep beperken.

Daarbij zullen we dan aantonen, dat een moderne radioontvanger behoort te worden uitgerust met een of ander systeem van automatische sterkteregeling (misschien is het beter en juist te spreken van automatische gevoeligheidsregeling!), waardoor het mogelijk is elke uitzending op hetzelfde sterkteniveau te ontvangen. Dit niveau worde dan zoo gelegd, dat voldaan wordt aan bovengenoemde voorwaarde voor goede weergave.

Als regel zal dit niveau te hoog zijn voor de huiskamer. Dan moeten we verder het volume regelen, zoodanig dat door een of andere methode van acoustische compensatie rekening wordt gehouden met de fysiologie van het menselijke

gehoor. Uit den aard der zaak hoort deze volumeregeling met acoustische compensatie thuis in den laagfrequentversterker, zoodat ze ook bij weergave van gramfoonplaten kan worden gebruikt. Een mogelijkheid van regeling met acoustische compensatie zal worden besproken.

De eigenschappen van het menselijke oor. Dat ons oor voor tonen van verschillende frequentie zeer verschillend reageert, is een feit dat bekend mag worden verondersteld. Daartoe behoeven we slechts te memoreeren, dat er heel wat meer energie voor noodig is om b.v. de lage tonen te reproduceeren dan die van gemiddelde frequentie. De noodzaak van het gebruik van een krachtige eindlamp in een radiotoestel geldt hoofdzakelijk de reproductie van de lage tonen en niet zoozeer die van gemiddelde en hogere frequentie. Voor een goed begrip van een en ander zullen we de zaak even precies formuleeren.

Wanneer we tonen van verschillende frequentie, doch *op het gehoor* van gelijke sterkte produceeren, dan vinden we dat de sterkte, *physisch* gesproken, zeer verschillend kan zijn. Duidelijkheidshalve zullen we in het vervolg van de *intensiteit* van het geluid spreken, *wanneer we het physische begrip bedoelen*. In tegenstelling met *geluidssterkte* of kortweg *sterkte*, *wanneer we den gehoorindruk willen aanduiden*. We kunnen dan als hoofdeigenschap van de fysiologie van het gehoor de volgende — paradoxaal klinkende — definitie geven: *tonen van gelijke intensiteit behoeven niet met gelijke sterkte te worden waargenomen*.

Het medium waardoor het menselijke oor in verbinding staat met de geluidsbron is in verreweg de meeste gevallen de lucht. Door een luchttrilling worden de uitwendige gehoorsorganen geëxciteerd en dit kan door ons als „geluid” worden waargenomen. Maar wanneer de lucht in trilling is, dan plant zich door middel van de trillende luchtdeeltjes een zekere energie voort en de grootte van die energie kan worden gebruikt om de intensiteit van het geluid aan te geven. Onder de *intensiteit* van het geluid zullen we verstaan de *energie die per cm.² loodrecht op de voortplantingsrichting passeert*. Omdat we met de eenheid watt het beste vertrouwd zijn, zullen we de intensiteit van het geluid, voor zoover we waarden nodig mochten hebben, definiëren in $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ (microwatt per vierkanten centimeter).

De sterkte van het geluid is nu frequentie-afhankelijk. Dit blijkt b.v. al zeer sterk uit de vaststelling van de *waarneembaarheidsgrens* of de *drempelwaarde van de gevoeligheid* van het oor, dat is de minimumintensiteit van het geluid om nog net waarneming met het oor mogelijk te maken. Deze waarneembaarheidsgrens is al zeer sterk frequentie-afhankelijk. De minimumintensiteiten voor verschillende toonfrequenties zijn ongeveer de volgende ¹⁾:

frequentie	intensiteit
64 Hertz	$7,9 \times 10^{-5} \mu\text{W}/\text{cm}^2$
128 "	$1,2 \times 10^{-6} \quad "$
256 "	$5,4 \times 10^{-8} \quad "$
512 "	$4,7 \times 10^{-9} \quad "$
1024 "	$1 \times 10^{-9} \quad "$
2048 "	$5,4 \times 10^{-10} \quad "$
4096 "	$1 \times 10^{-9} \quad "$
8192 "	$2,5 \times 10^{-8} \quad "$

Men ziet dat voor het bereiken van dezelfde geluidsterkte bij verschillende

¹⁾ Berekend naar gegevens gepubliceerd in „Speech and Hearing” door H. Fletcher.

frequenties formidabele intensiteitsverschillen nodig kunnen zijn, tenminste in de buurt van de waarneembaarheidsgrens van het oor. Om b.v. voor 256 hertz de drempelwaarde van het gehoor te bereiken, heeft men een honderdmaal grotere energie nodig dan voor 2048 hertz; voor 64 hertz ongeveer de 160000-voudige als voor 2048 hertz. Deze zeer groote intensiteitsverschillen voor tonen van gelijke sterkte bestaan echter alleen in de buurt van de drempelwaarde van het gehoor. Zoals experimenteel is aangetoond, bestaan voor tonen van gelijke sterkte doch grotere absolute sterkte, kleinere intensiteitsverschillen. Hierin ligt juist de noodzaak van acoustische compensatie.

Inplaats van met de intensiteit van het geluid rekenen we heel vaak met den *geluidsdruk*. Wanneer de lucht in trilling is, dan uit zich dat ook daardoor, dat er voortdurend en achtereenvolgens kleine luchtverdunningen en -verdichtingen optreden. Het verschijnsel is te vergelijken met dat in den plaatkring van een versterkerlamp waarin op een constant gedachten anodestroom een wisselstroom wordt gesuperponeerd. Bij de lucht van constanten druk wordt a.h.w. een hoeveelheid lucht van wisselenden druk gevoegd. Evenals we bij een lamp van de wisselstroomcomponente spreken, kunnen we in het geval van de trillende lucht ook van een componente van wisselenden druk spreken. Maar dan kunnen we — ook al weer indientiek met den wisselstroom in den plaatkring van een lamp — ook van de effectieve waarde van die wisselende luchtdrukcomponente spreken. Deze effectieve waarde bedoelen we dan wanneer we spreken van den geluidsdruk. De eenheid van geluidsdruk is de *bar* of *barye*, d.i. een geluidsdruk van 10⁶ dyne per cm² loodrecht op de voortplantingsrichting.

De vergelijking met de verschijnselen

in den plaatkring van een versterkerlamp geeft ons ook een gemakkelijken weg om het verband tusschen geluidsdruk en -intensiteit af te leiden. Immers de wisselstroomenergie in den plaatkring is evenredig met het kwadraat van de stroomsterkte. Naar analogie hiervan vinden we onmiddellijk, dat de geluidsintensiteit (energie per cm^2) evenredig moet zijn met het kwadraat van den geluidsdruk. De analogie gaat zelfs nog verder. Bij wisselstroom is de energie gelijk aan den stroom in het kwadraat maal weerstand. Zoo is ook het begrip acoustische weerstand (impedantie) ontstaan door analogie met electriche verschijnselen. Daar

we dit begrip niet noodig zullen hebben, willen we het enkel bij het noemen laten.

Eén ding willen we echter nog naar voren brengen, want dat zullen we nog wel moeten gebruiken. Dit volgt trouwens zonder meer uit het voorgaande. Wanneer we de acoustische verschijnselen vergelijken met de geluidsintensiteit als basis, dan moeten we, bij de versterkers energie-verhoudingen als basis aannemen. Drukken we de geluidsverschijnselen uit in de grootte van den geluidsdruk, dan moeten we in den versterker stroom- of spanningsverhoudingen daarmede vergelijken. Nu is de volumeregeling in een versterker meestal een kwestie van spanningsrege-

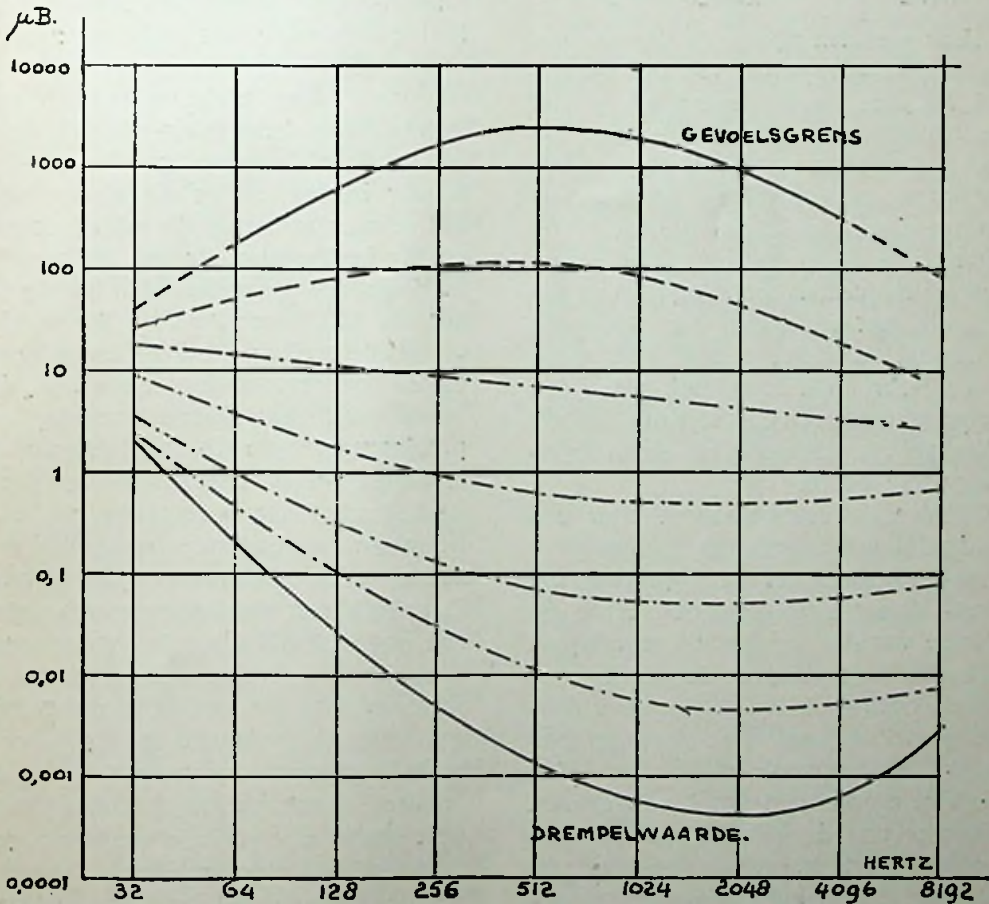


Fig. 1

ling, zoodat we overeenkomstig daarmede de acoustische verschijnselen in geluidsdruck kunnen beschrijven. Als eenheid zullen we aannemen $1 \mu\text{B}$ ($1 \text{ microbar} = 1 \text{ dyne/cm}^2$). Met dezen geluidsdruck als eenheid vinden we voor de waarneembaarheidsgrens van het oor (zie Fletcher, loc. cit.):

frequentie	druk	
64 hertz	0,178	μ bar.
128 "	0,0216	"
256 "	0,00465	"
512 "	0,00136	"
1024 "	0,00063	"
2058 "	0,000465	"
4096 "	0,00063	"
8192 "	0,00316	"

Deze waarden zijn in de kromme gemerkt „drempelwaarde” van fig. 1 uitgezet. Bij deze figuur merken we op, dat de frequentieschaal, zoowel als de schaal voor den geluidsdruck logarithmisch is, omdat het anders onmogelijk wordt de groote waardeverschillen in een grafiek uit te zetten. Dus is op de horizontale schaal voor de frequenties een schaaldeel gelijkwaardig met een octaaf (de verdeling is dus net als bij het toetsenbord van een piano, waarbij elk octaaf ook denzelfden toetsenafstand heeft). In verticale richting beteekent elk schaaldeel een drukverhouding van 1 op 10.

Behalve de drempelwaarde voor den minimalen geluidsdruck om nog net hoorbaar te zijn heeft het oor nog een andere grens: de z.g. „gevoelsgrens”, dat is die waarde van den geluidsdruck waarbij we de luchtrilling niet meer als geluid waarnemen, doch waar een min of meer pijnlijk gevoel ontstaat. Ook deze gevoelsgrens is frequentie-afhankelijk. Men vindt ze eveneens in fig. 1 aangegeven. Wanneer dus de geluidsdruck voor een bepaalde frequentie een waarde heeft, die tusschen de drempelwaarde en de gevoelsgrens voor dien toon valt, dan nemen

we die trilling waar als „geluid”.

Deze grenswaarden kunnen we beschouwen als lijnen voor den geluidsdruck van tonen van gelijke sterkte. De vraag doet zich nu vanzelf voor hoe binnen het hoorbaarheidsgebied de druklijnen zullen verlopen, wanneer we de toonschaal doorloopen en voor verschillende tonen op het gehoor dezelfde sterkte waarnemen. Of om de vraag in anderen vorm te stellen: reageert het oor voor verschillende frequenties in dezelfde mate op relatief even groote drukveranderingen? Wel wanneer de drukveranderingen relatief zeer klein zijn, maar niet wanneer ze belangrijke waarden aannemen. Verschillende onderzoekers hebben zich beziggehouden met dit probleem, zoowel theoretisch als experimenteel. Daar we ons niet zullen bezighouden met een gedetailleerde bespreking van dit werk en ook niet zoozeer getallenwaarden noodig hebben, zullen we slechts van een enkelen auteur op dit gebied de gegevens beschouwen. En wel die van B. A. Kingsbury, gepubliceerd in het Aprilnummer 1927 van „Physical Review” in een artikel getiteld „A direct comparison of the loudness of pure tones”. In dit artikel geeft de schrijver een verslag van proefnemingen, die ten doel hadden vast te stellen hoe de drukverhoudingen van de trillende lucht moeten zijn om voor tonen van verschillende frequenties dezelfde geluidssterkte waar te nemen. Dat niet alleen, want de proeven werden ook nog herhaald bij onderling evenveel verschillende sterkteniveaux. Het resultaat van deze proeven werd uitgezet in een diagram, waarvan in fig. 1 een copie is gegeven. De streep-stippellijnen in deze figuur stellen druklijnen voor voor het waarnemen van tonen van gelijke sterkte doch verschillende frequentie. De bovenste van deze lijnen, de gestippelde, is de min of meer waarschijn-

lijke voor dit sterkteniveau, omdat de waarnemingen van Kingsbury zich niet hebben uitgestrekt tot een zoo hoog niveau.

Het valt in fig. 1 op, dat voor een bepaalde frequentie de afstand tusschen de druklijnen voor gelijke geluidsterkte bij benadering evengroot is. Wanneer we dus het niveauverschil tusschen de drempelwaarde en de gevoelsgrens in b.v. zes stappen van gelijk sterkteverschil verdeelen (dus op het gehoor beoordeeld) dan vinden we in het drukdiagram de zes waarden voor den geluidsdruk door den afstand tusschen de beide grenswaarden in zes gelijke deelen te verdeelen (bij benadering tenminste). Maar de schaal is logaritmisch, dus we moeten de juiste conclusie trekken uit de beteekenis van die „zes gelijke deelen”. Zooals reeds gezegd, beteekenen in verticale richting de schaaldeelen gelijke *drukverhoudingen*. De „zes gelijke deelen” moeten dus „vertaald” worden in „6 gelijke verhoudingen”.

We zullen dit even door een voorbeeld toelichten. Voor toon 1024 ligt de drempelwaarde bij $0,0006 \mu\text{B}$ (ook hier moeten we met de onderverdeling rekening houden met de logaritmische schaal!) de gevoelsgrens bij $1800 \mu\text{B}$. De drukverhouding voor de twee grenswaarden is dus $\frac{1800}{0,0006} = 3 \times 10^6$. Deze moeten

we nu onderverdeelen in 6 gelijke verhoudingen p , dat wil dus zeggen: p^6 moet gelijk zijn aan 3×10^6 , of $p = \sqrt[6]{3 \times 10^6} = 12$. Dit komt in de figuur ook ongeveer uit, want de afstand tusschen twee druklijnen voor gelijke sterkte is ongeveer 1 schaaldeel en 1 schaaldeel beteekent een verhouding van 10 op 1 in den geluidsdruk. Met deze toelichting zal het wel duidelijk zijn wat de consequentie is van de opmerking dat „de

druklijnen voor onderling evenveel verschillende sterkteniveaux t.o.v. de grenswaarden van het gehoor onderling gelijke afstanden hebben voor een bepaalde frequentie”. Voor een andere frequentie geldt hetzelfde maar de grootte van de afstanden is natuurlijk anders, dus ook de waarde van de drukverhouding. Voor toon 64 b.v. ligt de drempelwaarde bij $0,2 \mu\text{B}$, de gevoelsgrens bij $180 \mu\text{B}$. Elke van de „zes gelijke deelen” komt dus overeen met een drukverhouding $p =$

$\sqrt[6]{\frac{180}{0,2}} = 3,1$. In de figuur is dit ongeveer $\frac{1}{2}$ schaaldeel, wat een verhouding van 3,16 beteekent, want $0,5 = \log 3,16$. Wanneer we dus voor de frequentieschaal voor twee verschillende sterkteniveaux de druklijnen kennen (dit kunnen eventueel de grenswaarden van het gehoor zijn) dan kunnen we ze voor andere niveaux berekenen of zelfs zeer gemakkelijk teekenen wanneer we maar een logaritmische schaal voor den geluidsdruk nemen. Deze methode is echter slechts bij benadering juist. Maar voor ons voorloepig voldoende, omdat we er niet in de eerste plaats op uit zijn om getallengegevens te verzamelen, doch om een inzicht te krijgen in de tekortkomingen van onze volumecontrole en hoe die te ondervangen.

Kritische beschouwing over de toepassing van versterking en volumeregeling in verband met de physiologie van het hooren.

Met de verschillende gevoeligheid van het oor voor tonen van verschillende frequentie werd van oudsher in de radiotelegrafie reeds rekening gehouden. De toon van een zender wordt bij voorkeur afgeregeld op een frequentie om ende bij 1000 en volgens fig. 1 is dat het gebied waarin het oor het meest gevoelig is. Er

is dan dus een grootere verzwakking toelaatbaar voordat de berichten niet meer betrouwbaar zijn te nemen. Of, wat hetzelfde beteekent, dat er, zonder verhooging van energie, grootere afstanden worden gemaakt. Tegenwoordig gebruikt men voor telegrafie wel laagfrequentversterkers, die afgestemd zijn op toon 1000 en voor dien toon dus een grootere versterking geven. Wat de radiotelegrafie betreft, kunnen we dus gerust zeggen, dat deze voldoende rekening heeft gehouden met de gevoeligheid van het menselijke oor.

Dit in tegenstelling met de radiotelefonie, of, nauwer begreemd, den radioomroep. Het zendgedeelte geeft er zich wel rekenschap van, zij het ook in negatieve zin, maar wat het ontvanggedeelte betreft, wordt er al heel weinig rekening gehouden met de bovenomschreven eigenschappen van het menselijk oor. Het is niet overbodig dit eens nader onder de loupe te nemen. Laten we daartoe een geheele radio-uitzending eens volgen van microfoon tot luidspreker.

In een zaal hangen een of meer microfoons, die tezamen een zeker „geluidsbeeld” opnemen, dat, willen we aannemen, een getrouwe copie is van wat in die zaal wordt gehoord. Dat „geluidsbeeld” is dus gekarakteriseerd door bepaalde sterkteverhoudingen, geïmpliceerd door de relatieve sterkte van verschillende tonen en tooncomplexen, de opstelling van instrumenten enz. Vanaf de microfoon tot aan den zender worden de trillingen lineair versterkt, d.w.z. elke toon wordt in dezelfde mate versterkt, onafhankelijk van de relatieve sterkte t.o.v. andere tonen. Ook in het modulatorgedeelte van den zender en de verdere versterkertrappen wordt de lineariteit gehandhaafd, zoodat de modulatie van de uitgestraalde golf een nauwkeurige afbeelding is van de microfoonstroomen,

alleen op zeer veel vergrootte schaal. Nemen we nu de voortplantingsverschijnselen en de werking van den ontvanger ook als ideaal aan, dan zou de luidsprekerstroom ook een getrouwe copie zijn van den microfoonstroom. Wanneer we nu ook de werking van den luidspreker als perfect veronderstellen, dan staat dus de intensiteit van de geluidstrillingen, opgewekt door den luidspreker, in een volkomen lineair verband tot de intensiteit van de luchttrillingen, die de microfoon aanstooten. Hooren we dan echter ook precies het geluid zooals dat door de microfoon werd opgenomen? Alleen dan, wanneer we het sterkteniveau van de luidsprekerweergave brengen op hetzelfde niveau als het geluid, dat de microfoon treft! Houden we bij de luidsprekerweergave dit niveau niet aan (en als regel zullen we dat niet kunnen doen, omdat we dan ruzie krijgen met huisgenooten en bureu) dan mogen we niet lineair verzwakken, dus niet alle tonen in dezelfde mate verzwakken, omdat dan bepaalde toengebieden „op het gehoor” te veel, andere weer te weinig worden verzwakt.

Het gehoorde geluid krijgt dan een heel ander karakter dan het origineel.

Dit is een bekend feit, dat ieder kritisch aangelegde luisteraar wel uit eigen ervaring kent. Wanneer men alle tonen, physisch gesproken, in dezelfde mate verzwakt, zal men voor de lage tonen b.v. betrekkelijk gauw de drempelwaarde van het gehoor bereiken en deze tonen zijn dan niet meer waarneembaar. Het gevolg is dan, dat de weergave gekenmerkt wordt door een gebrek aan lage tonen (en ook aan de zeer hooge tonen, wanneer de verzwakking vrij groot is). Versterkt men daarentegen lineair boven het normale sterkteniveau, dan loopt men al gauw gevaar, dat de weergave „dof” wordt omdat de intensiteit van de lage

tonen te groot wordt t.o.v. de tonen van gemiddelde frequentie.

Misschien is dit een van de redenen waarom men bij weergave van sprekende films soms zoo onbevredigende kwaliteit krijgt, wanneer de sterkte te hoog wordt opgevoerd. Gelijksortige overwegingen gelden natuurlijk ook voor andere geluidsreproductiesystemen als gramfoon en radiocentrale.

Dus alleen dan wanneer we bij de weergave hetzelfde sterkteniveau kunnen handhaven als voor de microfoon bij de opname heerscht, zullen we perfecte weergave kunnen verwachten. Gaan we door verzwakken of versterken dit niveau verlaten, dan moeten we tegelijkertijd rekening gaan houden met de eigenschappen van het menselijk oor.

Om nog even terug te keeren tot het zendergedeelte bij den radio-omroep en tot de opname-systemen voor gramfoonplaten en sprekende film, willen we even vastleggen, dat het daarbij volkomen juist is, dat er lineair wordt versterkt of verzwakt. Want een zend- of opname-systeem kan en mag geen rekening houden met de individueele eischen van de weergavesterkte. Een zend- of opname-systeem houdt dus, zij het dan ook in negatieven zin, volkomen rekening met de physiologie van het hooren. Maar dan rust op den luisteraar ook de taak om bij de volumeregeling van de weergave rekening te houden met de eigenschappen van het menselijke gehoor. Met andere woorden: de volumeregeling van onze ontvangtoestellen en gramfoonversterkers behoort te worden uitgerust met een z.g. acoustische compensatie, waardoor rekening wordt gehouden met de eigenschappen van het menselijk gehoor.

Voorzoover den schrijver bekend is, wordt tot nog toe bij de hier op de markt zijnde toestellen niet of slechts zeer weinig rekening gehouden met acoustische

compensatie. Want zeer weinig toestellen zijn uitgerust met een toonregeling en voorzoover dit wel het geval is, is het nog de vraag of deze in staat zijn een voldoende compensatie te geven voor de genoemde acoustische verschijnselen.

Gezichtspunten over het ontwikkelen van een volumeregeling met acoustische compensatie.

Zooals reeds werd afgeleid, geeft een drukverandering van 1 op 3 bij toon 64 op het gehoor dezelfde sterkteverandering als een drukverandering van 1 op 12 bij toon 1024. In deze enkele waarden hebben we dus reeds een aanwijzing omtrent den weg, dien we hebben te volgen bij het ontwerpen van een volumeregeling met acoustische compensatie. Deze moet dus met betrekking tot de genoemde frequenties zoodanig zijn, dat een spanningsverandering van 1 op 3 voor frequentie 64 tegelijkertijd gepaard gaat met een spanningsverandering van 1 op 12 voor de frequentie 1024. Voor de andere frequenties zijn de overeenkomstige spanningsverhoudingen uitgezet in de volgende tabel, berekend naar de benaderingsmethode, die bij fig. 1 werd besproken en toegelicht.

Tabel I.

Spanningsverhoudingen voor een volumeregeling met acoustische compensatie.

frequentie	verhouding
64	1 : 3,1
128	1 : 5,5
256	1 : 8,8
512	1 : 11,1
1024	1 : 12,0
2048	1 : 11,1
4096	1 : 8,9
8192	1 : 5,5

Hoewel deze waarden een vrij reële basis geven, waarop verder kan worden

ontwikkeld, hebben we toch ook nog een ander uitgangspunt in acht te nemen. En dat is dit. Wanneer de volumeregeling op minimum staat, moeten voor de verschillende frequenties zekere minimumspanningen optreden, waarvan de waarden (relatief gesproken) bepaald worden door de kromme voor de drempelwaarde (zie fig. 1) of, wanneer we niet heelemaal terugregelen op nul, door een van de andere krommen van gelijke geluidsterkte. Dit laatste geval zal in de praktijk het meeste voorkomen, omdat het zeer zelden zal voorkomen dat we de geluidsterkte precies op nul willen regelen en dan nog de juiste acoustische compensatie toepassen.

We zullen de zaak iets eenvoudiger aanpakken en veronderstellen, dat in het betreffende toestel een hoofdvolumeregelaar aanwezig is, waarmee de sterkte van de weergave op het juiste niveau wordt gebracht terwijl de acoustisch gecompenseerde regeling op maximum staat. Daarna gaan we het niveau verlagen met inachtnaam van de acoustische compensatie en houden daarbij dan dus rekening met de relatieve waarden van de verzwakking, zoals aangegeven in tabel I. Willen we op een hoger niveau komen dan de oorspronkelijke sterkte van de muziek, dan kunnen we de acoustisch gecompenseerde regeling op minimum zetten, met de hoofdvolumecontrôle instellen en daarna het niveau verhogen. Dit geval, dat we voor radioweergave buiten beschouwing zullen laten, eischt waarschijnlijk een ander systeem van compensatie (zie den vorm van de krommen van fig. 1) dan noodig is voor het verlagen van het niveau.

Uit tabel I zien we, dat de volumeregeling zoo moet worden ingericht, dat de verzwakking voor een toon van 1000 hertz relatief het grootst moet zijn. We moeten dus een frequentieafhankelijken

potentiometer ontwerpen, die aan deze voorwaarde voldoet. De meest voor de hand liggende vorm van dezen potentiometer is geschetst in fig. 2.

Wanneer de kring L , r , C wordt afgestemd op 1000 hertz wordt voor deze frequentie het deel R_1 van den potentiometer nagenoeg kortgesloten (geschunt door den spoelweerstand r) terwijl voor andere frequenties de afgestemde kring

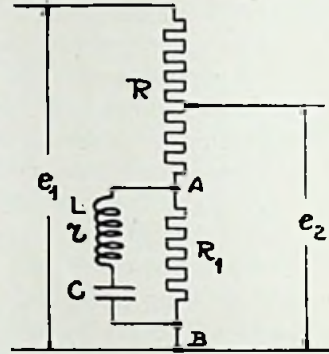


Fig. 2

een grootere impedantie heeft dan r en het deel R_1 dus meer tot zijn recht komt.

Voor frequentie 1000 zal dus de verhouding $\frac{e_1}{e_2}$, d.i. de verzwakking door den potentiometer, zeker grooter zijn dan voor andere frequenties.

De verschillende grootheden moeten nu zoo worden gekozen, dat de in tabel I gegeven verhoudingen zooveel mogelijk worden benaderd.

Dit zullen we eens onderzoeken voor den minimumstand van den potentiometer, dus wanneer de aftakking staat in het punt A. Uit de gegeven verhoudingen van de verzwakkingen voor verschillende frequenties kunnen we dan een stelsel vergelijkingen met 5 onbekenden opstellen, waaruit de waarden R , R_1 , L , C en r kunnen worden bepaald. Dit is een zeer moeizaam werk, dat we aan den liefhebber overlaten. De volgende benaderingsmethode is wel aan te bevelen en

die hebben we dan ook toegepast voor het vinden van de verderop te noemen waarden. In de eerste plaats zijn we er van uitgegaan, dat voor R een potentiometer van 50000 ohm zal worden genomen en dat we in stand A bij $f = 1000$ een verzwakking van ongeveer 80 willen hebben. Daarmede is dan r ook bij benadering bepaald, want dan is:

$$80 = \frac{50000 + r}{r},$$

wat geeft $r = 600 \Omega$. De waarde van 600Ω houden we nu aan voor dezen weerstand. Verder moet de keten L, r, C, resonantie geven op $f = 1000$, dus:

$$\frac{1}{L C} = (2 \pi \times 10^3)^2 = 4 \times 10^7.$$

Wanneer we nu b.v. C en R_1 nog kunnen bepalen dan zijn we klaar. Daartoe hebben we de volgende redeneering toegepast. Voor een frequentie belangrijk lager dan de resonantiefrequentie zal de keten L-r-C zich bij benadering gedragen alsof alleen C aanwezig ware. Denken we nu ook nog voor het oogenblik R_1 weg, dan kunnen we voor die lage frequentie (we hebben daarvoor $f = 128$ gekozen) de grootte van C bepalen omdat voor die frequentie ook de relatieve verzwakking bekend is en de potentiometer bestaat uit R en C in serie afgetakt op C. De verzwakking is dus voor dit geval bij benadering:

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{R + 1/j \omega C}{1/j \omega C} = 1 + j \omega C R$$

De waarde $\frac{e_1}{e_2}$ voor $f = 128$ moeten we nu

nog berekenen. Volgens tabel I moet voor $f = 128$ een verzwakking 5,5 worden toegepast, wanneer $f = 1024$ een verzwakking 12 ondergaat. We verzwakken $f = 1000$ echter 80, dat is $(12)^{1,77}$. Voor $f = 128$ moet de overeenkomstige verzwakking dus zijn $(5,5)^{1,77} = 20,5$. We krijgen dus voor de bepaling van C:

$$\frac{e_1}{e_2} = 20,5 = 1 + j \omega C R \text{ of}$$

$$420 = 1 + \omega^2 C^2 R^2.$$

$$C = \frac{\sqrt{419}}{\omega R} = \frac{20,4}{2 \pi \times 128 \times 5 \times 10^4} = 0,51 \times 10^{-6} \text{ F} = 0,51 \mu \text{ F}.$$

Afgerond hebben we voor C aangenomen een waarde van $0,5 \mu \text{ F}$. Dit geeft voor L een waarde van $50.000 \mu \text{ H}$.

Met betrekking tot R_1 werd nu de volgende redeneering toegepast. Een condensator van $\frac{1}{2} \mu \text{ F}$ heeft bij $f = 128$ een reactantie van ongeveer 2500Ω . Daar we C hebben bepaald in de veronderstelling dat R_1 er niet was, mogen we R_1 niet zoo klein nemen, dat deze reactantie parallel aan R_1 belangrijk kleiner wordt. Daarom hebben we R_1 aangenomen op 10.000Ω en een nacalculatie moet nu aan het licht brengen hoe de juiste toestand is. Is die niet bevredigend, dan moeten enkele waarden anders worden gekozen en moet opnieuw worden gecontroleerd of daardoor meer bevredigende uitkomsten worden verkregen. We rekenen dus de schakeling naar fig. 2 met de potentiometeraftakking in A door voor de volgende waarden:

$$R = 5 \times 10^4 \Omega; R_1 = 10^4 \Omega; \\ L = 50.000 \mu \text{ H}, C = 0,5 \mu \text{ F}, r = 600 \Omega.$$

Noemen we $Z = a + jb$ de impedantie tusschen de punten A en B dan is:

$$Z = \frac{R_1 \left\{ r + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}}{R_1 + r + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)},$$

of wanneer we in den noemer r t.o.v. R_1 verwaarloozen:

$$Z = \frac{R_1 \left\{ r + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right\}}{R_1 + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)} = \\ = \frac{R_1 (r + j X) (R_1 - j X)}{R_1^2 + X^2} =$$

$$= \frac{R_1 \{ R_1 r + X^2 + (R_1 - r) j X \}}{R_1^2 + X^2},$$

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

Wanneer we nu in den teller nogmaals r t.o.v. R_1 verwaarloozen, vinden we voor $Z = a + jb$:

$$a = \frac{r R_1^2 + R_1 \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}{R_1^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2};$$

$$b = \frac{R_1^2 \times \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}{R_1^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)^2}$$

Dit geeft ons de volgende tabel:

f	ω	$\omega L - \frac{1}{\omega C}$	a	b
64	400	- 4972	1870	- 4290
128	800	- 2456	1135	- 2320
256	1600	- 1168	730	- 1160
512	3200	- 464	622	- 465
1024	6400	+ 8	600	+ 8
2048	12800	+ 484	624	+ 485
4096	25600	+ 1202	735	+ 1185
8192	51200	+ 2521	1165	+ 2380

De verzwakking is nu gegeven door

$$\frac{e_1}{e_2} = \frac{R + Z}{Z} = \frac{R + a + j b}{a + j b}$$

of in absolute waarde:

$$\left| \frac{e_1}{e_2} \right| = \frac{\sqrt{(R+a)^2 + b^2}}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

Daar in verreweg de meeste van de gevallen b te verwaarloozen is t.o.v. $(R+a)$, berekenen we de volgende tabel als:

$$\left| \frac{e_1}{e_2} \right| = \frac{R+a}{\sqrt{a^2 + b^2}}$$

f	$R+a$	$\sqrt{a^2 + b^2}$	$\frac{e_1}{e_2}$	$\frac{e_1}{e_2}$ moet zijn
64	51870	4680	11,05	$(3,1)^{1,78} = 7,50$
128	51135	2580	19,80	$(5,5)^{1,78} = 20,80$
256	50730	1370	38,00	$(8,8)^{1,78} = 48,90$
512	50622	770	65,80	$(11,1)^{1,78} = 71,00$
1024	50600	600	84,40	$(12)^{1,78} = 84,4$
2048	50624	790	64,00	$(11,1)^{1,78} = 71,00$
4096	50735	1295	36,40	$(8,9)^{1,78} = 49,0$
8192	51165	2650	19,30	$(5,5)^{1,78} = 20,80$

We zien dus, dat het ontwerp volgens bovenstaande gegevens nog niet aan de eischen voldoet. De benaderingen zijn dus te ruw geweest. Maar — en daarom is deze berekening vrij uitvoerig gegeven — we kunnen toch zien waar we moeten veranderen. In de buurt van de resonantiefrequentie is de verzwakking te klein. De resonantiekromme is dus als het ware te veel afgeplat en dat kan een gevolg zijn van te groote demping. De volgende stap zou dus nu kunnen zijn, een grootere waarde voor den dempingsweerstand R_1 te nemen. Een kleinere waarde voor r zou in dit geval geen doel hebben omdat buiten resonantie r zulk een kleinen invloed heeft en in resonantie de verzwakking juist nog grooter zou worden. Wat wel van invloed kan zijn, is het grooter maken van de waarde C/L , waardoor de demping ook grooter wordt. We zullen de berekeningen niet voortzetten en aannemen, dat het met de verstrekte gegevens wel zal lukken in voorkomende gevallen de zaak uit te werken.

Tot besluit zou ik er de aandacht op willen vestigen, dat ik in het voorgaande slechts de algemeene grondslagen van het probleem heb willen aangeven, terwijl ook het ontwerp slechts een mogelijke oplossing is. Een mogelijkheid echter, die geredelijk aanleiding kan zijn om in de aangegeven richting te gaan experimenteren want door uitwisseling van gedachten en ervaringen kunnen we juist verwachten het probleem binnen afzienbaren tijd een bevredigende oplossing te geven.

Vervorming en afgegeven vermogen bij eindhampen.

Door Ir. A. J. HEINS VAN DER VEN.

Natuurkundig Laboratorium der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven-Holland.

SUMMARY.

First the origin is given of the known method for determining the output for 5 % distortion with triodes, by means of the ratio 9/11. This ratio 9/11 relates to those parts of the line representing the load-resistance, which are cut off by the $i_a - v_a$ curves for $v_g = 0$; $v_g = -v_{g0}$ and $v_g = -2v_{g0}$.

For pentodes this method does not apply; for the case of the most favourable load-resistance, however, a similar method is derived in an analogous way. For more precise graphical measurement a harmonic analysis of the anode current is necessary, as is the case with pentodes, for determining the output and the distortion for other values of the load-resistance.

From a comparison of the results obtained by means of different methods of measurement it appears that the simplest methods give very deviating results, especially for the output, which can be accounted for by the occurrence of odd harmonics.

The most favourable load-resistance for pentodes is indicated as being the D. C. anode voltage divided by the D. C. anode current.

The average efficiency of the anode we find for triodes at 5 % distortion is 20 to 23 %; for pentodes at 5 % distortion 30 to 33 % and for pentodes at 10 % distortion 44 to 48 %.

With pentodes having normally an auxiliary-grid voltage smaller than the anode voltage it is possible to use the

valve at a lower anode voltage for the same power without considerably diminishing the efficiency.

With triodes this possibility does not exist as a rule.

Finally, the influence of the feeding of the auxiliary-grid on the output is discussed.

Om verschillende eindhampen te kunnen vergelijken, is het van belang het afgegeven vermogen bij gegeven waarden van de vervorming te kunnen bepalen. Dit kan grafisch of door meting geschieden. In het volgende worden eenige methodes en haar eigenschappen besproken.

Grafische bepaling.

Trioden.

De eenvoudigste en meest bekende grafische methode voor trioden is wel die met behulp van de verhouding 9/11 (die o.a. is vermeld in R.-E. 1930 no. 30—37), welke als volgt is ontstaan.

Men gaat uit van de $i_a - v_a$ krommen, welke voor een bepaalde lamp in fig. 1 zijn geteekend. W is het normale werkpunt waardoor een rechte lijn is getrokken, overeenkomende met een belastingsweerstand ($r_a = tga$). Zet men de punten van deze lijn uit met als coördinaten i_a en v_a , dan verkrijgt men de dynamische karakteristiek voor dezen bepaalden belastingsweerstand (fig. 2).

Het is gebleken, dat bij vervormingen van 10 % en minder in hoofdzaak de tweede harmonische optreedt. In dit geval kan men de dynamische karakteristiek,

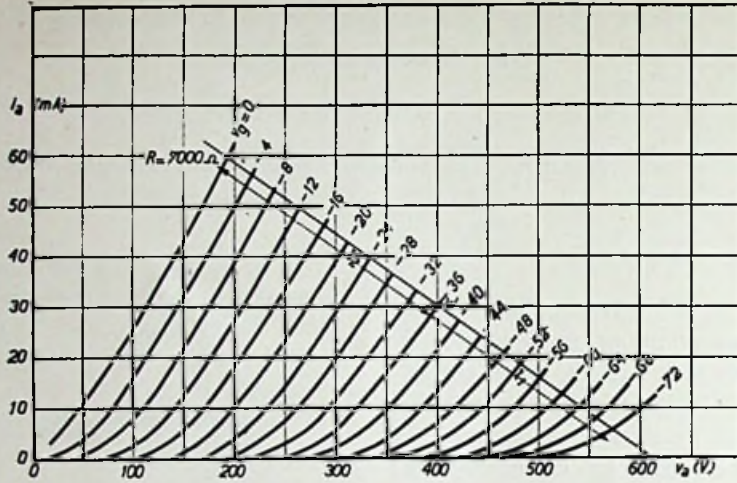


Fig. 1

wanneer men den oorsprong verlegt naar het normale werkpunt v_{g0} , voorstellen door:

$$i_a = i_o + \alpha v_g + \beta v_g^2 \dots (1)$$

Voor een sinusvormige spanning op het rooster is b.v. $v_g = v_{gm} \cos \omega t$, zoodat $i_a = i_o + \alpha v_{gm} \cos \omega t + \beta v_{gm}^2 \cos^2 \omega t$ of

$$i_a = i_o + \frac{1}{2} \beta v_{gm}^2 + \alpha v_{gm} \cos \omega t + \frac{1}{2} \beta v_{gm}^2 \cos 2 \omega t.$$

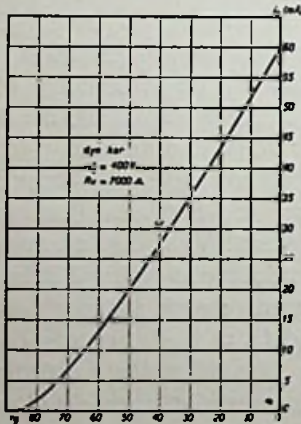


Fig. 2

De tweede term ($\frac{1}{2} \beta v_{gm}^2$) stelt de toename van den anodeglijkstroom voor; de amplitude van de tweede harmonische is $\frac{1}{2} \beta v_{gm}^2$, zoodat de vervorming door de

tweede harmonische kan worden voorgesteld door

$$D_2 = \frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{2} \frac{\beta v_{gm}^2}{\alpha v_{gm}} \dots (2)$$

Hieruit moeten α en β geëlimineerd worden; daartoe voert men in

i_{max} = den anodestroom, welke optreedt voor $+ v_{gm}$, en

i_{min} = den anodestroom, welke optreedt voor $- v_{gm}$.

Uit (1) volgt, dat

$$i_{max} = i_o + \alpha v_{gm} + \beta v_{gm}^2$$

$$\text{en } i_{min} = i_o - \alpha v_{gm} + \beta v_{gm}^2$$

of

$$\alpha v_{gm} = \frac{1}{2} (i_{max} - i_{min})$$

$$\beta v_{gm}^2 = \frac{1}{2} (i_{max} + i_{min} - 2i_o)$$

zoodat

$$D_2 = \frac{1}{2} \frac{i_{max} + i_{min} - 2i_o}{i_{max} - i_{min}}$$

Dit kan ook als volgt worden geschreven:

$$D_2 = \frac{1}{2} \frac{(i_{max} - i_o) - (i_o - i_{min})}{(i_{max} - i_o) + (i_o - i_{min})}$$

en met behulp van fig. 1.

$$D_2 = \frac{1}{2} \frac{l_2 - l_1}{l_2 + l_1}$$

of

$$D_2 = \frac{1}{r} \frac{1 - \frac{1}{l_2}}{1 + \frac{1}{l_2}} \quad . \quad . \quad (3)$$

De vervorming is dus gegeven door de verhouding $\frac{1}{l_2}$; uit fig. 3 kan voor elke waarde van deze verhouding de vervorming direct worden afgelezen.

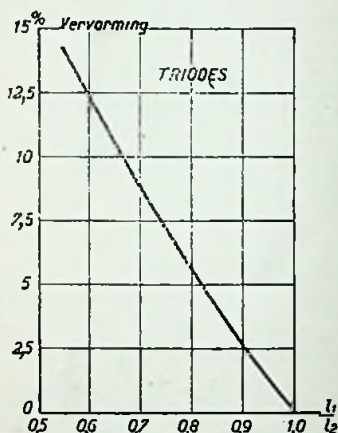


Fig. 3

Is de vervorming 5 %, dan is de verhouding $\frac{1}{l_2} = \frac{9}{11}$, waarop de volgende

bekende methode ter bepaling van den gunstigsten belastingsweerstand berust.

Men gaat er van uit, dat geen roosterstroom mag optreden; de amplitude van de roosterwisselspanning kan dus maximaal ongeveer gelijk aan de negatieve voorspanning worden. Bij direct verhitte lampen, waarvan de gloeidraad met gelijkstroom wordt gevoed, is de toelaatbare amplitude iets grooter, voor met wisselstroom gevoede, direct verhitte lampen iets kleiner.

Is de amplitude $= v_{g_0}$, dan varieert de rooster spanning van 0 tot $-2v_{g_0}$. Men trekt nu door het werkpunt W een lijn, waarvan door de krommen $v_g = 0$ en $v_g = -2v_{g_0}$ stukken worden afgesneden,

welke zich verhouden als 11 : 9, hetgeen zeer snel gaat, indien men zich bedient van een meetlatje met twee van het midden uitgaande verdeelingen, waarbij de lengte van de rechter schaaldeelen $\frac{9}{11}$ van die van de schaaldeelen aan de linkerkzijde is.

Uit de helling van de lijn volgt de belastingsweerstand, terwijl het afgegeven vermogen bij groote benadering wordt bepaald door

$$W = \frac{1}{8} (i_{\max} - i_{\min})^2 r \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

of

$$W = \frac{1}{8} (v_{\max} - v_{\min})^2 \frac{1}{r} \quad . \quad . \quad . \quad (5)$$

of

$$W = \frac{1}{8} (i_{\max} - i_{\min}) (v_{\max} - v_{\min}) \quad (6)$$

Penthoden.

De vervorming die bij penthoden optreedt is niet in hoofdzaak de tweede harmonische, zoodat vergl. (1) niet geldt en bovenstaande methode hiervoor niet opgaat. Men kan echter voor penthoden wel iets dergelijks afleiden.

In fig. 4 zijn de $i_a - v_a$ karakteristieken voor een bepaalde penthode geteekend, waarin W het werkpunt is. Evenals bij trioden kan men ook hier door W een rechte lijn trekken, overeenkomende met een bepaalden belastingsweerstand en daaruit een dynamische karakteristiek afleiden (fig. 5).

Nu is gebleken, dat bij penthoden, indien men den gunstigsten belastingsweerstand heeft en voor kleine vervorming, hoofdzakelijk de derde harmonische optreedt. Dit wil zeggen, dat de dynamische karakteristiek voor dezen weerstand nagenoeg symmetrisch is ten opzichte van het werkpunt. Men kan deze dynamische karakteristiek dus voorstellen door

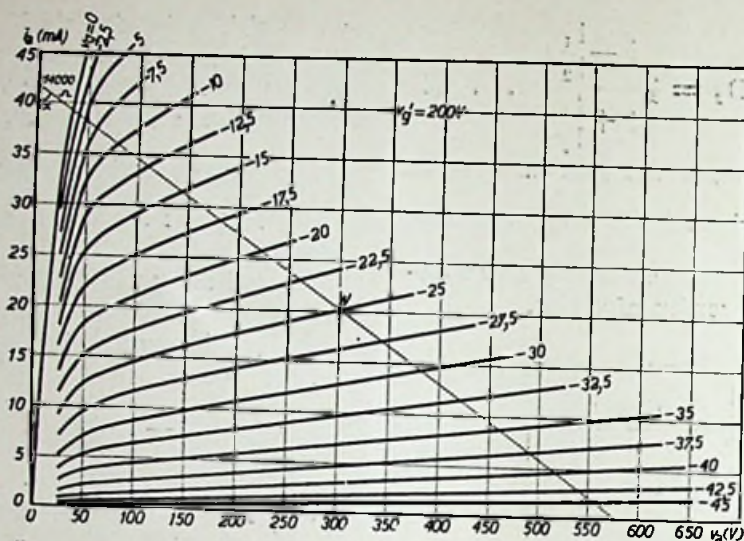


Fig. 4

$$i_a = i_o + \alpha v_g + \gamma v_g^3 \dots (7)$$

Is $v_g = v_{gm} \cos \omega t$, dan wordt

$$i_a = i_o + \left(\alpha v_{gm} + \frac{3}{4} \gamma v_{gm}^3 \right) \cos \omega t + \frac{1}{4} \gamma v_{gm}^3 \cos 3 \omega t,$$

zoodat de vervorming door de derde harmonische gelijk is aan

$$D_3 = \frac{\frac{1}{4} \gamma v_{gm}^3}{\alpha v_{gm} + \frac{3}{4} \gamma v_{gm}^3}$$

Men voert nu in i_{max} voor $v_g = v_{gm}$
 i_1 voor $v_g = \frac{1}{2} v_{gm}$.

Uit (7) volgt

$$i_{max} = i_o + \alpha v_{gm} + \gamma v_{gm}^3$$

$$i_1 = i_o + \frac{1}{2} \alpha v_{gm} + \frac{1}{8} \gamma v_{gm}^3$$

of

$$\alpha v_{gm} = \frac{1}{3} (8i_1 - 7i_o - i_{max})$$

$$\gamma v_{gm}^3 = -\frac{4}{3} (2i_1 - i_o - i_{max}).$$

Voert men dit in de uitdrukking voor de vervorming, dan volgt na vereenvoudiging:

$$D_3 = -\frac{1}{2} \frac{(i_1 - i_o) - (i_{max} - i_1)}{2(i_1 - i_o) + (i_{max} - i_1)}$$

Het min-teeken geeft aan, dat de amplitude van de derde harmonische tegengesteld aan die van de grondfrequentie is (zoodat een afplattung van de toppen ontstaat) en heeft geen betekenis voor de absolute waarde van de vervorming.

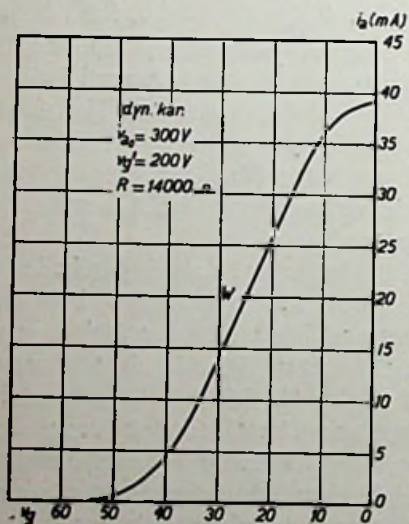


Fig. 5

Met behulp van fig. 4 vindt men:

$$D_3 = \frac{1 - \frac{l_1}{l_2}}{1 + 2 \frac{l_1}{l_2}} \quad (8)$$

Het verschil met vergl. (3) voor trioden is alleen de factor 2 in den noemer. Vergl. (8) geldt alleen, indien de dynamische karakteristiek een zuivere derde-machts kromme is; er mag dus geen tweede harmonische zijn, d.w.z. dat van de belastingslijn gelijke stukken moeten worden afgesneden door de krommen voor $v_e = -v_{eo} - v_{em}$ en voor $v_e = -v_{eo} + v_{em}$.

Ook voor penthoden kan dus in dit meer bepaalde geval, dat geen tweede harmonische optreedt, de vervorming worden afgeleid uit de verhouding van twee lengten. Uit fig. 6 kan voor elke waarde van $\frac{l_1}{l_2}$ de vervorming direct worden afgelezen. Is de vervorming 5 %, dan is $\frac{l_1}{l_2} = \frac{8}{11}$, welke verhouding niet te verwarren is met $\frac{9}{11}$ voor trioden.

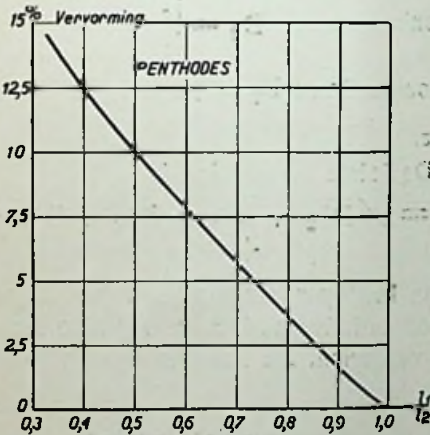


Fig. 6

Het vinden van den gunstigsten belastingsweerstand is nu niet zoo eenvoudig als bij trioden.

Met het oog op den roosterstroom zou de max. toelaatbare amplitude van de roosterwisselspanning $= v_{eo}$ zijn. Men trekt nu door W een lijn, zoodanig, dat hiervan gelijke stukken worden afgesneden door de krommen voor $v_e = 0$ en $v_e = -2v_{eo}$, dan is de tweede harmonische voor deze amplitude nul. Vervolgens bepaalt men de verhouding van de stukken $-v_{eo}$ tot $-\frac{1}{2}v_{eo}$ en $-\frac{1}{2}v_{eo}$ tot nul.

Is de verhouding $\frac{8}{11}$ dan is men klaar;

is de verhouding dichter bij 1, dan is de vervorming kleiner dan 5 %. Een grootere amplitude zou de lamp in roosterstroom doen loopen, hetgeen direct groote vervorming geeft. In zeer vele gevallen kan men dan die schermrooster spanning iets hooger kiezen. Om dezelfde waarde voor het vermogen in de anode te behouden, moet dan v_{eo} iets grooter genomen worden. Ook de roosterwisselspanning kan nu grooter worden, waardoor het afgegeven vermogen zal toenemen. Is de verhou-

ding kleiner dan $\frac{8}{11}$ hetgeen meestal het geval zal zijn, dan is de vervorming grooter dan 5 %. Men neemt dan een kleinere roosterwisselspanning aan, trekt een nieuwe belastingslijn, zoodat de tweede harmonische nul is en bepaalt opnieuw de verhouding $\frac{l_1}{l_2}$. Tenslotte vindt

men op deze wijze de juiste waarde $\frac{8}{11}$.

Het is duidelijk, dat dit in vele gevallen een tijdroovend werk is, terwijl zooals zal blijken de nauwkeurigheid slechts matig is. Bovendien is in de praktijk de belasting afhankelijk van de frequentie, zoodat men ook graag de vervorming voor andere belastingsweerstand kent. Daar voor deze andere weerstanden de tweede harmonische niet meer nul is, kan

men daarom niet volgens deze methode te werk gaan.

Het vermogen kan ook hier bij benadering worden bepaald uit vergl. (4), (5) of (6).

Meer nauwkeurig grafische bepaling.

Trioden en penthoden.

Door van meer dan 3 of 4 punten van de dynamische karakteristiek uit te gaan, kan men grafisch de vervorming nauwkeuriger bepalen. Tevens is men dan bij penthoden niet beperkt tot den gunstigsten belastingsweerstand, maar kan ook

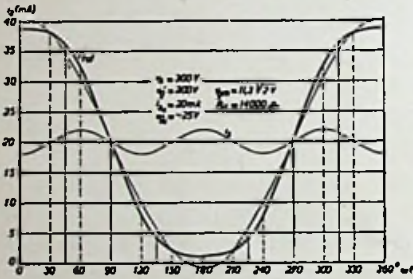


Fig. 7

de vervorming voor andere belastingsweerstand vinden.

In fig. 7 is b.v. voor de penthode van fig. 4 en 5 de anodestroom uitgezet als functie van den tijd, met behulp van fig. voor $r_a = 14000$ Ohm en $v_{gm} = 11,3 \sqrt{2}$ Volt. Men kan deze kromme ontbinden in de grondfrequentie en b.v. 5 harmonischen, door een periode in 12 gelijke deelen te verdeelen en de ordinaten op te meten.

Men kan den anodestroom in dit geval voorstellen door:

$$i_a = i_e + i_1 \cos \omega t + i_2 \cos^2 \omega t + \dots + i_6 \cos \omega t,$$

waarin i_e den anodegelijkstroom voorstelt en i_1 tot en met i_6 de amplitude van de grondfrequenties en de boventonen. De waarden hiervan kunnen worden gevonden uit

$$i_e = \frac{1}{2} \{ i_{max} + i_{min} \} + 2 (i_p + i_q) + 2 (i_r + i_s) + 2 i_o \}$$

$$i_1 = \frac{1}{8} \{ (i_{max} - i_{min}) + \sqrt{3} (i_p - i_q) + (i_r - i_s) \}$$

$$i_2 = \frac{1}{8} \{ (i_{max} + i_{min}) + (i_p + i_q) - (i_r + i_s) - 2 i_o \}$$

$$i_3 = \frac{1}{8} \{ (i_{max} - i_{min}) - 4 (i_r - i_s) \}$$

$$i_4 = \frac{1}{8} \{ (i_{max} + i_{min}) - (i_p + i_q) - (i_r + i_s) + 2 i_o \}$$

$$i_5 = \frac{1}{8} \{ (i_{max} - i_{min}) - \sqrt{3} (i_p - i_q) + (i_r - i_s) \}$$

$$i_6 = \frac{1}{2} \{ (i_{max} + i_{min}) - 2 (i_p + i_q) + 2 (i_r + i_s) - 2 i_o \}$$

waarin

i_{max}	= de stroom voor $v_c = -v_{co} + v_{gm}$
i_{min}	$v_c = -v_{co} - v_{gm}$
i_p	$v_c = -v_{co} + \frac{1}{2} \sqrt{3} v_{gm}$
i_q	$v_c = -v_{co} - \frac{1}{2} \sqrt{3} v_{gm}$
i_r	$v_c = -v_{co} + \frac{1}{2} v_{gm}$
i_s	$v_c = -v_{co} - \frac{1}{2} v_{gm}$
i_o	$v_c = -v_{co}$

welke waarden direct uit de $i_a - v_a$ krommen op de belastingslijn of uit fig. 5 kunnen worden afgelezen.

De vervorming door de tweede harmonische is nu $D_2 = \frac{i_2}{i_1}$

$$D_2 = \frac{i_2}{i_1}$$

$$D_3 = \frac{i_3}{i_1}$$

enz.

De totale vervorming is

$$D = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 + D_5^2 + D_6^2}$$

Men kan op analoge wijze te werk gaan door de halve periode in 4 gelijke deelen te verdeelen. De nauwkeurigheid is dan iets kleiner.

Bepaling door meting.

De meest nauwkeurige methode om de vervorming en het afgegeven vermogen te bepalen is wel door meting. Bovendien heeft deze methode het groote voordeel,

dat het belangrijk sneller gaat dan de grafische bepaling, waarbij vooral het opnemen der karakteristieken een tijd-roovend werk is.

Het principe van een meetmethode, aangegeven door Ballantine en Cobb in Proc. of the Inst. of Radio Eng. 1930, is als volgt (fig. 8).

Op het rooster van de te onderzoeken lamp wordt een zuiver sinusvormige wisselspanning gezet. De anode van de lamp wordt gevoed door een groote smoor-spoel en de belastingsweerstand aangesloten over een grooten condensator. Op een gedeelte van den belastingsweerstand

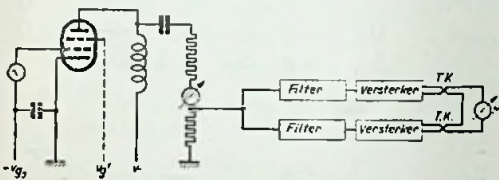


Fig. 8

zijn twee filters aangesloten. Het eene filter laat alleen de grondfrequentie door, het andere alleen de hogere harmonischen. Beide filters worden gevolgd door een versterker en een thermokoppel. De twee thermokoppels zijn secundair tegen elkaar geschakeld en de versterker achter het filter, dat de hogere frequenties doorlaat, is regelbaar. Men stelt nu de versterking zoo in, dat de uitslag van den meter nul is. Dan is uit de versterking de vervorming te berekenen. Versterkt b.v. de versterker voor de harmonischen 20 maal zooveel als de versterker voor de grondfrequentie, dan is de vervorming 5 %.

Alle hogere harmonischen worden bij deze methode mede gemeten, zoodat hiermede de meest juiste uitkomsten worden verkregen.

Vergelijking der verschillende methodes.

Om een idee te kunnen vormen om-

trent de nauwkeurigheid der verschillende wijzen van bepaling van de vervorming en het afgegeven vermogen, zijn in een tabel eenige resultaten van de triode van fig. 1 en 2 en de penthode van fig. 4 en 5 vereenigd. In deze tabel beteekent I de bepaling met behulp van de verhouding $\frac{I_1}{I_2}$, II de analyse om de 45° , III de analyse om de 30° .

Uit de tabel blijkt, dat methode I vooral voor penthoden slechts zeer globaal de vervorming en het vermogen geeft. De afwijkingen in de resultaten van de vervorming kunnen worden verklaard uit het feit, dat de dynamische karakteristiek nooit een zuivere tweede- of derde-machts kromme is.

Dat het vermogen meestal te klein wordt gevonden komt doordat de vergl. (4), (5) of (6) het vermogen slechts bij benadering geven. In het algemeen geven alle oneven harmonischen een onnauwkeurigheid bij de berekening van het vermogen uit i_{max} en i_{min} . Is alleen de grondcomponente aanwezig, dan is $i_{max} - i_{min} = 2i_1$; dit geldt ook nog, indien uitsluitend even harmonischen optreden, daar de momenteele waarde van een even harmonische na 180° van de grondfrequentie altijd gelijk is aan de waarde bij 0° . De oneven harmonischen hebben dan juist de tegengestelde waarde (zie fig. 8), zoodat

$$i_{max} - i_{min} = 2i_1 + 2i_3 + 2i_5 \text{ enz.}$$

Hieruit volgt, dat het vermogen, dat men berekent uit i_{max} en i_{min} , te groot of te klein wordt gevonden, naarmate de som der componenten der oneven harmonischen positief of negatief is.

Verwaarloost men voor deze correctie de termen van hogere orde dan de derde, dan is

$$i_{max} - i_{min} = 2i_1 + 2i_3.$$

TABEL

	Methode	Rooster- wisselsp. v_{gm} volts	Belas- tings- weerst. r_u Ohm	Afge- geven vermogen W Watt	Vervorming in %						
					D ₂	D ₃	D ₄	D ₅	D ₆	D _{tot}	
Triode $v_a=400$ V $i_a=30$ mA	I	25 ✓ 2	7.000	2,4							4,8
	II	25 ✓ 2	7.000	2,45	4,8	1,5	1	—	—		5,1
	III	25 ✓ 2	7.000	2,5	4,7	0,6	0,4	0,4	0		4,8
	gemeten	25 ✓ 2	7.000	2,5							4,8
id.	I	25 ✓ 2	5.000	2,5							6,7
	II	25 ✓ 2	5.000	2,5	6,6	0	1,2	—	—		6,7
	III	25 ✓ 2	5.000	2,65	6,5	1,8	0,3	0,4	0		6,8
	gemeten	25 ✓ 2	5.000	2,65							6,8
Penthode $v_a=300$ V $v_g=200$ V $i_a=20$ mA	I	11,3 ✓ 2	14.000	1,82							4,5
	II	11,3 ✓ 2	14.000	1,95	0,6	4,5	0,6	—	—		4,5
	III	11,3 ✓ 2	14.000	1,95	1	4,8	0,6	0,6	0		5
	gemeten	11,3 ✓ 2	14.000	1,95							5
id.	I	15,5 ✓ 2	14.000	2,5							9,9
	II	15,5 ✓ 2	14.000	2,9	0,5	8,8	0,5	—	—		8,8
	III	15,5 ✓ 2	14.000	2,85	0	9,8	0	1,5	0		9,9
	gemeten	15,5 ✓ 2	14.000	2,85							10
id.	I	15 ✓ 2	10.000	2,32							—
	II	15 ✓ 2	10.000	2,7	5,6	7					9
	III	15 ✓ 2	10.000	2,7	5,8	7,8	0	0,6	—		9,8
	gemeten	15 ✓ 2	10.000	2,7							10

Daar de amplitude van i_3 bij penthoden tegengesteld is aan die van i_1 (de sinus wordt door de krommingen aan beide einden van de dynamische karakteristiek afgeplat), vindt men op deze wijze het vermogen te klein. Bij trioden overweegt in de meeste gevallen de tweede harmonische, zoodat men daar minder last van deze onnauwkeurigheid heeft. Hoewel methode I misschien in sommige gevallen kan dienen voor vergelijking van penthoden of trioden onderling, kan men op deze wijze geen vergelijking tusschen trioden en penthoden maken.

Voor andere weerstanden dan de gunstigste belastingsweerstand laat bij penthoden methode I ons in den steek; men moet dan overgaan tot II of III,

waarbij III uit den aard der zaak de grootste nauwkeurigheid geeft.

Te verwachten rendement en gunstigste belastingsweerstand.

Trioden.

De meeste trioden worden ongeveer gebruikt bij een anodestroom $i_a = \frac{V_a}{4R_1}$.

Bij dezen anodestroom wordt in het geïdealiseerde geval van een rechte karakteristiek voor een gegeven anodespanning v_a , het maximaal af te geven vermogen behaald bij een belastingsweerstand $R_u = 2R_1$. Tracht men het toegevoerde vermogen bij dezelfde anodespanning grooter te maken door i_a grooter te nemen, dan wordt de roosterruimte en

ook het afgegeven vermogen kleiner, zoodat het geen zin heeft $i_a > \frac{V_a}{4 R_i}$ te nemen.

Het theoretisch rendement, dat men in dit geval mag verwachten, is 25 %.

Bij zeer groote eindlampen, zooals de MC 1/50, is de anodespanning veelal hoog en i_a kleiner dan $\frac{V_a}{4 R_i}$; het rendement kan dan grooter worden dan 25 %.

Pent h o d e n.

De ideale $i_a - v_a$ krommen voor een penthode zijn horizontale rechten (R_i oneindig groot), welke doorloopen tot de lijn $v_a = 0$. De anodespanning kan hier dus, evenals de anodestroom, zwaaien van nul tot de dubbele waarde van den rusttoestand. Wil men deze beide grenzen bereiken, dan moet de belastingsweerstand $\frac{V_a}{i_a}$ zijn: het theoretisch te verwachten rendement van de anode is dan 50 %.

Ter bestudeering van het gedrag voor verschillende belastingsweerstand kan men voor een eindlamp eenige krommen opteekenen, hetgeen vooral door meting zeer vlot gaat.

T r i o d e n.

Zoo is b.v. in fig. 9 voor een triode het

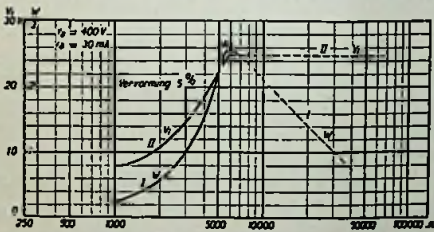


Fig. 9

vermogen W in kromme I uitgezet als functie van den belastingsweerstand, voor constante vervorming 5 %; kromme

II geeft daarbij de roosterwisselspanning v_1 . Bij $v_1 = 25$ Volt (punt A) begint de roosterstroom, hetgeen direct groote ver-

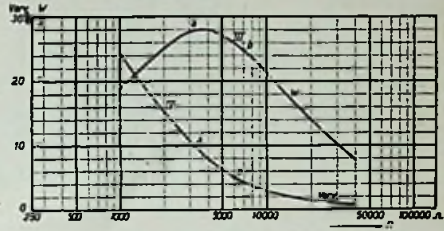


Fig. 10

vorming zou geven. In dit punt wordt het maximaal vermogen voor 5 % vervorming bereikt. Bij grootere belastingsweerstand wordt de vervorming minder dan 5 %.

In fig. 10 geven krommen III en IV het vermogen en de vervorming als functie van den belastingsweerstand voor een constante roosterwisselspanning, juist tot aan de roosterstromen. Uit deze krommen blijkt, dat het maximaal vermogen voor 10 % vervorming (a) slechts weinig grooter is dan voor 5 % vervorming (b). Dit gaat voor de meeste trioden op, zoodat de algemeen toegepaste maatstaf voor trioden het maximaal vermogen bij 5 % vervorming is.

Meet men van een groot aantal typen van trioden het rendement bij 5 % vervorming, dan blijkt dit 20 à 23 % te zijn.

P e n t h o d e n.

Fig. 11 geeft voor een penthode het afgegeven vermogen en de roosterwisselspanning als functie van den belastingsweerstand bij constante vervorming van 5 % en 10 %. Daar bij penthoden de roosterwisselspanning in het algemeen eerder beperkt is door de vervorming dan door de roosterstromen, vertoonen hier beide krommen een maximum, welke maxima ongeveer samenvallen.

Verder valt op, dat hier het vermogen bij 10 % vervorming belangrijk grooter

is dan bij 5 %, hetgeen in het algemeen voor penthoden geldt.

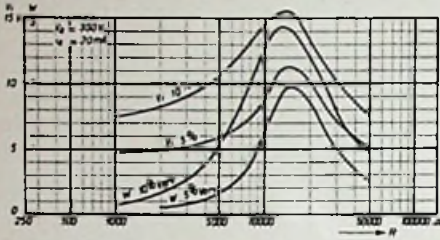


Fig. 11

Voor 10 % vervorming wordt het theoretische rendement 50 % bijna bereikt.

Fig 12 geeft voor dezelfde penthode het afgegeven vermogen en de vervorming bij constante roosterwisselspanning. Uit deze krommen blijkt, dat de vervorming afneemt tot aan den gunstigsten belastingsweerstand en daarna weer stijgt. Dit wordt als volgt verklaard.

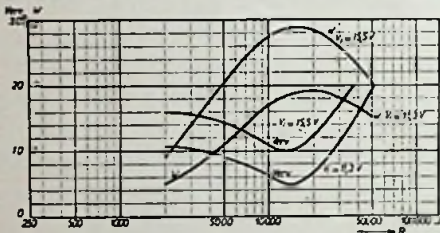


Fig. 12

Voor kleine belastingsweerstandens verschilt de dynamische karakteristiek slechts weinig van de statische karakteristiek en is aan de bovenzijde niet gekromd; de derde harmonische is dan klein en neemt toe, naarmate de belastingsweerstand groter wordt en de karakteristiek aan de bovenzijde meer gekromd is.

De tweede harmonische is aanvankelijk groot en neemt af bij grotere belastingsweerstandens, doordat de kromming aan de bovenzijde van de dynamische karakteristiek den invloed van de onderste kromming gaat compenseeren tot nul bij den gunstigsten belastingsweerstand,

waar de dynamische karakteristiek symmetrisch is. Voor grotere weerstanden is de dynamische karakteristiek aan de bovenzijde sterker gekromd dan aan de onderzijde; de tweede harmonische treedt dan op met tegengesteld teeken. Daar de totale vervorming

$$D_{\text{tot}} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots},$$

is het duidelijk, dat deze een minimum kan vertoonen, indien $D_2 = 0$ wordt.

Meet men van een groot aantal typen penthoden het rendement van de anode, dan is dit voor 5 % vervorming 30 à 35 % en voor 10 % vervorming 44 à 48 %.

Bij penthoden, welke normaal een schermroosterspanning hebben die lager is dan de anodespanning, bestaat de mogelijkheid, indien de gloeidraad en het schermrooster het grotere vermogen toelaten, de lamp bij lagere anodespanningen toch nog voor hetzelfde vermogen te gebruiken door de negatieve roosterspanning kleiner te nemen, en, indien noodig, de schermroosterspanning zooveel hoger te kiezen (maximaal gelijk aan de anodespanning), dat de roosterruimte nog voldoende is. De gunstigste belastingsweerstand verandert dan eveneens en wordt

weer ongeveer $\frac{V_a}{I_a}$. Het rendement wordt iets kleiner of blijft gelijk.

Zoo kan b.v. de E443H als volgt gebruikt worden:

v_a	v_g'	i_a	R_a	W_a bij	
				5% verv.	10% verv.
400	200	22,5	18.000 Ohm	3,1 W	4,4 W
300	250	30	10.000 Ohm	3,0 W	4,3 W
250	250	36	7.000 Ohm	2,8 W	3,1 W

Dat hier bij 10 % vervorming W_a voor $v_a = 250$ V belangrijk kleiner is dan voor $v_a = 300$ V, wordt veroorzaakt doordat bij dit type lamp bij $v_a = 250$ V de amplitude eerder door den roosterstroom dan door de vervorming wordt begrensd. Gaat men juist tot aan roosterstroom, dan is

bij $v_a = 250$ V: $W_a = 3,1$ Watt en de vervorming niet 10 % maar 6 %.

Bij een triode bestaat de mogelijkheid om bij lagere spanning de lamp voor hetzelfde vermogen te gebruiken niet, omdat daar de roosterruimte alleen van de anodespanning afhangt.

Het bovenstaande geldt voor voeding der lamp met constante spanningen. In de praktijk zal dit meestal niet voorkomen. De anodespanning zal iets veranderen indien de anodestroom verandert, evenals de negatieve roosterspanning, welke automatisch wordt verkregen met behulp van den anodestroom van de lamp. Bij trioden neemt bij belasting de anodestroom iets toe, de anodespanning zal hierdoor iets dalen en de negatieve roosterspanning wordt iets grooter; de roosterwisselspanning kan dus iets grooter zijn. Bij meting blijkt, dat het afgegeven vermogen practisch hetzelfde is als bij constante spanningen.

Bij penthoden is de invloed van de automatische negatieve roosterspanning eveneens zeer gering. Hier heeft de voeding van het schermrooster meer invloed op het vermogen. Daar elke periode de anodespanning, indien de lamp vol belast is, momenteel onder de schermroosterspanning komt, neemt de gemiddelde schermroosterstroom bij belasting toe. Wordt het schermrooster gevoed over een serieweerstand vanaf de anodespanning, dan kan de schermroosterspanning bij belasting aanmerkelijk dalen. De anodestroom neemt dus af en hoewel dit gedeeltelijk gecompenseerd kan worden door de automatische negatieve roosterspanning, is het resultaat toch een kleinere anodestroom en een kleiner af-

gegeven vermogen. Vooral bij grootere lampen en bij 10 % vervorming treedt dit verschijnsel op. Het rendement blijft echter nog belangrijk grooter dan voor trioden.

Men kan het verschijnsel verminderen door het schermrooster over een potentiometer te voeden. De volgende tabel geeft eenige resultaten weer voor C443, E443N en F443 bij:

1o. vaste schermroosterspanning,

2o. schermroosterspanning van een potentiometer, waarvan de potentiometerstroom gelijk is aan den schermroosterstroom zonder signaal op de lamp,

3o. bij voeding van het schermrooster over een serieweerstand vanaf de anodespanning.

Vervorming		vast	potentio- meter	serie- weerstand
C 443 $v_a = 300$ V $v_g' = 200$ V	5 %	2 W	2 W	1,95 W
	10 %	2,9 W	2,7 W	2,5 W
E 443 N $v_a = 400$ V $v_g' = 200$ V	5 %	4 W	3,8 W	3,3 W
	10 %	5,8 W	5,3 W	4,5 W
F 443 $v_a = 550$ V $v_g' = 200$ V	5 %	8 W	7,8 W	7,5 W
	10 %	11,6 W	10,4 W	9,7 W

Voor de C443 is de invloed bij 5 % nog zeer gering, voor grootere vervorming en bij de lampen waar het verschil tusschen anodespanning en schermroosterspanning grooter is, wordt het echter merkbaar en men kan zeggen, dat wat afgegeven vermogen betreft de voeding van het schermrooster over een potentiometer te verkiezen is boven de voeding over een serieweerstand vanaf de anodespanning.

Eindhoven, 8 April 1933.

Examen Radiotechnicus.

Bespreking van de opgaven en oplossing van de vraagstukken van het schriftelijk gedeelte van het examen voor Radio-technicus, gehouden op 24 Maart 1933.

Inleiding. Het ligt niet in de bedoeling de opgaven van het schriftelijk examen voor Radiotechnicus in extenso uit te werken. Integendeel, er zal worden volstaan met een korte bespreking, waarin de hoofdpunten van de betreffende opgaven zullen worden aangegeven met hier en daar korte toelichtingen, die van dienst kunnen zijn bij de studie.

Complete uitwerking van de opgaven zou ook niet gewenscht zijn, want vele van de opgaven zijn juist gesteld met de bedoeling het persoonlijk inzicht van den candidaat over een bepaald onderwerp te toetsen. Gedetailleerde bespreking van deze opgaven zou op den duur leiden tot het ontstaan van een collectie „modeloplossingen”, waarachter de werkelijke kennis van den candidaat dan schuil zou gaan.

Ook zijn er opgaven, waarvan de oplossingen geheel in studieboeken zijn te vinden. Bij die opgaven zullen we alleen de plaatsen aangeven waar gegevens te vinden zijn.

De vraagstukken daarentegen zullen volledig uitgewerkt worden gegeven.

Bespreking van de examenopgaven.

Groep A. 1. Wat zijn de voordeelen van balansschakeling voor de eindtrap van een radiotoestel? Geef een schema met afzonderlijke instelling van de roosterspanning der lampen.

Voor een uitgebreide behandeling van deze opgave wordt verwezen naar de leerboeken. In het kort memoreeren we de volgende voordeelen:

1o. de niet-lineaire vervorming door

het optreden van even harmonischen wordt vrijwel geheel opgeheven; de oneven harmonischen worden echter versterkt;

2o. het rendement van de lampen is grooter in balansschakeling, dan wanneer afzonderlijk gebruikt;

3o. de uitgangstransformator heeft geen gelijkstroomvoormagnetisatie;

4o. de plaatstroomveranderingen behoeven niet te worden gesuppleerd door het afvlakfilter van het p.s.a.

Verder verwijzen we naar diverse publicaties o.a. in „Radio-Nieuws” Januari 1932 en April 1932. In het laatstgenoemde artikel vindt men een methode besproken om bij toepassing van automatische negatieve roosterspanning deze voor elk van de lampen afzonderlijk te kunnen instellen.

2. Wat verstaat men onder sluiereffect (fading)? Hoe denkt U zich dat dit verschijnsel ontstaat? Welke middelen kunnen aan de ontvangzijde aangewend worden om de nadeelige gevolgen op de ontvangst zooveel mogelijk te niet te doen? A. door het aanwenden van bijzondere antennesystemen; B. door het aanwenden van bijzondere schakelingen in den ontvanger.

Onder sluiereffect worden samengevat de sterkte- en kwaliteitsveranderingen van het ontvangen signaal, die niet hun oorzaak vinden in veranderingen in de zend- of ontvangapparatuur. De oorzaak van „fading” moet dus worden verklaard uit veranderingen in den physischen toestand van het medium waarin de radiogolven zich voortplanten. Zie hierover de leerboeken; o.a. Roorda,

Handboek der Radiotechniek (Hfdst. XV: Voortplanting van electromagnetische trillingen door de ruimte).

Speciaal willen we de aandacht vestigen op twee verschillende vormen van „fading” die bij radiotelefonie kunnen optreden. 1o. De „fading” waarbij het geheele complex van draaggolf en zijbanden in dezelfde mate door de voortplantingseigenschappen wordt aangetast. Dit uit zich gewoonlijk aan de ontvangzijde als onregelmatige sterkteverandering van het signaal. 2o. de „fading” waarbij slechts een gedeelte van het complex wordt aangetast door de voortplantingsverschijnselen. Deze z.g. selectieve sluiering wordt niet direct waargenomen als sterkteverandering, maar is van grooten invloed op de kwaliteit van de weergave. Gewoonlijk treden de twee verschijnselen niet afzonderlijk op.

Waarnemingen, gesteund door de theorie, hebben aangetoond dat sluierverschijnselen op verschillende plaatsen niet gelijktijdig optreden. Door gebruik van verschillende antennes of verschillende ontvangtoestellen die met elkaar worden gekoppeld, kunnen die verschijnselen dus worden onderdrukt. Dit wordt b.v. toegepast bij de Holland-Indië verbinding door de P.T.T.

Geeft sluiering enkel aanleiding tot sterkteveranderingen, dan kan het verschijnsel min of meer te niet worden gedaan door het ontvangtoestel uit te rusten met een of ander systeem van automatische sterkteregeling of gevoeligheidsregeling.

3. Wat verstaat men onder het „ontkoppelen” in radiotoestellen: welk doel heeft dit; verklaar aan de hand van een door U zelf te kiezen voorbeeld (liefst met opgave der waarden van de in de practijk gebruikelijke onderdeelen) hoe het gewenschte resultaat bereikt wordt.

„Ontkoppelen” heeft ten doel wisselstroommen zooveel mogelijk te blokkeeren uit die deelen van het ontvangtoestel waar ze niet meer noodig zijn en waar ze ongewenschte effecten kunnen geven. Dit wordt bereikt door in serie met de wisselstroomketen een impedantie op te nemen, die groot is voor den betreffenden wisselstroom en vóór die impedantie een element op te nemen, dat een weg van zeer lage reactantie geeft naar een punt van constante potentiaal (gewoonlijk de aardleiding).

Groep B. 1. Men wil de kwaliteit van verschillende hoogfrequent spoelen met elkaar vergelijken. Welke grootheden zijn hiervoor maatgevend? Beschrijf op welke wijze men, bij een afgeschermd h.f. spoel, deze grootheden bepaalt?

Wanneer de spoelen gelijke zelfinductie hebben, zijn hoogfrequentweerstand en eigencapaciteit maatgevend voor een vergelijking. Hoe kleiner de weerstand en capaciteit des te beter de spoel. De h.f. weerstand moet hierbij voor de verschillende spoelen natuurlijk bij dezelfde frequentie worden bepaald. Hebben de spoelen niet dezelfde zelfinductie, dan zijn het

de grootheden $\frac{L}{R}$ en $\frac{L}{C}$ die de kwaliteit

bepalen. Hoe grooter deze factoren, des te beter de spoel. Ook hier moet de h.f. weerstand vanzelfsprekend bij dezelfde frequentie worden bepaald.

Op verschillende wijzen kunnen de grootheden L, C en R van een spoel worden bepaald. We zullen ons niet verdiepen in een bespreking van die methoden, die in de leerboeken worden behandeld.

In het geval van het onderzoek van een afgeschermd spoel doen zich eenige moeilijkheden voor, omdat we de spoel niet direct kunnen koppelen met een h.f. generator. Een goede methode van koppelen is het gebruiken van een indirecte galvanische koppeling met den trillings-

kring van den generator door middel van zeer groote weerstanden (b.v. 1 à 2 megohm). De gemakkelijkste methode van onderzoek is dan wellicht deze. Van de te onderzoeken spoel wordt de zelfinductie bepaald door de z.g. λ^2 -C methode. Daarna neemt men bij de frequentie waarbij men R wil bepalen een resonantiekromme op van de te onderzoeken spoel met afstem- en meetmiddelen. Daaruit zijn dan, omdat de zelfinductie bekend is, de weerstand en eigencapaciteit af te leiden. Natuurlijk moet men de gevonden waarden corrigeren voor weerstand en capaciteit, die eventueel door de meetinstrumenten worden geïntroduceerd.

2. Hoe zoudt U te werk gaan indien U werd verzocht een reeks grafieken op te nemen van een schermrooster h.f. lamp met veranderlijke steilheid (z.g. varitrode of selectode) teneinde uit die grafieken de karakteristieke grootheden der lamp te leeren kennen, welke voor de werking van de lamp van belang zijn?

Welke schakelingen zoudt U daarbij toepassen en welke meetinstrumenten zoudt U daarbij noodig hebben?

3 A. U heeft noodig voor een door U zelf aan te geven doel een gelijkrichtcel. Geef de eischen aan waaraan dit onderdeel in het door U gedachte geval moet voldoen en geef aan op welke wijze U bovengenoemd onderdeel zoudt keuren?

B. Beantwoord de bovenstaande vragen ook voor een tweelingcondensator.

De opgaven 2 en 3 geven geen aanleiding tot een verdere bespreking, daar de behandeling of uit de leerboeken is te halen of blijkt moet geven van persoonlijke opvatting of ervaring op dit gebied.

Groep C. 1. De effectieve hoogte van een zendantenne is 60 m. De zender werkt op een golflengte van 300 m. Verder gegeven:

Verliesweerstand antenneverlengspoel 30 ohm.

Aardovergangsweerstand 5 ohm.

De verliesweerstand van de antenne en overige verbindingsdraden 2 ohm.

Gevraagd: 1. Stralingsenergie, als effectieve stroomsterkte in de stroombuik is 10 amp.

2. Het antennerendement.

Oplossing: Uit de effectieve hoogte en de golflengte is de stralingsweerstand van de antenne te berekenen. Deze is:

$$R_s = 1584 \frac{h_c^2}{\lambda^2} \text{ ohm,}$$

wat met de gegeven waarden geeft:

$$R_s = 1584 \left(\frac{60}{300}\right)^2 = \frac{1584}{25} = 63,5 \text{ ohm.}$$

Volgens definitie van effectieve hoogte is deze stralingsweerstand de waarde met betrekking tot de stroomsterkte in den stroombuik van de antenne. Deze is gegeven, dus de uitgestraalde energie te berekenen. Daarvoor vinden we:

$$N_s = I^2 R_s = 100 \times 63,5 = 6350 \text{ watt.}$$

De totale weerstand van antenne, afstemmiddelen en aarding is gelijk aan $R_t = R_s + 2 + 30 + 5 = 100,5 \text{ ohm}$. Daar de stroomsterkte in de afstemmiddelen enz. overal evengroot en gelijk aan de waarde in den stroombuik van de antenne mag worden aangenomen (het laatste is alleen juist, wanneer de antenne op stroom wordt gevoed !!) is de totaal opgenomen energie dus:

$$N_t = I^2 R_t = 100 \times 100,5 = 10050 \text{ watt.}$$

Van deze energie wordt 6350 watt uitgestraald, zoodat het antennerendement gelijk is aan:

$$\eta = \frac{6350}{10050} \times 100\% = 63,2\%.$$

N.B. De opmerking over de stroomverdeling in acht nemende kunnen we het antennerendement ook berekenen als de verhouding van stralingsweerstand en totaalweerstand van het antennesysteem.

2. In den plaatkring van een versterkerlamp is opgenomen een kring bestaande uit: een spoel L van 1000 microhenry en een condensator C van 1000 micro-farad. De spoel heeft een weerstand van 10 ohm. Wat is de resonantie-frequentie en hoe groot is de impedantie in de plaatketen voor die frequentie?

Indien de lamp een steilheid heeft van 1 mA/V. en een versterkingsfactor 100 hoe groot is dan de spanning op den condensator als men 0,1 V. wisselspanning tusschen rooster en gloeidraad van de lamp zet?

Oplossing. De resonantiefrequentie van den gegeven kring is bepaald door:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$$

waarin L in henry, C in farad en R in ohm.

We moeten deze formule gebruiken, omdat in de plaatkring van de lamp niet anders dan een trillingskring met parallelresonantie kan worden gebruikt. Bovendien moeten we, omdat L, C en R alle drie zijn gegeven, onderzoeken of R ook van invloed is.

Nu is

$$\frac{1}{LC} = \frac{1}{1000 \times 10^{-6} \times 1000 \times 10^{-12}} = 10^{12},$$

$$\frac{R^2}{L^2} = \frac{100}{10^6 \times 10^{12}} = 10^8,$$

zoodat we $\frac{R^2}{L^2}$ t. o. v. $\frac{1}{LC}$ kunnen verwaarloozen.

We vinden dus voor de resonantiefrequentie:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{10^{12}} = 159.500 \text{ hertz.}$$

Bij deze frequentie is de impedantie van den kring te bepalen uit:

$$Z_r = \frac{L}{CR}, \text{ waarin L in H., C in F. en}$$

R in Ω .

Dus:

$$Z_r = \frac{1000 \times 10^{-6}}{1000 \times 10^{-12} \times 10} = 10^5 = 100.000 \text{ ohm.}$$

Hoewel niet uitdrukkelijk gegeven, zullen we aannemen, dat de frequentie van de roosterwisselspanning gelijk is aan de resonantiefrequentie van den plaatkring. De spanning over den condensator is gelijk aan de spanning, die zich over de plaatkringimpedantie ontwikkelt.

Wanneer R_1 de inwendige lampweerstand is en g de versterkingsfactor, dan is de spanning over de uitwendige plaatkringimpedantie in het geval van resonantie gelijk aan:

$$v_a = g \times \frac{Z_2}{R_1 + Z_2} \times \text{roosterwisselspanning.}$$

Dus in ons geval:

$$v_c = v_a = 0,1 g \times \frac{Z_2}{R_1 + Z_2} \text{ volt.}$$

Nu is R_1 niet gegeven, wel echter S en g. Maar:

$$S \cdot R_1 = g,$$

wanneer S in A/V. en R_1 in ohm. De steilheid is gegeven 1 mA/V, dus $S = 10^{-3}$ A/V, waaruit volgt:

$$R_1 = \frac{g}{10^{-3}} = 100 \times 10^3 = 100.000 \text{ ohm.}$$

We vinden dus met $Z_r = 100.000$ ohm voor de spanning over den condensator:

$$v_c = 0,1 \times 100 \times \frac{100.000}{200.000} = 5 \text{ volt.}$$

3. Op een glasplaat (schoongemaakte fotografieplaat) 9×12 cm. en 1,2 mm. dik wordt aan beide zijden tot 1 cm. van den rand zilverpapier geplakt.

Een lampegas, 5 cm. middellijn en 20 cm. lang, wordt in één laag volgewikkeld met koperdraad van 0,8 mm. Naast het koperdraad wordt een koordje van 1 mm. middellijn gewikkeld zoodat hierdoor de afstand tusschen 2 opeenvolgende windingen bepaald is. Aan beide einden blijft 1 cm. van het glas onbewikkeld.

Vraag 1. Welke capaciteit heeft boven-

genoemde condensator ongeveer, wanneer de dielectriciteitsconstante 6,46 bedraagt?

Vraag 2. Welken weerstand heeft de spoel, als de specifieke weerstand van koper op $\frac{1}{60}$ mag worden aangenomen? Wijkt de hoogfrequentweerstand hiervan af? Waardoor? Is deze afwijking groot?

Vraag 3. Welke zelfinductie heeft de spoel benaderd?

Vraag 4. Als deze condensator en spoel samengeschied worden welke eigenfrequentie zal de zoo gevormde kring dan ongeveer hebben? (bij de laatste berekening mag de weerstand van de spoel verwaarloosd worden).

Oplossing. 1. Wanneer O het werkbare oppervlak van elk van de condensatorplaten in cm^2 is en d de afstand in cm , dan is, wanneer ϵ de dielectrische constante van het isolatiemateriaal is, de capaciteit in cm . gelijk aan

$$C = \frac{\epsilon O}{4 \pi d} \text{ cm.}$$

Bedenkende dat een capaciteit van 1 cm . gelijkwaardig is met een capaciteit van $\frac{10}{9} \mu \mu \text{F}$ vinden we voor C :

$$C = \frac{10}{9} \cdot \frac{\epsilon O}{4 \pi d} \mu \mu \text{F.}$$

Nu is gegeven:

$$O = (9-2) \times (12-2) = 70 \text{ cm}^2,$$

$$d = 1,2 \text{ mm} = 0,12 \text{ cm},$$

$$\epsilon = 6,46,$$

zoodat we voor C vinden:

$$C = \frac{10}{9} \times \frac{6,46 \times 70}{4 \pi \times 0,12} \mu \mu \text{F} = 333 \mu \mu \text{F.}$$

2. Elke winding neemt een wikkeldbreedte in van $1 + 0,8 \text{ mm} = 1,8 \text{ mm}$. In totaal wordt een lengte van $20-2 = 18 \text{ cm}$ bewikkeld, zoodat we op het lampegglas 100 windingen hebben liggen.

Voor het berekenen van den weerstand moeten we nu de lengte in m en de doorsnede in mm^2 van den draad weten. De lengte van den draad is: $l = 100 \times \pi \times 50,8 \text{ mm}$. (50,8 is de gemiddelde diameter

van 1 winding). Dus: $l = 5,08 \pi \text{ m} = 15,95 \text{ m}$. De doorsnede is:

$$q = \frac{\pi}{4} d^2 = \frac{\pi}{4} \times (0,8)^2 = 0,502 \text{ mm}^2.$$

De weerstand is dan: $R = \rho \frac{l}{q}$, waarin ρ = specifieke weerstand. Dus:

$$R = \frac{1}{60} \times \frac{15,95}{0,502} = 0,53 \text{ ohm.}$$

De hoogfrequentweerstand zal, als gevolg van de stroomverdringing, grooter zijn dan de boven berekende weerstand. Of de afwijking groot of klein is wordt bepaald door de frequentie. De h.f. weerstand zal in het algemeen grooter worden, naarmate de frequentie stijgt.

3. De zelfinductie is bij benadering te berekenen uit:

$$L = \frac{4}{10} \pi \frac{n^2}{l_s} \times O \times 10^{-8} \text{ henry,}$$

waarin n = aantal windingen, l_s = bewikkelde lengte = spoellengte, O = oppervlak door 1 winding omvat, (maten resp. in cm en cm^2).

Deze formule laat zich nog een weinig omvormen, wanneer we aannemen, wat bij een eenlaagspoel toelaatbaar is, dat we O kunnen berekenen uit den gemiddelden diameter van 1 winding ($D = 50,8 \text{ mm}$). Dus

$$O = \frac{\pi}{4} D^2,$$

waarmede we vinden:

$$L = \frac{1}{10} \frac{\pi^2 n^2 D^2}{l_s} \times 10^{-8} \text{ henry.}$$

Maar nu is $\pi n D$ niets anders dan de totale draadlengte l , die op de spoel is gewikkeld. We vinden dus, wanneer we L tevens in microhenry schrijven:

$$L = \frac{l^2}{l_s} \times 10^{-3} \mu \text{H} = \frac{l^2}{1000 l_s} \mu \text{H.}$$

of: de zelfinductie in μH is gelijk aan het kwadraat van de draadlengte (in cm) gedeeld door duizendmaal de bewikkelde lengte van de spoel.

Dus:

$$L = \frac{(1595)^2}{1000 \times 18} = 151 \mu \text{ H.}$$

N.B. De zoeven genoemde regel geldt alleen voor benaderde berekening van de zelfinductie.

4. Wanneer de weerstand mag worden verwaarloosd, is de resonantiefrequentie van het stelsel van spoel en condensator te berekenen uit:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}},$$

waarin L in henry en C in farad zijn in te vullen.

Nu is $L = 151 \times 10^{-6}$ H. en $C = 333 \times 10^{-12}$ F.

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{151 \times 10^{-6} \times 333 \times 10^{-12}}} = \frac{10^9}{2 \pi \sqrt{151 \times 333}} = 712000 \text{ hertz.}$$

Groep D. 1. Bij een sanatorium met een tiental verspreid liggende paviljoens is ieder paviljoen door middel van een extra zich in den telefoongrondkabel bevindend, niet voor telefoon- of andere doeleinden benodigd aderpaar met het hoofdgebouw verbonden. De aderen zijn niet van staniol omhulling voorzien. In het hoofdgebouw wenscht men een centrale installatie op te stellen, waarmede radio, alsmede gramfoonmuziek en de preek in de sanatoriumkerk met behoorlijke kamerluidsprekersterkte in alle paviljoens kunnen worden weergegeven onder gebruikmaking van de vrije aderen, zonder dat bij de telefoongesprekken eenige hinder van overspreken door de aanwezigheid van de radio-installatie mag worden ondervonden.

Gramfoonmuziek moet kunnen worden aangekondigd. Overal zijn wisselstroomstopcontacten aanwezig, terwijl in sommige paviljoens meerdere luidsprekers zijn op te stellen.

De microfoon voor preekoverdracht

levert betrekkelijk geringe energie, zoodat een tweetrapsmicrofoonversterker noodig is. Men verlangt onmiddellijk van radio- op gramfoon- of preekoverdracht te kunnen omschakelen.

Gevraagd: 1. Compleet schema totale installatie.

2. Korte omschrijving der voordeelen van het door U gekozen systeem.

3. Welke typen lampen zoudt U in Uw schema toepassen.

4. Hoeveel Watt zal door de installatie ongeveer worden verbruikt?

Het zwaartepunt voor het ontwerp van de luidsprekerinstallatie voor dit sanatorium ligt in den eisch, dat in de gebruikte telefoonkabel geen overspreken mag optreden. Daar het beschikbare aderpaar geen staniolomhulling heeft, zal de energie, die door middel van dat aderpaar moet worden overgebracht, een bepaalde waarde niet mogen overschrijden. Bij de genoemde telefoonkabel zal deze energie onder geen omstandigheden 6 milliwatt mogen overschrijden. Deze energie is te klein om behoorlijke luidsprekerweergave te geven, vooral in die paviljoens wáar meer dan één luidspreker moet worden gebruikt.

We zijn dus genoodzaakt in elk paviljoen een versterker op te stellen, die de luidspreker(s) moet voeden en die zelf wordt geexciteerd door de energie die door de telefoonlijn wordt toegevoerd.

In groote lijnen wordt het ontwerp dus zoo:

Het ontvangtoestel wordt uitgerust met een uitgangstransformator, die aanpassing geeft op de telefoonlijnen en de sterkte zoo geregeld dat het energie-maximum op de lijn niet wordt overschreden.

Voor de spreekoverdracht en het aankondigen van gramfoonplaten wordt een drielampsmicrofoonversterker gebruikt, waarop twee microfoons kunnen worden

aangesloten. Deze versterker kan tevens zoo worden uitgevoerd, dat ook de gramfoonopnemer kan worden aangesloten, waarbij dan een of twee lampen kunnen worden uitgeschakeld. Dat ook de gramfoonmuziek via dezen versterker gaat, is zeer gewenscht met het oog op de aanpassing aan de telefoonlijn.

Elk paviljoen worde uitgerust met een wisselstroomgevoeden versterker, die aanpassing geeft op de telefoonlijn en die de luidspreker(s) van voldoende energie kan voorzien.

2. Ontwerp een laagfrequentversterker, die aan de volgende eischen voldoet:

De ingang van den versterker moet aangesloten kunnen worden op een lijn (impedantie 600 ohm) of op een gramfoonopnemer.

De afgegeven laagfrequente energie moet maximaal 20 watt kunnen bedragen. De laatste trap moet in balans uitgevoerd zijn, en wordt aangesloten op een electro-dynamischen luidspreker van lagen weerstand. Het toepassen van middelen waardoor men de juiste werking van de diverse lampen kan controleeren wordt gewenscht geacht.

Teeken een schema van den versterker met een bijbehorend voedingsapparaat.

Deze opgave geeft geen aanleiding tot bijzondere opmerkingen.

N.B. Niet alle opgaven en vraagstukken behoeften op het examen te worden uitgewerk. Van de groepen A, B en C moesten 2 van de 3 opgaven worden uitgewerkt; van groep D 1 van de 2 opgaven.

Vereenigingsnieuws

BIBLIOTHEEK

Ranonkelstraat 23, den Haag

Leestijd 14 dagen

Nieuwe aanwinsten:

P. Hémarinquer, Les lampes de T.S.F. modernes et leur utilisation, 1932, 127 blz.

J. Hagenaar en *J. Roorda Jr.*, Amateur zenders. Constr., werking en bediening van ultrakorte-golfzenders, 1933, 232 blz.

H. Barkhausen, Einführung in die Schwingungslehre nebst Anwendungen, 1932, 128 blz.

R. Stranger, The mathematics of wireless, 1932, 193 blz.

J. L. Snoek Jr., Beginselen der moderne zaalacoustiek, 1931, 92 blz.

J. G. R. van Dyck, Proefondervindelijke televisie, 1933, 230 blz.

N. Koomans, Vervorming bij radio-omroep, 1933, 20 blz.

E. A. Pariser, Radio international. 900 Radiowörter Deutsch, English, français, español, italiano, 1933, 81 blz.

J. Hagenaar, Kortegolfontvanger, 1933, 23 blz. en bouwschema.

J. Hagenaar, Draagbare ontvanger, 1933, 15 blz. en bouwschema.

J. Hagenaar, Eenvoudige kortegolfzender, 1933, 22 blz. en bouwschema.

GECO LAMPEN

De lampen, die ook **INDERDAAD** datgene presteeren, wat men, op grond van de karakteristieken, ervan mag verwachten!

De Heer **CORVER** schreef in **Radio-Expres**:

... „Wat dat betreft, zou er veel voor te zeggen zijn als algemeen de methode werd toegepast van den fabrikant der **GECO-lampen**, die niet de uiterste waarden opgeeft maar gemeten waarden bij een veel lagere anodespanning dan de maximale en bij nul roosterspanning. Maxima zou men alleen oscillografisch kunnen bepalen wilde men niet reeds bij de meting de lamp bederven.

Opgaven als die der **GECO-lampen** daarentegen kan men zelf nameten; en dan blijken ze ook te kloppen!”

VRAAGT UITVOERIGE PROSPECTUS MET KARAKTERISTIEKEN BIJ:



**N. V. Algemeene Radio
Import Maatschappij**

Surinamestraat 15

DEN HAAG.

LUXE BANDEN

RADIO NIEUWS 1932

voor hen, die hun losse ex. willen laten inbinden

**Prijs f 1.40 afgehaald
f 1.55 franco per post**

LEVERING UITSLUITEND NÀ INZENDING VAN HET
BEDRAG AAN HET BUREAU VAN

RADIO-NIEUWS
LAAN VAN MEERDERVOORT 30
DEN HAAG



STABILISATORLAMPEN

VOOR CONSTANT HOUDEN VAN SPANNINGEN



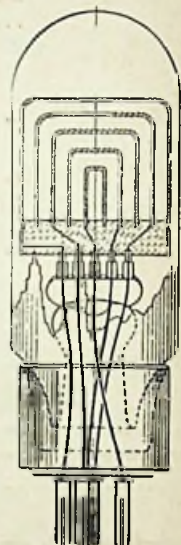
DE STABILISATOR-GLIMLAMP

(systeem Körös)

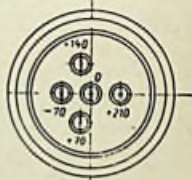
IS DE MEEST VOLMAAKTE
SPANNINGSVERDEELER

voor

RADIO-ZENDERS
RADIO-ONTVANGERS
VERSTERKERS
MEETINSTALLATIES
RELAIS-VOEDING



EEN PLAATSTROOM-APPA-
RAAT, VOORZIEN VAN EEN
STABILISATORLAMP LEVERT
EVEN CONSTANTEN STROOM
ALS EEN ACCU-BATTERIJ



TYPE TRT 10,	MET 4 BANEN, ELK 70 V. (TOTAAL 280 V.),	30 mA.
" TRT 280/80,	" " " " 70 V. (" 280 V.),	40 mA.
" TRT 600/200,	" " " " 145 V. (" 580 V.),	200 mA.

VRAAGT OFFERTE

LAAN VAN MEERDERVOORT 30

C.E.B.
DEN HAAG

TEL. 335277, TELEGR. „CEB HAAG”