

Radio-Expres

TIJDSCHRIFT VOOR RADIOTECHNIEK

REDACTIE: J. CORVER EN Ir. J. L. LEISTRA e. i.

Redactie en Administratie: Hoyledesingel 15, Hillegersberg

Telefoon No. 47330 - Postgirorekening No. 385246

Dit blad verschijnt op den 1en en 3en Vrijdag van iedere maand. Abonnementsprijs f 7,80 per jaar, of f 3,78 per halfjaar, voor het binnenland en f 8,60 per jaar voor het buitenland. Abonnementen kunnen ingaan per 1 Januari en per 1 Juli. Het auteursrecht voor den volledige inhoud wordt voorbehouden volgens de Wet op het Auteursrecht van 23 September 1912, Staatsblad No. 308.

FM en AM met hetzelfde ontvangtoestel?

Het systeem van den „verhoudingsdetector” van de RCA, dat door onzen medewerker v. d. B. in R.-E. no. 2 werd besproken, beteekent ongetwijfeld een stap in een richting, die een geleidelijke invoering van frequentie-modulatie voor den Omroep, naast de bestaande, gewone uitzendingen met amplitude-modulatie, zou kunnen vergemakkelijken.

Zoolang men voor de ontvangst een afzonderlijk, ingewikkelder en kostbaarder toestel nodig zou hebben dan men thans gewoon is, ligt daarin voor de omroepuisterraars in ons verarmde Europa een belemmering, waarover men niet te licht mag denken. Elke stap in de richting der mogelijkheid van één toestel voor beide systemen is van wezenlijke beteekenis.

Natuurlijk kan men altijd twee verschillende apparaten omschakelbaar in één kast bouwen, zooals in Amerika ook inderdaad gebeurt. De vraag is maar, hoe veel van de schakeling men voor beide doeleinden kan gebruiken. En in dat opzicht dient toch tegen al te optimistische verwachtingen gewaarschuwd te worden.

Frequentie-modulatie, die voor den Omroep de moeite van het werken ermee waard is, kan slechts worden toegepast op zeer korte golven. Waar het systeem van de superheterodyne voor de ontvangst het aangewezen stelsel blijft, leveren het hoogfrequentgedeelte en de frequentie-omvormer (mengtrap) de minste bezwaren op. Een extra golfbereik op de speelstellen, in het gebied beneden 10 meter, is geen kostbaar toevoegsel, al stelt de wenschelijkheid van redelijke golfbereiken in al de banden wel extra eischen aan den opzet der kringen in een toestel, waaraan een band in het gebied der zeer hoge frequenties moet worden toegevoegd.

Bij den middenfrequentversterker beginnen grotere bedenkingen. In de middenfrequentie moet de modulatie ongerept behouden blijven. Dat wil

zeggen, als men het FM systeem tot zijn recht wil laten komen, dat in de middenfrequentie zijbanden tot 75 kHz voorkomen als de laagfrequente modulatie tot 15 kHz gaat.

De middenfrequentie, die men in den mengtrap laat ontstaan, dient zoo gekozen te worden, dat die breede zijbanden mogelijk zijn. Met de middenfrequenties, die men nu voor AM-ontvangst toepast, is dat niet het geval. Men zal bijv. tot een middenfrequentie van 10 megahertz (30 m) moeten gaan in plaats van de voor AM gebruikelijke beneden 0,5 megahertz.

Onmogelijk is het om de selectiviteit van den mfr. versterker, die men voor ontvangst op lange en middengolven noodig heeft, te bereiken met mfr. transformatoren op welke te kiezen middenfrequentie ook, als die zijbanden van 75 kHz moeten ontsluiten. De middenfrequentkringen moeten dus zeker mede omgeschakeld worden.

In hoeverre men dan, ondanks den nieuwen FM-detector, voor FM met slechts één trap middenfrequent (op 30 m) voldoende versterking bereikt, zooals dat voor het gewone AM-toestel gebruikelijk is, blijve nog daargelaten. Wij willen hier slechts even snel de voornaamste struikelblokken overzien en laten tal van bijkomstigheden rusten.

Want nu komt ook nog de geheele laagfrequentversterker in het geding.

Voor het uitbuiten van FM voor de kwaliteitsweergave, die deze juist voor Omroep belooft, moet de laagfrequentversterker tot 15 kHz weergeven. Dat dit met de versterkers der thans bestaande AM-ontvangers niet gegarandeerd is, zal wel worden toegegeven. Maar voor AM-ontvangst is het ook ongewenscht en *blijft* het in het geval van een gecombineerd toestel voor de twee systemen eveneens ongewenscht. Op de lange, midden- en thans gebruikelijke golven geeft een zoo uitgebreid toonbereik slechts een overmaat van

allerlei storingen. — Kostbaar behoeft de voor een gecombineerd toestel vereischte regelbaarheid van den versterker misschien niet te zijn, maar toch zal ook aan dit deel nieuwe aandacht zijn te besteden.

Ernstiger is de kwestie van den luidspreker. Elke uitbreiding van het weergavegebied aan de zijde der hooge tonen brengt de behoefte mede om ook het lage-tonen-gebied te verbeteren, indien men de uitbreiding als een wezenlijken vooruitgang voor het gehoor wil kunnen waardeeren. Voor FM-weergave zijn luidsprekers noodig, die naar beide zijden veel beter zijn dan die men nu in radio-toestellen aantreft. De toonvang ligt nu op zijn best tusschen 80 en 8000 hertz; er zijn er zeker heel wat, die dit niet halen. Als dat 40 tot 16000 moet worden, is het de vraag of dit met één conus bereikbaar is te achten. Dit is een terrein, waar verbeteringen zeker geld kosten.

Van de bestaande constructies der toestellen is dus voor een gecombineerd apparaat niet zoo heel veel te gebruiken zonder volledige herziening.

Zelfs het voedingsgedeelte, dat oppervlakkig beschouwd nog het meest geschikt lijkt om direct bruikbaar te zijn voor beide systemen, eischt nieuwe aandacht. Er zijn n.l. bromoorzaken, die bij AM niet en bij FM wél tot uiting komen. Dat is een onderwerp, dat wij nog eens afzonderlijk zullen aansnijden.

Natuurlijk kan men zeggen, dat technische moeilijkheden er zijn om technisch te worden opgelost. Wij zijn de laatsten om te twijfelen aan de mogelijkheid daarvan. Maar men moet ze ook niet te licht tellen.

Terecht gaan in Engeland thans stemmen op om nog niet al te veel haast te maken met het stellen van FM-zenders in dienst van den omroep, aangezien men mag verwachten, dat zich voor de ontvangst nog nieuwe verbeteringen en vereenvoudigingen zullen voordoen van soortgelijke beteekenis als de nieuwe „verhoudingsdetector” van de RCA, waarvan de luisteraar — ook in zijn beurs — zal kunnen profiteren als men nog eenig geduld heeft. C

IETS OVER

moderne oscillatoren

Niet steeds realiseert men zich, dat een oscillatorschakeling eigenlijk een aantal geheel verschillende onderdeelen te zien geeft, die soms min of meer samenvallen.

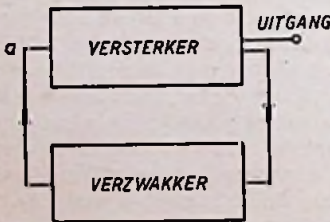


Fig. 1. Eenvoudig blokschema van een oscillator.

Bezie men fig. 1, dan blijkt een oscillatorschakeling te bestaan uit een versterker en een verzwakker, die zoo geschakeld zijn, dat de uitgang van den versterker verbonden is met den ingang van den verzwakker en de uitgang hiervan weer met den ingang van den versterker. Van dit systeem kan reeds iets gezegd worden; is de versterkingsgraad v en de demping van den verzwakker d , dan moeten deze twee grootheden voldoen aan het verband: $v \cdot d = 1$. Immers, als men zich de keten even opgesneden denkt bij a en daar een spanning u_1 toevoert, dan komt uit den versterker een spanning $v \cdot u_1$; deze ondergaat in den verzwakker een demping, zoodat het

d^e deel slechts hieruit treedt, of wel d. v. u_1 . Deze spanning moet, wil de schakeling oscilleeren, gelijk zijn aan u_1 , zoodat d. v. $u_1 = u_1$ of $v \cdot d = 1$.

Verder bezit de schakeling steeds een frequentiebepalend element en een amplitude-begrenzend element, alhoewel niet van te voren te zeggen is, met welke onderdeelen der schakeling deze gecombineerd zijn. Vaak maakt men den versterker frequentieafhankelijk en den verzwakker amplitude-begrenzend, maar ook komen schakelingen voor, waarbij deze onderdeelen niet zoo gemakkelijk te onderscheiden zijn.

De Hartley-oscillator van fig. 2 kan als voorbeeld dienen.

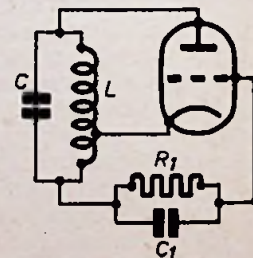


Fig. 2. Hartley-oscillator (schematisch).

Daar is de verzwakker gecombineerd met het frequentiebepalende element (LC); immers de verhouding der aantallen windingen tusschen kathode en rooster, resp. kathode en anode, bepaalt de

mate van verzwakking tusschen plaatwisselspanning en roosterwisselspanning.

Het amplitude begrenzende element is gecombineerd met den versterker, immers door den roosterroom, die optreedt, wordt aan den condensator C_2 en den weerstand R_1 een zoodanige negatieve gelijkspanning ontwikkeld, dat de versterking van de triode overeenkomt met de verzwakking door de afgetakte spoel.

Zoo zijn bij alle oscillatorschakelingen de zoojuist genoemde onderdeelen terug te vinden.

Wanneer men groote stabiliteit wil bereiken van frequentie en uitgangsspanning neemt men zijn toevlucht tot oscillatorschakelingen met meer dan één buis en terugkoppeling door middel van een brugschakeling. Daartoe kan fig. 3 als voor-

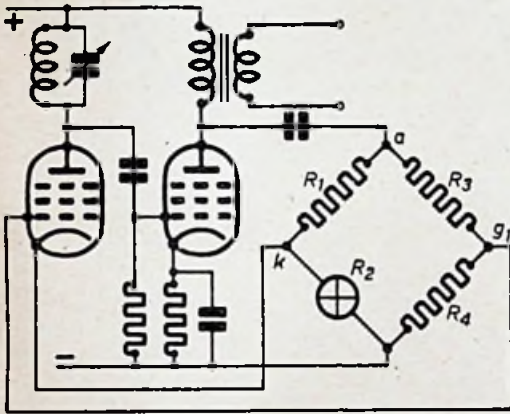


Fig. 3. Oscillator met constante uitgangsspanning.

beeld dienen. Een tweetrapsversterker heeft een frequentieafhankelijken versterkingsgraad t.g.v. den afgestemden kring in de plaatketen van de eerste buis. Achter den versterker is nu aangesloten een Wheatstone-brug, die ervoor zorgt, dat slechts een deel van de tusschen plaat en aarde van de 2e buis aanwezige wisselspanning wordt teruggevoerd

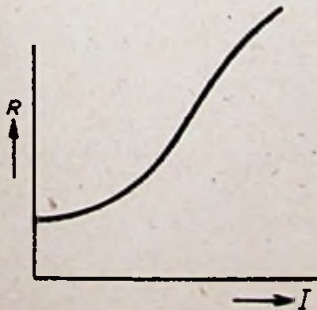


Fig. 4. Verloop van den weerstand van een gloeilampje als functie van den stroom.

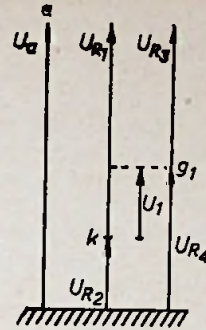


Fig. 5. Spanningsvectoren van den brugschakeling.

naar de 1e buis. In een van de takken dezer brug is een gloeilampje aangebracht, dat voor de spanningsstabilisatie van de output moet zorg dragen. In dit schema treden heel duidelijk de reeds eerder genoemde onderdeelen van een oscillator naar voren, nl.

1. versterker, in dit geval gecombineerd met een frequentiebepalend element (LC kring).

2. verzwakker, de brugschakeling, die tevens voor de spanningsbegrenzing zorg draagt.

De werking van dezen oscillator is als volgt. Doordat de uitgang van den versterker teruggekoppeld is naar den ingang, zal een trilling worden opgewekt, welke frequentie bepaald wordt door de waarden van L en C in de plaatketen der 1e buis. Het gevolg is, dat door de brugtakken een stroom gaat vloeien; de stroom door den tak R_1 zal den weerstand van het gloeilampje doen stijgen tot een zoodanige waarde, dat de spanningsverzwakking van de brugschakeling juist gelijk is aan den versterkingsgraad van den versterker. Het verloop van den weerstand van een gloeilampje als functie van den erdoor vloeienden stroom geeft fig. 4 aan. Fig. 5 nu is een machtig hulpmiddel om de eigenlijke werking van de brug te begrijpen. U_o , de linksche vector, stelt de spanning voor, die tusschen plaat en aarde van de 2e buis staat, en dus ook op de klemmen der brug. De linksche brugtak is niets anders dan een potentiometer-schakeling op deze spanning; de potentiaal van het punt tusschen R_1 en R_2 wordt dus bepaald door de verhouding van deze weerstanden. Evenzoo is het met den rechter tak, waarin de weerstanden R_3 en R_4 zitten. Het punt, waaraan g_1 zit, tusschen R_3 en R_4 , ligt in de vectorfiguren geheel vast, daar R_3 en R_4 vaste weerstanden zijn, maar het punt k kan op en neer bewegen als R_2 verandert. Wordt R_2 grooter, dan gaat het punt k naar boven wat zijn potentiaal betreft; daalt de weerstand R_2 , dan gaat k naar beneden. De teruggekoppelde spanning nu, is het verschil tusschen de spanningen U_{+} en U_{-} en in de figuur aangegeven door U_1 . Zal nu de spanning U_o toenemen, dan neemt de stroom door R_2

toe, het punt k schuift naar boven en U_1 wordt . . . kleiner. Wordt de oscillator uitgeschakeld dan heeft het gloeilampje den laagsten weerstand; het punt k ligt zoo laag mogelijk en er is dientengevolge een groote terugkoppeling. Nu gaat de spanning U_a toenemen en met dit toenemen daalt de spanning U_1 net zoolang tot U_1 zoo klein geworden is, dat deze spanning na versterking weer de spanning U_a oplevert. Is de versterking bijvoorbeeld 200-voudig, dan moet de verzwakking ook 200-voudig zijn, of wel $U_1 = 1/200 \times U_a$.

Nu zal moeten blijken, dat de uiteindelijk bereikte toestand stabiel is. Daarvoor wordt verondersteld dat U_a eens iets toeneemt door een of andere oorzaak; dit heeft tot gevolg, dat de stroom door het lampje R_2 ook toeneemt en daardoor ook de weerstand R_2 . Het resultaat is, dat het punt k iets naar boven gaat en dus de teruggekoppelde spanning U_1 iets kleiner wordt. Maar kleiner worden van U_1 beteekent ook dalen van U_a , daar U_a niets anders is dan de versterkte U_1 . Een veronderstelde toename van U_a uit zich dus in een afname van U_{a1} hetgeen beteekent, dat de schakeling zich verzet tegen vergrooing van U_a . Een zelfde betoog kan gehouden worden voor verkleining van U_a . (De lezer probeere dat zelf!) De conclusie is dus, dat de schakeling streeft naar een constante spanning U_a en dus ook naar een constante uitgangsspanning.

Het voordeel van deze schakeling is, dat variaties in den versterkingsgraad van den versterker (ook variaties in de voedingsspanningen) zich vrijwel niet uiten in de afgegeven spanning. Om een getal te noemen: Is de versterkingsgraad 50 db (ca 300 X) dan zal een variatie in versterking van 30 % zich uiten in een variatie van de uitgangsspanning van $1/300 \times 30 \% = 0,1 \%$, hetgeen beteekent, dat zulke schakelingen zich buitengewoon goed leenen voor meetoscillatoren, waarbij geen gestabiliseerde voedingsspanningen noodig zijn. Een volgens dit principe gebouwde toongenerator gaf tusschen de netspanningsgrenzen 180—260 volt (220 V \pm 20 %) een variatie te zien van slechts goed 1 % in de uitgangsspanning.

Het aanbrengen van deze spanningsstabilisatie in het terugkoppelnetwerk had een zeer stabiele uitgangsspanning tengevolge.

Zou men nu door plaatsing van een frequentiebepalend element in dit terugkoppelnetwerk ook een stabiele uitgangsfrequentie kunnen bereiken?

Inderdaad, dat is goed mogelijk. Is de kwaliteit van den kring in fig. 3 bijvoorbeeld 80 en plaatst men dezen kring nu in de brugschakeling, dan wordt de kringkwaliteit in schijn evenveel malen beter als de versterking van het versterkerelement bedraagt. Is deze bijvoorbeeld 100-voudig dan wordt de frequentie-stabiliteit zoo hoog als zou overeenstemmen met een kringkwaliteit van $80 \times 100 = 8000$.

Omgekeerd is het zelfs mogelijk om met heel

weinig selectieve middelen een stabiele frequentie op te wekken. Men bouwt tegenwoordig vaak oscillatoren met als selectieve elementen één of meer RC-leden (weerstand en capaciteit). De brugschakeling voor zoo'n oscillator staat afgebeeld in fig. 6. De bijbehorende versterker is nu een weerstandsversterker, terwijl de opgewekte frequentie wordt bepaald door het product $RC = 1/\omega$. Men kan door variatie van één dezer grootheden R of C de opgewekte frequentie instellen.

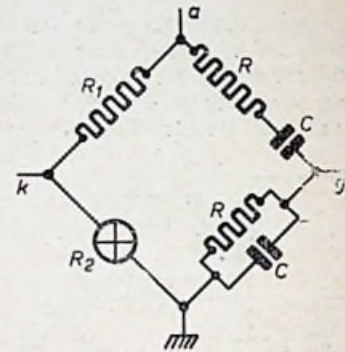


Fig. 6. Brugschakeling voor RC-oscillator (z.g. Robinson-brug).

In dit verband noemen wij nu den RC oscillator maar terloops. Misschien is er gelegenheid om hierop later nog nader terug te komen.

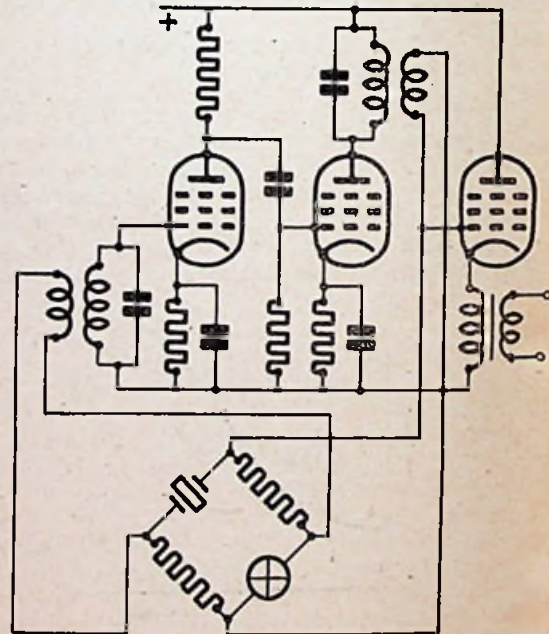


Fig. 7. Kristalgestuurde oscillator met brugstabilisatie.

Een ander soort frequentie-bepalend element, dat in dit verband kan worden beschouwd, is het kwartskristal. Plaatst men in een van de takken van het bruglement een kwartskristal en dit geheel in een thermostaat dan kan een frequentieconstantheid van meer dan 10^9 gehaald worden, d.w.z. dat een oscillator, welks frequentie 100 kHz bedraagt, niet meer afwijkt dan 0,0001 Hz (1 periode in 10 000 seconden = ca 3 uur) van de nominale waarde.

In fig. 7 is een dergelijke oscillator afgebeeld. In den tweetrapsversterker zitten geenerlei complicaties. De brug dient weer voor frequentie- en spanningstabilisatie, terwijl achter den uitgang van den versterker een scheidingstrap is aangebracht in den vorm van een „cathode-follower”. De brug wordt in haar geheel in een thermostaat geplaatst, omdat zij het vitale deel van de schakeling is. De brug is in evenwicht als alle 4 de takken ohmsch zijn; drie ervan zijn dat steeds, terwijl de 4e tak, het kristal, zulks alleen is voor één bepaalde frequentie. Om dit nader in te zien, geeft fig. 8 het vervangingsschema van een piezo-electrisch kristal weer, waaruit direct blijkt, dat de impedantie slechts ohmsch is voor een bepaalde waarde van de frequentie. De kringkwaliteit van een kwartskristal kan in de orde van 100 000 zijn, en indien de versterkingsgraad van den versterker 1000-voudig is wordt de schijnbare kringkwaliteit $1000 \times 100\,000 = 100\,000\,000$ of 10^8 . Zoo zijn dus inderdaad heel groote waarden voor de stabiliteit te verwezenlijken. Deze oscillatoren noemt men wel Meacham-oscillatoren, naar dengene, die dit oscillatortype in de V.S. het eerst bekend maakte,

alhoewel eerlijkheidshalve moet worden vermeld, dat dit principe in Nederland reeds bekend was voordat Meacham het in Amerika lanceerde.

Er zijn enkele interessante toepassingen voor deze oscillatoren te noemen, nl. in frequentie-standaarden en voor kwartsklokken. Dat zijn feitelijk twee namen voor dezelfde inrichting, met dien verstande, dat men spreekt van frequentie-standaard als het gaat om het opwekken van uiterst constante frequenties. Men krijgt ook van deze installatie een standaard tijdaanwijzing naar die is hier secundair. Men noemt echter zoo'n installatie plotseling kwartsklok als het hoofddoel is om een zeer constante en nauwkeurige tijdaanwijzing te verkrijgen. (Zie ook Frequentie-eigenschappen R.-E. 1946 no. 23, blz. 268).

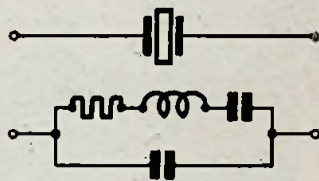


Fig. 8. Vervangingsschema van een piezo-electrisch kristal.

Een interessant voorbeeld is wel het installeren van zoo'n oscillator als bron voor een kwartsklok in de duikboot Barracuda, waarmede een hoogleeraar van de American Geophysical Union zwaartekrachtmetingen deed in West Indië en zich op deze wijze verzekerde van een zeer nauwkeurige tijdaanwijzing. vdB

De „VOLT-OHMYST” in de practijk

Er is nu ongeveer een jaar verlopen sinds het verschijnen van de voorloopige beschrijving (zie R.-F. 1946, no. 2). Al dien tijd is het eerste model dagelijks bij ons in gebruik geweest. Een nieuwer model kwam enkele maanden later klaar, waarvan enkele apparaten geregeld gebruikt worden bij de controle der fabricage.

De navolgende beschrijving betreft dit nieuwe model, dat enkele kleine verbeteringen en perfecties heeft ondergaan. Zoo heeft de keuzeschakelaar S_1-S_3 twee standen meer gekregen, nl. een stand gemerkt $8 \mu F (C_1)$ en een tweede $0,1 \mu F (C_2)$ (zie fig. 1). In deze twee standen wordt een condensator van 8 resp. $0,1 \mu F$ verbonden met de meetpen. Deze twee standen dienen om ergens in het te repareren toestel een extra afvlakking aan te brengen.

De linksche knop naast den meter is de nulinstelling, het schakelaartje de netschakelaar. Rechts bevindt zich de maximum instelling (voor de standen Ω en C) en een rood signaleeringslampje. De linksche groote pijlknop is de bereik-

schakelaar (S_1-S_3) met de standen 3-7,5-30-150-300-750 en 3000 V. (te gebruiken bij de standen +, - en ∞ van den keuzeschakelaar) en de standen $x1-x10-x10^2-x10^3$ enz. (te gebruiken bij de standen Ω en C). De twee stekerbussen links onder zijn verbonden met class's, de eene klem wordt geaard terwijl de andere met de aardzijde van het te onderzoeken toestel wordt verbonden. De drie stekerbussen rechts, waarvan de middelste weer met class's is verbonden, dienen voor aansluiting van de meetpen. Zooa's uit de foto is te zien, bestaat deze uit twee gedeelten, de losse adapter bevat een weerstand van 1 megohm, die alleen op de meetpen wordt gezet bij gelijkspanningsmetingen. Voor alle andere metingen wordt de meetpen dus zonder deze adapter gebruikt. De kabel is afgeschermd ten einde het oppikken van brom tegen te gaan.

De in fig. 2 weergegeven schakeling is enigszins anders dan die van R.-F. 1946, no.2. De weerstand van 10 megohm in de roosterleiding der 2e 6K6 lamp bleek te kunnen vervallen. Verder

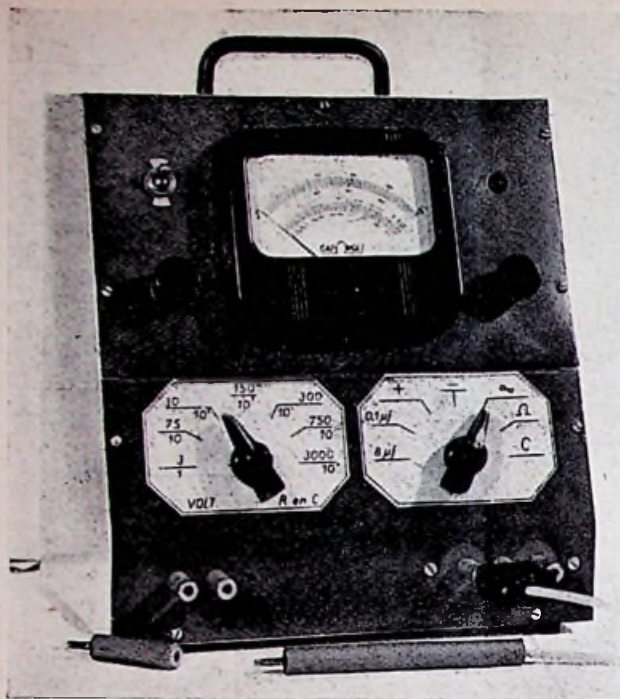


Fig. 1. Frontpaneel van de Volt-Ohmist.
Links bereikschakelaar.
Rechts keuzeschakelaar.
Onder: meetpen met lossen adaptor.

zijn enkele waarden veranderd.

Weerstand R 22 van ongeveer 250 k Ω moet door proef bepaald worden, deze moet zoo worden gekozen, dat de spanning tusschen de kathode en het chassis 3 V. bedraagt. Deze spanning moet gemeten worden met een voltmeter van *minstens* 20.000 Ω per volt. In dit geval is de spanning tusschen kathode en plaat 20 volt. Bij een gloei-draadspanning van 5,7 volt mogen we dus zeggen, dat de lampen niet alleen het eeuwige leven hebben maar dat ook na langdurig gebruik de ijking juist zal blijven. De hoogspanning na afvlakking bedraagt 180 volt. Ook R 24 moet door probeeren worden bepaald; deze dient n.l. alleen om de maximum instelling op de standen Ω en C nagenoeg op denzelfden stand te houden, dus om het opnieuw instellen hiervan te voorkomen bij overgang van den eenen stand op den anderen.

Over de instelling van R 30 herleze men R.-E. 1946, no. 2.

Weerstand R 25 dient om verschillende fabrieken meetinstrumenten met een andere R_i aan elkaar gelijk te maken. Men moet dus de R_i plus den voorschakelweerstand R 25 steeds gelijk maken aan ongeveer 2000 Ω .

Indien het meetinstrument ingebouwd wordt op een ijzeren paneel, moet hiermede rekening gehouden worden. Bij sommige fabrieken kan de aanwijzing tot 7 % lager zijn bij inbouw in een ijzeren frontplaat van 2 mm (magnetische shunt). De ijking dient dus te geschieden met ingebouwen meter.

Het gebruik van 2 schakelplaatjes S₁ en S₂ staat

in verband met de gemakkelijke bediening; zoowel voor Ω als C metingen dienen dezelfde aanduidingen op den bereikschakelaar. S₂ is zoo verbonden, dat op den stand x1 de ijkweerstand 10 Ω bedraagt indien de keuzeschakelaar op Ω staat. Staat deze op C, dan is de ijkweerstand (ingeschakeld door S₃) 10 megohm.

De frequentiearakteristiek is afhankelijk: 1e van de meetcel; op het bereik van 3 V. blijkt met een Westinghouse celletje voor 1 mA de kromme vlak te verlopen tot 4000 Hz; 2e van de bedrading van en naar den spanningsdeeler; deze moet dus zoo zorgvuldig mogelijk met een minimum bedrading worden uitgevoerd terwijl de verbindingen met de lamp zoo kort mogelijk moeten zijn; 3e van weerstand R 15; deze mag echter niet verkleind worden en dient ter beveiliging der eene lamp 6K6. Indien men n.l. een hooge spanning wil meten en men heeft per ongeluk den bereikschakelaar op 3 V. laten staan, dan kan dit de vernieling der 6K6 ten gevolge hebben.

Een zeer groot voordeel, dat in de practijk is gebleken, wordt aangetoond door het feit, dat, ofschoon verschillende dezer apparaten reeds maanden dagelijks in gebruik zijn in handen van beginners in het vak, voor het meten van alle spanningen in de ontvangers, die uit fabricage komen, nog geen enkel instrument een kromme naald heeft (zie R.-E. 1946, no. 2, blz. 16, 1e kolom).

Ik denk niet, dat het noodig is nog veel over de prestaties van dit apparaat uit te wijden. Toch wil ik ter illustratie een paar gevallen aanhalen:

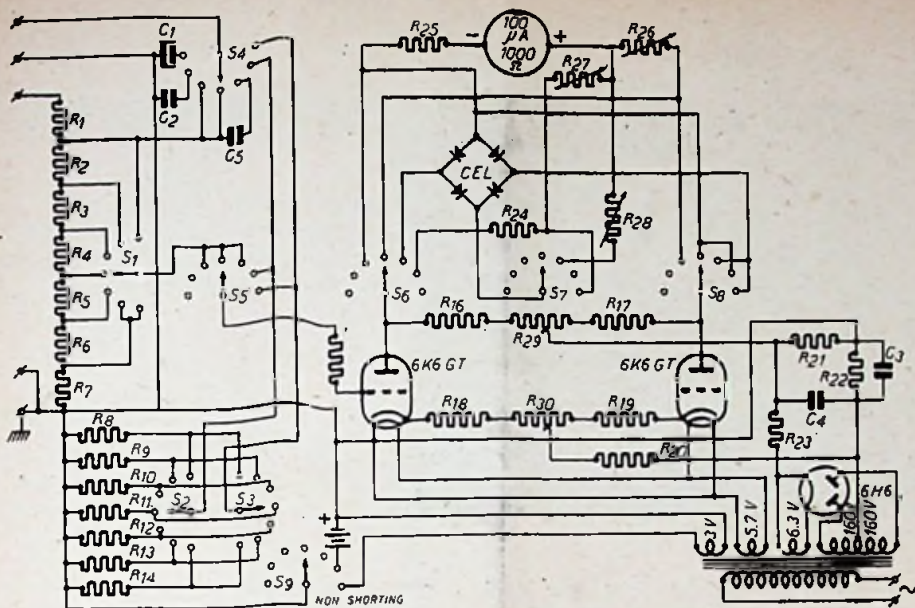


Fig. 2. Schakeling van den nieuwen „Volt-Ohmist”. Bijgeteekend moet worden een verbinding van het rooster der rechtsche 6K6 met de leiding, die C₃ met de gloeidraden en met de aardklem verbindt.

Ingangspotentiometer:

- R₁ = 45 M.Ω
 - R₂ = 9 M.Ω
 - R₃ = 4,5 M.Ω
 - R₄ = 1,2 M.Ω
 - R₅ = 150 k.Ω
 - R₆ = 90 k.Ω
 - R₇ = 60 k.Ω
- } ± 1 %

Meetweerstand:

- R₈ = 10 Ω
 - R₉ = 100 Ω
 - R₁₀ = 1 k.Ω
 - R₁₁ = 10 k.Ω
 - R₁₂ = 100 k.Ω
 - R₁₃ = 1 M.Ω
 - R₁₄ = 10 M.Ω
- } ± 1 %

R₁₅ = 3 M.Ω

R₁₆ = 25 k.Ω } aan elkaar
R₁₇ = 25 k.Ω } gelijk ± 1 %

R₁₈ = 5 k.Ω } aan elkaar
R₁₉ = 5 k.Ω } gelijk ± 1 %

R₂₀ = 300 k.Ω
R₂₁ = 50 k.Ω

R₂₂ = ± 250 k.Ω
} instellen op VK = 3 V.

- R₂₃ = 10 k.Ω
- R₂₄ = 6 k.Ω zie tekst
- R₂₅ = 1 k.Ω
- R₂₆ = potentiometer 20 k.Ω
- R₂₇ = „ 10 k.Ω
- R₂₈ = „ 20 k.Ω
- R₂₉ = „ 5 k.Ω
- R₃₀ = „ 1 k.Ω

- C₁ electrol. condens. 8 μF. 450 V.
- C₂ papiercondens. 0,1 μF.
- C₃ „ „ 0,1 μF.
- C₄ „ „ 0,5 μF.
- C₅ micacondens. 10 000 p.F.

Bereikschakelaar:

- S₁ schakelplaatje 7 standen
- S₂ „ „ „ „ } op één as.
- S₃ „ „ „ „

Keuzeschakelaar:

- S₄ schakelplaatje 7 standen
- S₅ „ „ „ „ } op één as.
- S₆ „ „ „ „
- S₇ „ „ „ „
- S₈ „ „ „ „
- S₉ „ „ „ „ non shorting.

In een toestel stond de diode ASR 2 volt negatief. De spanning aan het rooster der 1e lamp bedroeg 1,7 V. Oorzaak: lekke 0,1 μF.

Een 2e toestel vertoonde ongeveer dezelfde fout. Oorzaak: lek tusschen de toevoerdraden in push-back van de toevoerdraden naar de EM 4. Dit zij een waarschuwing voor gebruikers van deze

draadsoort, rubberisolatie is geen overbodige luxe.

Ontelbaar zijn de gevallen waarin een toestel uren en soms dagen normaal speelt om dan plotseling te verzwakken of geheel stil te worden. Begint men nu ergens een spanning te meten met een normalen voltmeter, dan speelt het toestel plotseling weer normaal. Met den hier beschreven

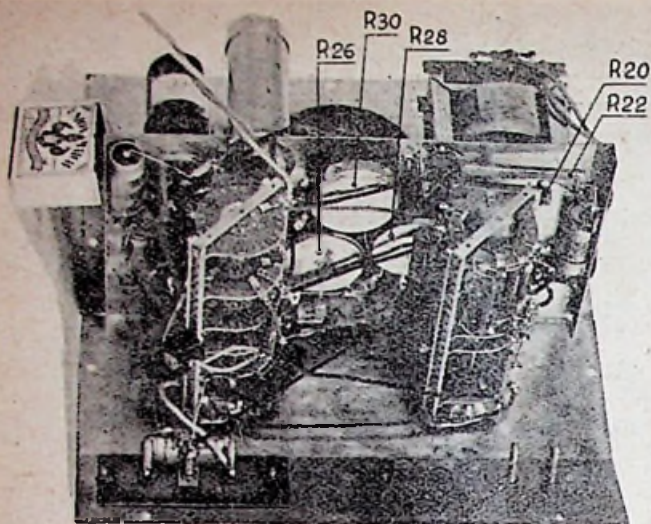


Fig. 3. De inwendige bouw van het apparaat.
Links keuzeschakelaar.
Rechts bereikschakelaar.
Het lucifersdoosje geeft een idee van de afmetingen.

lampvoltmeter komt dit praktisch niet voor, dank zij den weerstand van 1 megohm in den adaptor.

Ik denk dat deze beschrijving met foto's en schema voor zichzelf zal spreken; mochten sommige lezers nog nadere inlichtingen wenschen dan ben ik daar steeds toe bereid.

* * *

Een mede-radio-martelaar (zooals hij zich noemde) bij kaarslicht, vroeg mij nadere inlichtingen over het uitbreiden met een diode om hfr. spanningen te kunnen meten.

Dit kan heel goed; een zeer uitgebreide beschrijving is te vinden in Radio News van Februari 1946 van de hand van Mc. Murdo Silver. Op verschillende punten ben ik het met dien schrijver niet eens, vooral daar, waar hij het aandurft om met de diode 6AL5 wisselspanningen te meten tot 1200 V. Behalve dat dit al zeer gewaagd is, gaat zijn redeneering over het al of niet toelaten hiervan, totaal mank.

RCA met zijn „advanced volt-ohmyst” is hierin veel beter. Dit apparaat meet tot 100 V ∞ op de diode terwijl voor hoogere spanningen een adaptor (spanningsdeeler) wordt toegepast

Over de voor- en nadeelen van het toepassen van een diode in plaats van een meetcelletje, zooals in mijn ontwerp, wil ik het hier niet hebben. Techniekers overdrijven maar al te dikwijls (ik zelf misschien in de eerste plaats) door het onderste uit de kan te willen en daardoor een ingewikkeld en moeilijk te bouwen apparaat te willen maken. Ik geef de voorkeur aan een lampvoltmeter speciaal gebouwd voor noofofrequentie en volgens het systeem Rider maar met diode-ingang.

Fig. 4 geeft een idee hoe dat moet; deze schakeling komt overeen met de beschrijving van Silver in Radio News.

Ten einde de symmetrie te behouden, is het

echter noodig twee dioden te gebruiken en in verband hiermede een tweeden ingangspotentiometer.

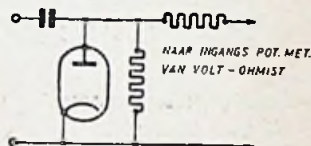


Fig. 4.

Verschillende briefschrijvers vroegen of andere lampen bruikbaar zijn. Dit kan desnoeds, mits het eindlampen zijn met een zoo gering mogelijk gloeistroomverbruik.

R. J. DE CNEUDT
Lab. N.V. G. L. Carpentier.
Kuurne, België

Vonkjes

Met ingang van 3 Maart is ter wille van kolenbesparing de uitzendtijd der Nederlandsche omroepzenders beperkt tot de uren 9.45—23.15, terwijl het antennevermogen is verrinderd tot 30 kW.

De Britsche Omroep heeft op 10 Februari wegens de kolenschaarschte tijdelijk de Londensche televisie-uitzendingen stop gezet, evenals de uitzending van het z.g. 3de (high brow) programma.

Den 24sten November zijn voor het eerst Amerikaansche amateursignalen op 6 m golflengte (50 MHz) in Engeland ontvangen. Amerikaansche FM-omroepzenders in den 40 MHz-band kwamen gelijktijdig zeer sterk over. De transmissie-voorspellingen van het Bureau of Standards te Washington hadden eenige maanden te voren het najaar 1946 al aangeduid als bijzonder gunstig voor experimenten van dezen aard.

Vervorming en Weergave

2. Niet-lineaire vervorming.

In iedere versterkerbuis ontstaan in meer of minder sterke mate ongewenste trillingen, die in den luidspreker hoorbaar worden, terwijl zij het karakter van 't geluid veranderen of de weergave

onaangenaam en onnatuurlijk maken. Wanneer dergelijke nieuwe trillingen ontstaan, spreekt men van het optreden van niet-lineaire vervorming.

Deze n.l. vervorming is steeds aanwezig als gevolg van het feit, dat de i_a-u_g -karakteristiek

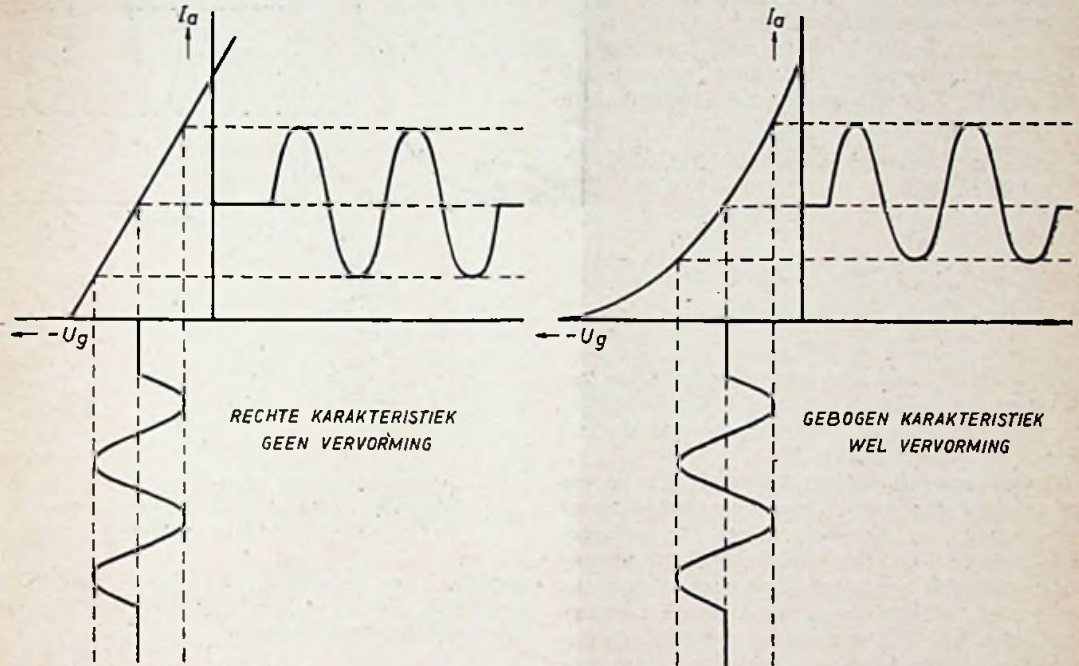


Fig. 1. Vervorming in den anodestroom tengevolge van de gebogen buiskarakteristiek.

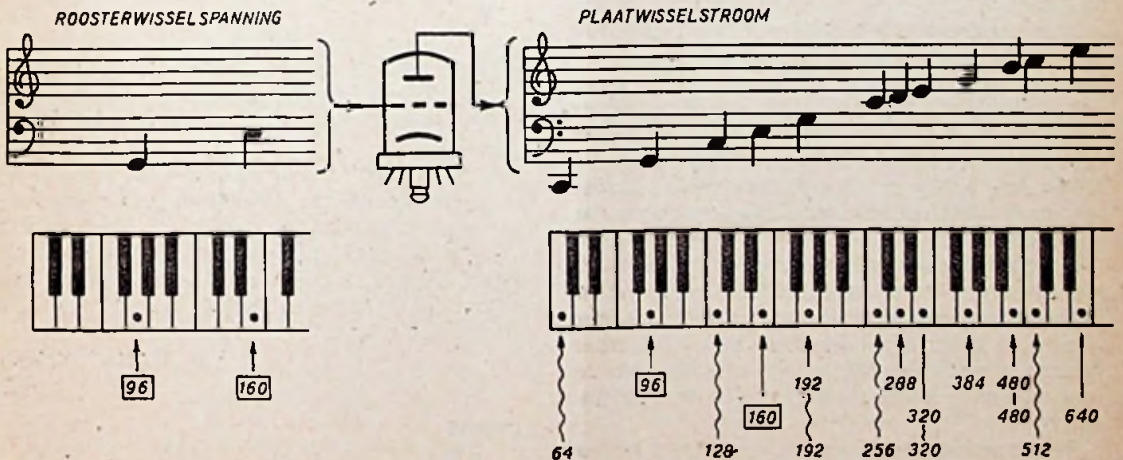


Fig. 2. Symbolische voorstelling van de door een versterkerbuis opgewekte boven- tonen (getrokken pijltjes) benevens som- en verschiltonen (gegolfde pijltjes).

van iedere versterkerbuis een van nature eenigszins gebogen verloop heeft. Dat houdt in, dat de anodestroom- of anodespanningsveranderingen niet geheel overeenkomen met het verloop van de rooster-spanningsveranderingen. Er ontstaat een vervormde anodestroomkromme (fig. 1), die men echter steeds gesplitst kan denken in een grondtoon en een aantal boventonen (fig. 2). Het karakter en de sterkte van de optredende boventonen hangt af van de mate van kromming der karakteristiek.

Een triode geeft in eerste benadering even harmonische vervorming (2e, 4e, enz.) een penthode daarentegen hoofdzakelijk oneven harmonische vervorming (3e, 5e, enz.) bij normale instelling.

Behalve harmonischen ontstaan er ook som- en verschiltönen. Zoo ontstaan bij het versterken van de tonen 96 en 160 Hz

- 1° boventonen van 96 Hz nl. 192, 288, 384, 480, 576 Hz enz.
- 2° boventonen van 160 Hz nl. 320, 480, 640, 800, 960 Hz enz.
- 3° somtonen van 96 en 160 Hz nl. 256, 512, 768, 1024, 1280 Hz enz.
- 4° verschiltönen van 96 en 160 Hz nl. 64, 128, 192, 256, 320 Hz enz.

Alle andere frequenties dan 96 en 160 Hz zijn ongewenschte nevenproducten, die des te sterker optreden, naarmate de karakteristiek van de versterkerbuis meer gebogen is.

Uit bovenstaand voorbeeldje blijkt, dat er een leger mengingsproducten (som- en verschiltönen) optreedt wanneer aan het rooster van een versterkerbuis twee of meer tonen gelijktijdig worden toegevoerd. Het stemt tot verwondering, dat een heel orkest, toegevoerd aan een rooster (in figuurlijken zin) nog een genietbaar resultaat in den luidspreker geeft. Zonder op het verhaal vooruit te loopen, kan reeds worden opgemerkt, dat ook midde-len ten dienste staan om de vervorming te verminderen.

Maar niet steeds zal het gewenscht zijn, alle vervorming op te heffen. In enkele gevallen is vervorming zelfs zeer gewenscht en wel bijv. in de mengbuizen van superheterodyne ontvangers. Daar beschouwt men het bereiken van zoo groot mogelijke vervorming als hoogste doel. Ook het moduleren van trillingen op een draaggolf is te beschouwen als een zeer bijzondere toepassing van vervorming.

In laagfrequentversterkers doet het optreden van n.l.-vervorming zeer onaangenaam aan. De optredende boventonen doen een toon slechts scherper klinken; het optreden der som- en verschiltönen klinkt veel onaangener omdat tusschen deze en de grondtonen geenerlei harmonisch verband bestaat.

De kromming van buiskarakteristieken is echter niet de eenige reden tot vervorming. Ook het vloeien van roosterstroom of het verzadigd raken van anodestroom- of spanning geeft aanleiding tot ver-

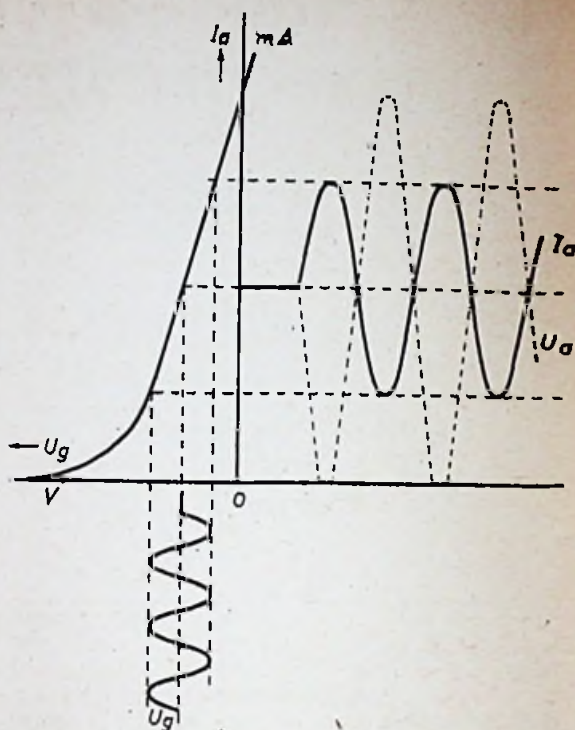


Fig. 3. Foutieve instelling van een eindbuis, waardoor vervorming van de plaatwisselspanning optreedt.

vorming. Een voorbeeldje zal dat verduidelijken. Onderstel, dat de normale instelling van een penthode-eindbuis bijvoorbeeld is als volgt:

$$\begin{aligned}
 U_{g1} &= -6 \text{ V} \\
 I_a &= 36 \text{ mA} \\
 S &= 9,5 \text{ mA/V} \\
 U_a &= 250 \text{ V} \\
 R_a &= 8000 \Omega
 \end{aligned}$$

Brengt men nu op het rooster een wisselspanning van $3\frac{1}{2}$ volt (topspanning) aan dan bedraagt de plaatwisselstroom $u_r \times S = 3\frac{1}{2} \times 9,5 = 33,25$ mA.

De plaatbelasting van 8000Ω (die te hoog is) zou bij het vloeien van dien stroom een spanningsverlies geven van $33,25 \times 8000 \times \frac{1}{1000} = 266$ volt. En dat gaat niet omdat de plaatspanning slechts 250 volt is. Men zegt dan wel, dat er vervorming gaat optreden omdat de plaatspanning „uitgestuurd” raakt.

Wordt vervolgd.
vdB

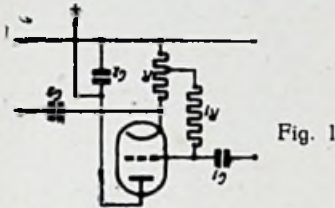
VONKJE

Amerika herdenkt dit jaar het 40-jarig jubileum van de uitvinding van de rooster-electrode door den thans 73-jarigen Lee de Forest.

De Kathode-weerstand-versterker

bij zeer hoge frequenties

Verschillende gezichtspunten zijn in R.-E. naar voren gebracht, waaronder men de schakeling kan beschouwen, die de Engelschen cathode-follower noemen, namelijk „kathode-weerstandversterker”, of „triode als impedantie-transformator”, terwijl speciale toepassingen zijn besproken in de schakeling van de kathodestraal-oscillograaf (R.-E. 1946 no. 14) en in lampvoltmeter-schakelingen (R.-E. 1939 no. 2).



De beteekenis der schakeling berust op haar hoge ingangs- en lage uitgangsimpedantie, die ontstaat doordat zij 100 % tegenkoppeling levert; de geheele uitgangsspanning toch verschijnt aan den kathodeweerstand en moet door de ingangsspanning overwonnen worden voordat er iets van tusschen rooster en kathode komt. Vandaar, dat de spanningsversterking der schakeling kleiner blijft dan 1.

Zooals vroeger uiteengezet werd, zou met een triode met versterkingsfactor μ en inw. weerstand R_i de spanningsversterking A van de schakeling, als de weerstand R aan de plaatszijde was aangebracht,

$$A = \mu \frac{R}{R + R_i}$$

zijn en aangezien met R als kathodeweerstand de ingangsspanning $(A + 1)$ malen grooter moet wezen, wordt de spanningsversterking A_k met R in de kathodeleiding:

$$A_k = \frac{A}{A + 1}$$

Men kan gemakkelijk algebraïsch nagaan, dat dit op hetzelfde neerkomt alsof zowel μ als R_i met een factor $(\mu + 1)$ waren verkleind, d.w.z., dat men ook kan schrijven:

$$A_k = \frac{\mu}{\mu + 1} \cdot \frac{R}{R + R_i/(\mu + 1)}$$

Intusschen gaat dit uitsluitend rekening houden met den zuiver Ohmschen weerstand van R slechts op, zoolang men mag aannemen, dat de kathodeweerstand niet door eenige capaciteit van betee-

kenis is overbrugd. Hoe het in de practijk daarmede gesteld is, hangt af van de vraag, waarop de uitgang van den versterker wordt aangesloten, maar een volkomen afwezigheid van capaciteit, die den weerstand overbrugt, zal zeker nooit voorkomen. Zelfs zonder dat de uitgang verder op iets is aangesloten, wordt R al overbrugd door de capaciteit tusschen kathode en gloeidraad en door die tusschen kathode en anode, want de anode is voor wisselspanningen als geaard te beschouwen. Met hetgeen daar aan parasitaire capaciteiten nog bij komt, zal men altijd wel op 25 à 30 $\mu\mu\text{F}$ hebben te rekenen en voor zeer hoge frequenties is dat niet te verwaarlozen.

Voor frequenties in het hoorbare gebied maakt dit nog niet veel uit en daarvoor is de frequentie-onafhankelijkheid der werking inderdaad met behoorlijke constructieve voorzorgen in hooge mate bevredigend.

Het opgemerkte wordt echter van beteekenis bij toepassing der schakeling in versterkers voor televisiedoeleinden, waar het gaat om frequenties van 1 megahertz en hooger.

In het Maart no. 1946 van de Wireless World wordt er door Cocking op gewezen, dat niet alleen de uitgangsspanningen voor zoo hoge frequenties merkbaar kleiner worden (de versterking meer beneden 1 begint te dalen) maar bovendien nog een ander hinderlijk verschijnsel gaat optreden, dat er direct mee samenhangt.

De topwaarde der spanning, die tusschen rooster en kathode mag worden aangelegd, zonder dat de buis eenerzijds in roosterstroom wordt gestuurd en anderzijds wordt afgeknepen door algeheele onderbreking van den plaatstroom, is gelijk aan de neg. rooster spanning E_g . De ingangsspanning tusschen aarde en rooster mag hiertoe tot de topwaarde $(A + 1) E_g$ gaan. Het kleiner worden der versterking als R door een capaciteit is overbrugd, wil zeggen, dat A kleiner wordt. Maar dan volgt uit bovenstaande ook, dat de ingangsspanning, die zonder roosterstroom en afknijping van den plaatstroom kan worden toegelaten, eveneens kleiner wordt.

De buis wordt dus door wisselspanningen van hoogere frequentie spoediger overbelast dan door spanningen van lagere frequentie, met hevige vervorming als gevolg.

Bij het versterken van geluidsfrequenties heeft men hiervan des te minder last omdat in het geluid de hoogste frequenties practisch altijd kleinere amplituden bezitten.

Indien de schakeling evenwel speciaal voor het doorgeven van zeer hoge frequenties is bestemd, moet men er degelijk rekening mede houden, dat

de ingangsspanningen moeten blijven beneden de waarden voor lage frequenties. Spanningsveranderingen, die niet sinusvormig verlopen, maar zeer plotselinge en scherpe overgangen vertoonen, zoals bij televisie het geval is, bevatten uiterst hoge frequenties en de weergave daarvan valt dus stellig in het gebied, waar men ook bij den kathodeweerstandversterker op vervorming door overbelasting verdacht moet zijn.

Het gedrag der schakeling in dit opzicht wordt beheerscht door de tijdconstante $T = RC$ van den kathodeweerstand in combinatie met de overbruggende capaciteit. Hoe kleiner die tijdconstante is, des te geringer zal het verschil zijn in het gedrag voor hoge frequenties, vergeleken met dat voor de laagste frequenties. Zijn de parasitaire capaciteiten C tot de kleinst mogelijke waarde teruggebracht, dan kan men T alleen verkleinen door R klein te houden. Het percentage van de ingangsspanning, dat wordt doorgegeven, kan dan slechts redelijk blijven, indien de versterkerbuis ook een kleine R_i bezit en daarbij toch een zoo groot mogelijke versterkingsfactor μ , hetgeen neerkomt op groote steilheid.

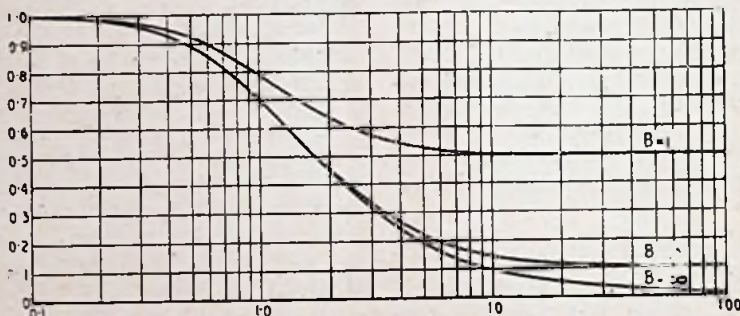


Fig. 2.

Cocking wijst erop, dat geen exacte oplossing is te geven voor het probleem om te bepalen welke waarde men in elk bijzonder geval voor R mag kiezen. Onder bepaalde vooropstellingen werden door hem evenwel krommen afgeleid, die in fig. 2 zijn weergegeven, waaruit men voor sinusvormige ingangsspanningen kan afleiden, waar de grens ligt, waarbij gevaar optreedt voor vervorming door afknijping van den anodestroom.

Verschillende krommen gelden voor verschillende waarden van

$$B = \frac{R}{R_i(1 + \mu)} = (1 + \mu) R : R_i.$$

Horizontaal zijn waarden afgezet voor $\omega T = 6,28 f RC$, waarin f de frequentie in hertz voorstelt en C de (eventueel geschatte) overbruggingscapaciteit in farad.

Verticaal leest men het percentage der voor zeer lage frequenties toelaatbare spanning af waarbij voor de frequentie f stroomafknijping zal optreden.

Voorbeeld: Men gebruikt een triode met $R_i = 10\,000$, $\mu = 20$, terwijl de kathodeweerstand $R = 5000$ ohm is genomen en de overbruggingscapaciteit C op $50 \mu\text{F}$ wordt geschat; hoe zal de toestand zijn voor $10\,000$ Hz?

B wordt $21 \times 5000 : 10\,000 = 10\frac{1}{2}$; ωT wordt $6,28 \times 10\,000 \times 5000 \times 50 \cdot 10^{-12} = 1,6 \times 10^{-2}$. Bij deze geringe waarde van ωT (veel kleiner dan 0,1) bestaat volgens de kromme geen enkel gevaar voor vervorming door afknijpen van anodestroom. De ingangsspanning mag voor $10\,000$ hertz nog de volle waarde hebben. Ook met $10 \times$ grootere R of voor $10 \times$ hogere frequentie zou dat nog het geval zijn.

Indien de frequentie evenwel $2,5$ MHz zou worden, zou ωT $250 \times$ grooter worden, dus $= 4$. Dan volgt uit de kromme, dat de ingangsspanning beperkt zou moeten blijven tot $0,26$ van hetgeen die voor lage frequenties mag zijn. Beperking der parasitaire capaciteit tot $25 \mu\text{F}$ zou het verhoudingsgetal op $0,45$ brengen en als R daarbij ook nog eens tot 2500 ohm werd verkleind, zou dit $0,7$ opleveren.

In het gebied van de megahertz moet men dus

te dege oppassen.

Een vaste maatstaf voor hetgeen bij het doorgeven van niet-sinusvormige spanningen, dus bijv. van scherp begrensde impulsen, verwacht kan worden, volgt hieruit nog niet. Cocking heeft wel een beschouwing opgezet om ook dit probleem te benaderen. Daarvoor verwijzen wij voorloopig naar het oorspronkelijke artikel. C.

Een nieuw accu-type

Uit Engeland komt het bericht over de uitvinding van een nieuw accutype met een celspanning van 3 tot 4 volt.

De kathode bestaat uit kwik of uit een kwikamalgama, dat achter een poreusen wand is aangebracht, of in een pot van gebakken klei. De anode bestaat uit loodoxyde in rastervorm. Als electrolyt dient een mengsel van natrium-hydroxyde en natriumsulfaat in oplossing.

Bij de lading zet zich natrium af op de kathode, terwijl het loodoxyd van de anode wordt omgezet

in peroxyde. Bij de ontlading heeft een omkeering van dit proces plaats.

Aan de kathode moet een speciale vorm gegeven worden om zelfontlading te voorkomen.