

## Over versterkers met weinig veranderende versterking<sup>1)</sup>

door J. J. Zaalberg van Zelst

Natuurkundig Laboratorium N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken  
Eindhoven-Nederland

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 19 April 1950.

### SUMMARY

This article contains a survey of methods providing a reduction of the variation of the gain of amplifiers. The methods using at least some constant network elements are divided into two groups. In those of the first group the influence of the actual change of the constants of the valves is eliminated by corrections of the input or output voltages, in those of the second group the actual change is reduced by regulating voltages derived from an auxiliary signal.

It is also shown to be possible to construct an amplifier having small variations in gain when using elements which are not constant but have a limited variation. The fundamental limits of this procedure are discussed, regarding oscillators to be selective amplifiers of noise with positive feedback.

De mate, waarin een sinusvormige wisselspanning van zekere frequentie door een bepaalde versterker wordt versterkt hangt, als men nauwkeurig kijkt, van vele factoren af. Indien bij het ontwerpen van deze versterker geen maatregelen zijn getroffen

---

<sup>1)</sup> Een deel van het behandelde werd reeds in iets andere vorm gepubliceerd in Philips Techn. T. 9 1947.



om de invloed van deze factoren te verminderen, dan zullen op korte termijn veranderingen in de voedingspanningen de ernstigste bron van wisselingen in de versterking vormen; daarnaast zal ook de temperatuur nog een rol kunnen spelen, terwijl de rol van overige grootheden - vochtigheid, luchtdruk e.d. in het algemeen bescheiden zal zijn. Op langer termijn kan het verouderen van onderdelen van veel invloed zijn: verlopen van contactpotentialen en emissie en vervormen van elektroden in de buizen, uitdrogen van electrolytische condensatoren, enz.

Vaak zal zich het geval voordoen, dat de veranderingen in versterking, die tengevolge van al deze factoren op kunnen treden, te groot, zelfs veel te groot, zijn om een dergelijke versterker met profijt te kunnen gebruiken en dat men voorzieningen zal willen treffen, die de afwijkingen van de nominale versterking kunnen reduceren. Aan hiertoe dienstige maatregelen zullen in het volgende enige beschouwingen worden gewijd.

Indien de een of andere grootte invloed heeft op de versterking en deze grootte op haar beurt afhangt van omstandigheden, die men niet beheerst, dan ligt het voor de hand, dat een eerste mogelijkheid om minder afhankelijk van deze omstandigheden te worden hierin bestaat, dat men de genoemde grootte stabiliseert en een tweede daarin, dat men de versterking onafhankelijker van haar maakt. Voedt men bijvoorbeeld de versterker uit het net, dan is hij onderworpen aan de fluctuaties van de netspanning. Tussenschakeling van een spanningstabilisator maakt de spanningsfluctuaties aan de voedingsklemmen veel kleiner dan bij directe aansluiting op het net en dus de versterking minder afhankelijk van de netspanning. Op analoge wijze werkt plaatsen in een thermostaat de invloed van de omgevingstemperatuur weg enz. Maatregelen van deze aard zijn algemeen bekend en we zullen hen dus voorbijgaan en ons bepalen tot de laatste stap in de weg, waarlangs de omstandigheden de versterking beïnvloeden. Uiteindelijk toch ontstaan alle veranderingen in versterking via veranderingen in de schakel-elementen en de buisconstanten. Maakt men de balans op tussen deze twee bronnen van inconstantheid, dan leert de praktijk, dat men voor de laatste veel meer op zijn hoede moet zijn dan voor de eerste. Vooral op lange termijn kunnen de relatieve veranderingen van de buisconstanten vele malen groter zijn dan die, welke in schakelementen behoeven op te treden. We zullen daarom voorlopig aannemen, dat men over voldoende



goede schakelementen beschikt om ze als constant te kunnen beschouwen.

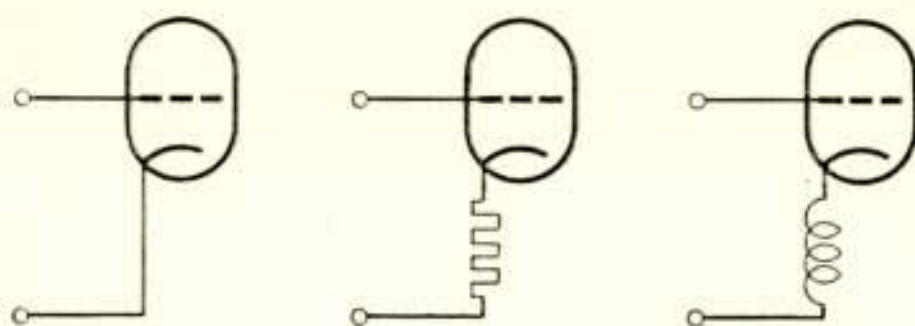
De methoden, die dienen kunnen om de invloed van de buisconstanten te verminderen, kan men ruwweg in twee groepen verdelen. De eerste groep zal die methoden omvatten, waarbij verandering in de buisconstanten bij de instelling, zoals die in de versterker gebruikt wordt, inderdaad optreedt. De schakeling is echter van die aard, dat deze verandering weinig effect heeft op de versterking.

Bij de tweede groep daarentegen veranderen wel de buisconstanten, indien de buizen bij een vaste instelling worden gebruikt — zoals b.v. bij meting op een meettafel — maar bij gebruik in de versterker wordt deze instelling zodanig geregeld, dat de buisconstanten worden teruggebracht tot hun oude waarde. Een met dit criterium gekoppeld onderscheid tussen beide groepen is, zoals later duidelijk zal blijken, dat het bij een bestaande versterker voor toepassing van de mogelijkheden van de eerste groep in principe niet nodig is in de versterker in te grijpen — men behoeft slechts aan in- en uitgangsklemmen te schakelen —, terwijl methoden van de tweede soort een dergelijk ingrijpen wel vereisen.

De het meest bekende methode ter stabilisatie van de versterking is de tegenkoppeling; zij behoort tot de eerste soort, want zij berust niet op regeling van de instelling der buizen en kan worden toegepast als men slechts in- en uitgangsklemmen van de versterker tot zijn beschikking heeft.

Tegenkoppeling is een bekend procédé, waaraan reeds veel literatuur gewijd is en het mag wel onnodig worden geacht in herhaling hiervan te vervallen. Maar het is waarschijnlijk nuttig op te merken, dat enkele uitspraken over tegenkoppeling, die men vaak hoort verkondigen, met name, dat tegenkoppeling de versterkingsverandering en de vervorming in eenzelfde mate drukt als zij de versterking vermindert, slechts betrekking hebben op bijzondere vormen, waarbij de tegenkoppeling in phase en onafhankelijk van de frequentie is en generlei algemene geldigheid bezitten. Ter illustratie diene het eenvoudige schema 1, waarin voor een paar gevallen de reductie in versterkingsverandering voor kleine variaties van de steilheid van een buis en in versterking zijn aangegeven bij tegenkoppeling over een weerstand resp. spoel in de kathodeleiding.





Versterking	$A \sim S$	$A \sim \frac{S}{1 + Sr}$	$A \sim \frac{S}{\sqrt{1 + S^2 \omega^2 L^2}}$
Relatieve verandering	$\frac{dA}{A} = \frac{dS}{S}$	$\frac{dA}{A} = \frac{dS}{S} \frac{1}{1 + Sr}$	$\frac{dA}{A} = \frac{dS}{S} \frac{S}{1 + S^2 \omega^2 L^2}$
Reductie in verandering		$\frac{1}{1 + Sr}$	$\frac{1}{\sqrt{1 + S^2 \omega^2 L^2}}$
Reductie in versterkingsverandering		$\frac{1}{1 + Sr}$	$\frac{1}{1 + S^2 \omega^2 L^2}$

Schema 1.

Men ziet, dat het gebruik van een spoel een kleiner verlies aan versterking geeft dan een weerstand bij dezelfde stabilisatie van de versterking en vooral bij sterke reductie aanzienlijk voordeliger is. Nog meer winst behaalt men als men de tegenkoppelspanning uit de anodestroom haalt via een overdrachtsimpedantie  $Z = R + jX$ .

Analoog geldt dan, dat

$$A \sim \frac{S}{\sqrt{(1 + RS)^2 + X^2 S^2}}$$

en

$$\frac{dA}{A} = \frac{dS}{S} \frac{1 + RS}{(1 + RS)^2 + X^2 S^2}.$$

Daar  $R$  bij een overdrachtsimpedantie negatief kan zijn, kan men de waarde van  $R$  zo kiezen, dat  $1 + SR = 0$ . In dat geval heeft dus een oneindig kleine steilheidsverandering geen versterkingsverandering ten gevolge. De reductie in versterking is dan  $\frac{1}{SX}$ , d.w.z. voor voldoende kleine  $X$  gaat het versterkings-

verlies over in een winst. Door eindige steilheidsveranderingen verandert de versterking wel, maar de strekking, dat men tegelijkertijd winst in constantheid en winst in versterking kan halen, blijft geldig. Nemen we als voorbeeld een buis met  $S = 10 \text{ mA/V} \pm 10\%$ , dan is de aldus tegengekoppelde buis qua mate van versterking gelijkwaardig met een niet-tegengekoppelde buis met een steilheid  $S'$  en zekere tolerantie. In de volgende



tabel vindt men voor enkele waarden van  $X$  de gegevens van deze gelijkwaardige buis:

$X =$	20	50	100	200	500	1000
$S' =$	$47,3 \pm 5,7\%$	$19,8 \pm 1\%$	$10 \pm 0,25\%$	$5 \pm 0,06\%$	$2 \pm 0,01\%$	$1 \pm 0,0024\%$

Zoals men ziet, loopt het resultaat bij deze waarden van  $X$  uiteen van een winst van 5 maal in versterking met 2 maal in constantheid tot een verlies van 10 maal in versterking met een winst van 4000 maal in constantheid.

Tegenkoppeling is een algemeen bekend procédé. Het principe bestaat hierin, dat men aan de ingangsspanning een zodanige correctie aanbrengt, dat de uitgangsspanning beter met de verlangde overeenkomt dan zonder deze correctie het geval zou zijn. Weinig bekendheid heeft daarentegen de tegenhanger, waarbij men een correctie aan de uitgangsspanning aanbrengt.

Deze correctie wordt hierbij verkregen door middel van een tweede versterker. Men heeft dus een extra versterker nodig, maar daar staat tegenover, dat er geen verlies aan versterking optreedt en dat deze hulpversterker van kleiner vermogen kan zijn, waardoor de economie vaak niet voor die bij tegenkoppeling onderdoet. Vooral een combinatie van beide methoden kan soms met veel profijt worden gebruikt.

Door middel van een geschikt netwerk ontleent men aan de uitgang van de gegeven versterker een spanning, die, als de versterking juist is, naar grootte en phase gelijk is aan het ingangssignaal. Is de versterking niet de juiste, dan zal deze spanning echter afwijken van het ingangssignaal en de verschilspanning kan nu in de hulpversterker worden versterkt en aan het uitgangssignaal van de gegeven versterker worden toegevoegd. De som van beide uitgangssignalen wordt als versterkt signaal afgenomen. De tweede versterker levert op deze wijze de correctie, die nodig is op het uitgangssignaal van de eerste.

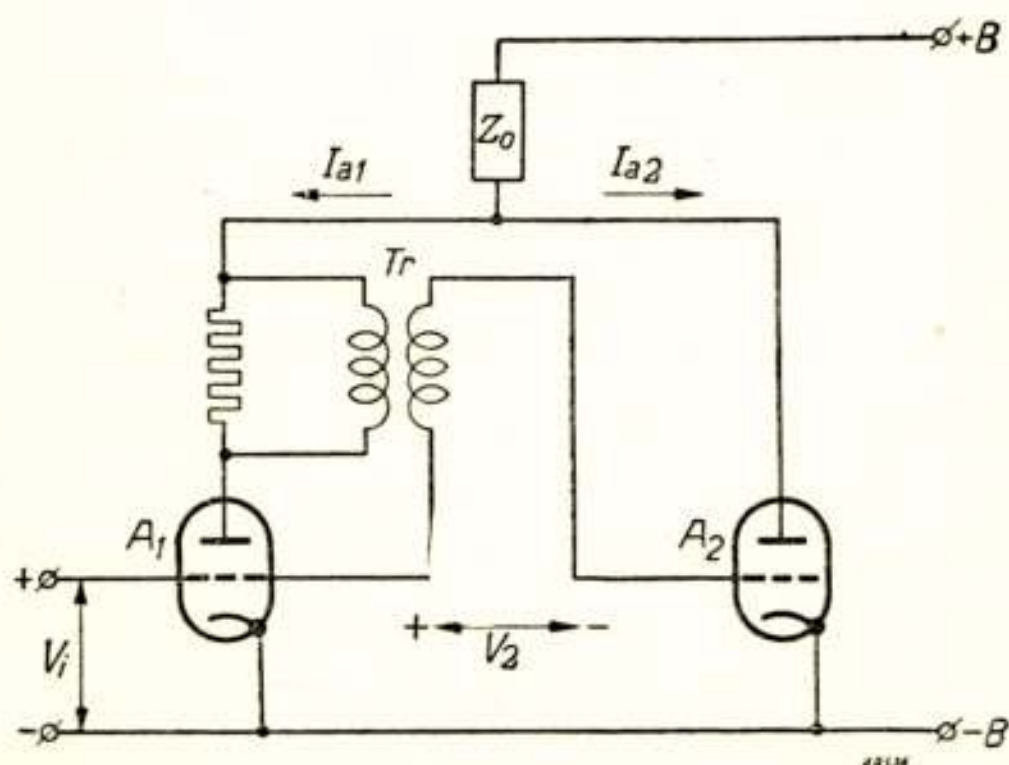
Zij  $S_0$  het ingangssignaal en  $S_1$  het uitgangssignaal van de gegeven versterker, dan is het ingangssignaal van de tweede versterker  $S_0 - \frac{S_1}{n}$ . Versterkt de tweede versterker  $n$  malen,

dan wordt het uitgangssignaal,  $nS_0 - S_1$ , gevoegd bij  $S_1$  en geeft  $nS_0$ . Wijkt de versterking van de tweede versterker iets van  $n$  af, dan geeft dit slechts een fout in de correctie. Daar bij



de berekening in het midden is gelaten, of de afwijking van het uitgangssignaal van de gegeven versterker ten opzichte van het gewenste door verschil in versterking of door vervorming wordt veroorzaakt, zo blijkt, dat ook vervorming met deze methode wordt gereduceerd.

In vele opzichten lijkt deze methode gelijkwaardig met die van tegenphase tegenkoppeling, maar ze heeft een voordeel, dat vooral bij sterke reductie van de variaties belangrijk is, n.l. het volkomen gemis aan genereergevaar, doordat nergens spanning van de uitgang van een versterker naar de ingang wordt teruggevoerd. Heeft men b.v. een versterker, waarvan de versterking door tegenkoppeling zodanig is gestabiliseerd, dat onder normale condities nog variaties tot 1% kunnen optreden, dan moet men om deze variaties nog 100 maal te verkleinen bij gebruik van alleen tegenkoppeling de versterking nog 100 maal opvoeren en ook de tegenkoppeling 100 maal verhogen. Het is duidelijk, dat de kans op genereren bij een zo sterke toename van de tegenkoppeling groot wordt. Men bereikt het gewenste resultaat door parallelschakeling van een analogen versterker volgens de geschetste methode zonder enig gevaar voor genereren. Is men met de dan bereikte nauwkeurigheid nog niet tevreden, dan kan men een derde versterker bijplaatsen en zo ad libitum. Het schema 2 geeft een situatie bij gebruik van 2 versterkers.

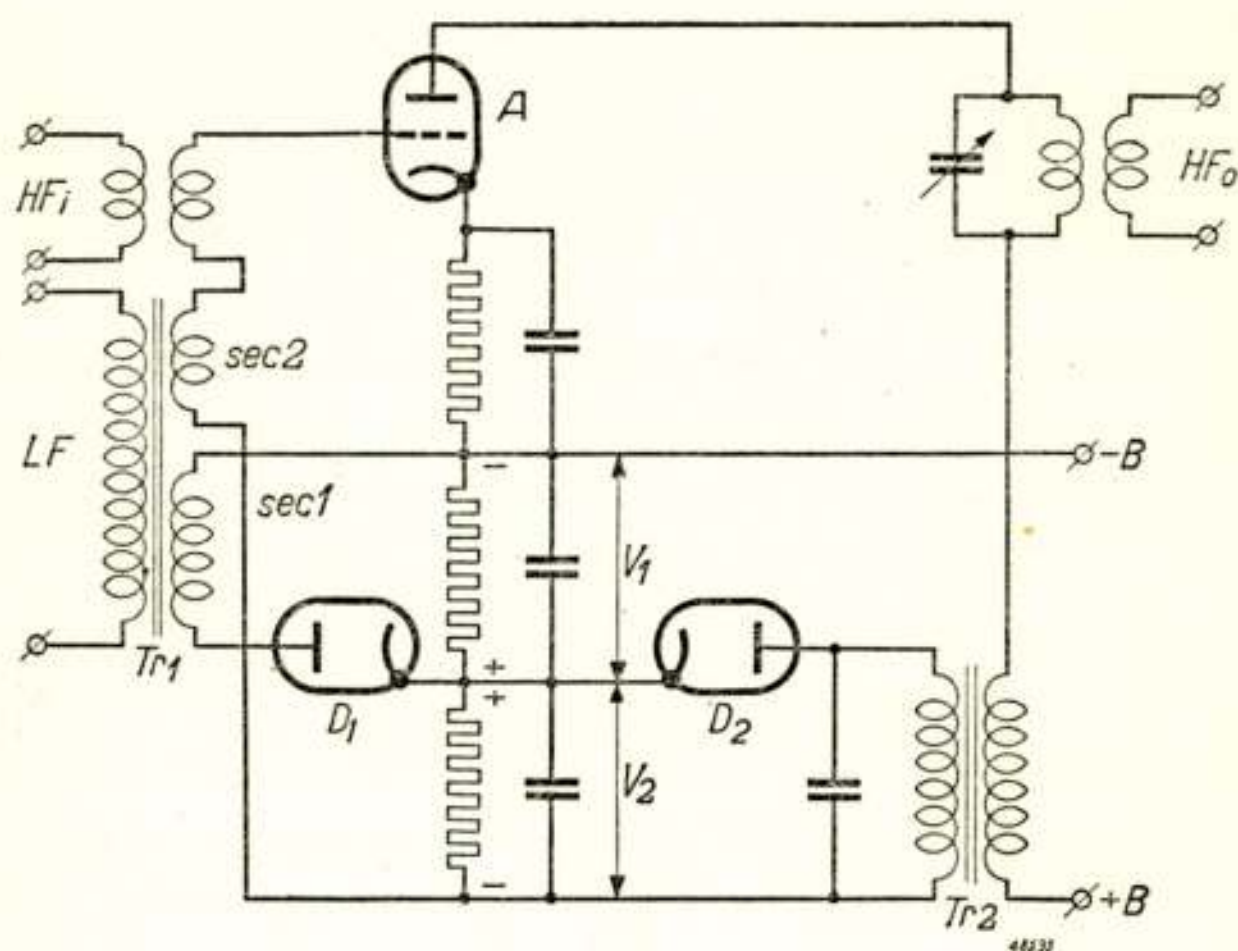


Schema 2.

Tot fundamentele bespiegelingen geeft de tweede groep van methodes aanleiding. Zoals reeds opgemerkt is, wordt bij deze groep de instelling van de gebruikte buizen zodanig geregeld, dat de versterkeigenschappen van de buis steeds vrijwel dezelfde



zijn. Om deze versterkeigenschappen tijdens het gebruik te controleren gebruikt men een hulpsignaal op een frequentie, die niet stoort. Dit hulpsignaal wordt meeversterkt en gelijkgericht. Is de versterking groter of kleiner dan de nominale, dan zal de gelijkgerichte spanning groter of kleiner zijn dan bij nominale versterking en men kan de afwijking gebruiken om de buis bij te regelen.



Schema 3.

Het schema 3 geeft een versterktrap met deze regeling weer. Het te versterken signaal is hoogfrequent gedacht en wordt door middel van bandfilters overgebracht.

Als hulpsignaal dient een laag frequente sinusvormige wisselspanning, die via een transformator met twee secundaire wikkelingen wordt ingebracht. De eerste wikkeling voert een vrij klein signaal aan de rooster van de buis toe, die het over de l.f. kring versterkt, waarna het door een diode  $D_2$  gelijkgericht wordt en een gelijkspanning  $V_2$  geeft, die evenredig is met de versterking van de buis, dus met de versterking van het h.f. signaal. De tweede secundaire wikkeling geeft een grotere spanning, die eveneens gelijkgericht wordt en wel tot een gelijkspanning  $V_1$ . De negatieve roosterspanning van de buis is  $V_2 - V_1$ . Neemt door omstandigheden de versterking, dus ook  $V_2$  toe, dan wordt de buis meer negatief ingesteld en daardoor de versterking verminderd. Hoewel deze methode goed werkt, kan men toch niet anders zeggen, dan dat ze vrij gecompliceerd

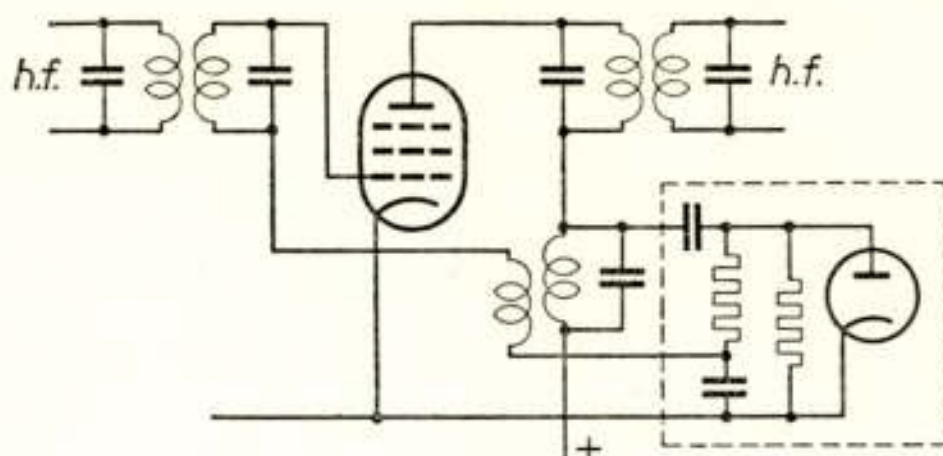


is en veel extra elementen vraagt: een l.f. spanningsbron, twee dioden en nog vele onderdelen. Bovendien moet  $V_1$  voor behoorlijke stabilisatie vrij groot zijn t.o.v.  $V_1 - V_2$ . Deze nadelen zijn te ondervangen door de hulpfrequentie door de schakeling zelf te laten opwekken, waarvoor men met veel voordeel  $R-C$ -netwerken kan gebruiken. Laat men de schakeling oscilleren, b.v. in een lagere frequentie dan die, welke men wil versterken, dan geldt toch, dat de versterking in het oscillatiecircuit rond gemeten één bedraagt, d.w.z. dat het product van alle steilheden en alle l.f. koppelimpedanties één is. Door deze betrekking is dus het product van alle steilheden vastgelegd als de reciproke waarde van het product van alle l.f. koppelimpedanties. Nu is de versterking van het gegeven signaal gelijk aan het product van alle steilheden en de koppelimpedanties van *dit* signaal, en dus geheel vastgelegd door impedanties. Het mechanisme werkt dus, als er maar oscillaties optreden en men kan de gelijkgerichte oscillatorspanning als regelspanning voor de buizen gebruiken, zodat men slechts een diode en enige schakelelementen nodig heeft. In schema 4 vindt men de uitwerking van deze methode voor één buis met  $L-C$ -oscillator, in schema 5 voor één buis met  $R-C$ -oscillator en in schema 6 voor twee buizen met  $R-C$ -oscillator. In al deze schema's wordt het hoogfrequent gedachte signaal via bandfilters toegevoerd, versterkt en afgenomen op algemeen gebruikelijke wijze. Denkt men deze h.f. bandfilters uit de schakeling weggenomen, dan blijft in schema 4 een gewone  $L-C$ -oscillator en in de schema's 5 en 6 een  $R-C$ -oscillator met één buis resp. twee buizen over, waarvan de amplitude begrensd wordt door de gelijkgerichte en afgevlakte oscillatorspanning aan de rooster van de buis als regelspanning toe te voeren, en waarvan de frequentie lager dan de te versterken frequentie is gedacht. Het omstippelde gedeelte bewerkt de gelijkrichting en eventuele afvlakking van de oscillatorspanning en werkt dus als begrenzend mechanisme.

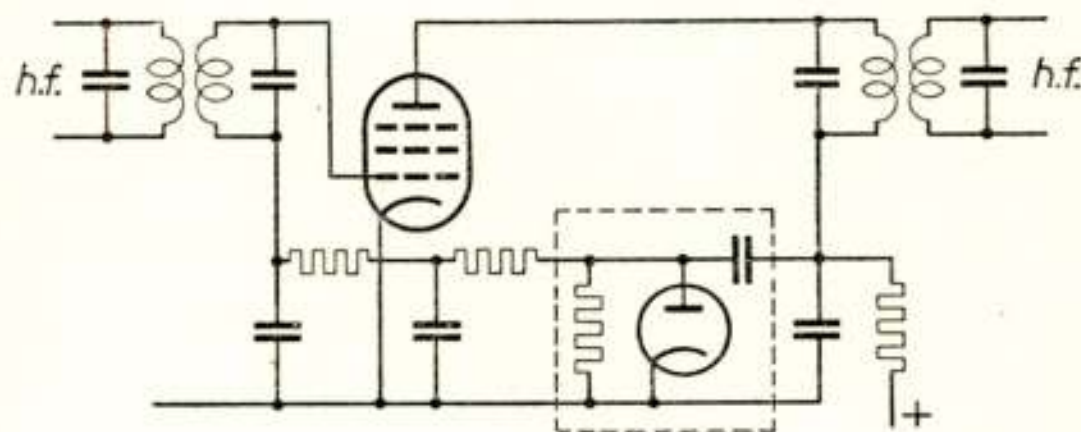
Op een paar punten moet nog de aandacht worden gevestigd. Ten eerste is er de vraag, of er modulatie van het signaal optreedt door de oscillatorspanning. In het algemeen zal dit zeker het geval zijn, maar in vele gevallen bestaat hiertegen geen bezwaar. Veelal kan men de oscillatiefrequentie zo kiezen, dat modulatiecomponenten worden uitgefilterd. Betreft het b.v. een versterker als in bovenstaande voorbeelden, die h.f. bandfilters bevat, dan kan men de oscillatiefrequentie boven de bandbreedte van deze filters kiezen. Bovendien kan men de oscillatiesterkte



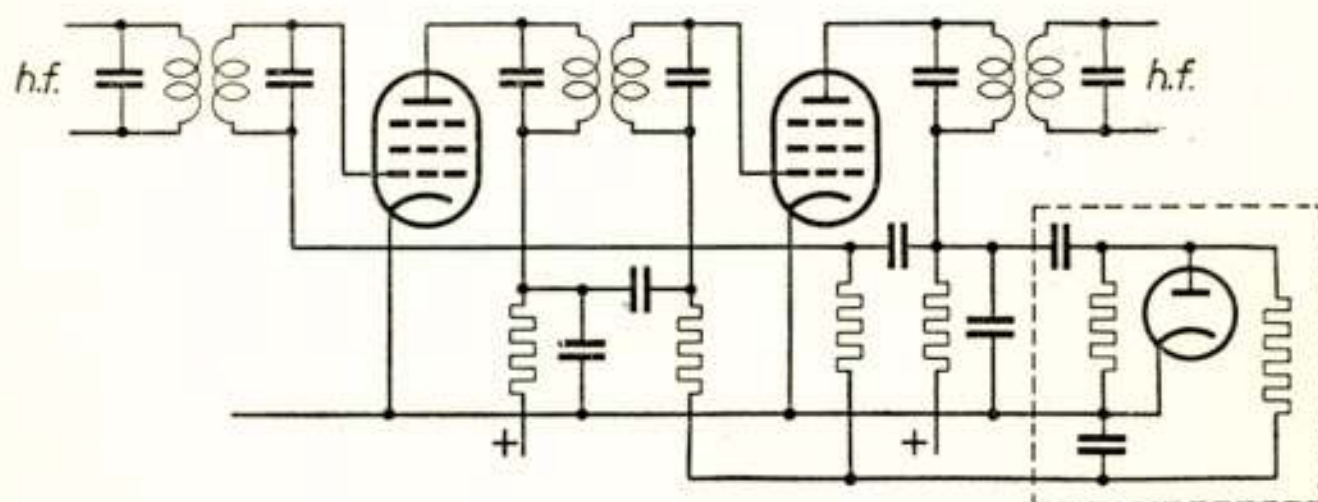
zo klein maken, dat de modulatie verwaarloosbaar is. Zou het regelsignaal hierdoor te klein worden, dan kan men de oscillatiespanning eerst in een extra buis versterken alvorens gelijk te richten.



Schema 4.



Schema 5.

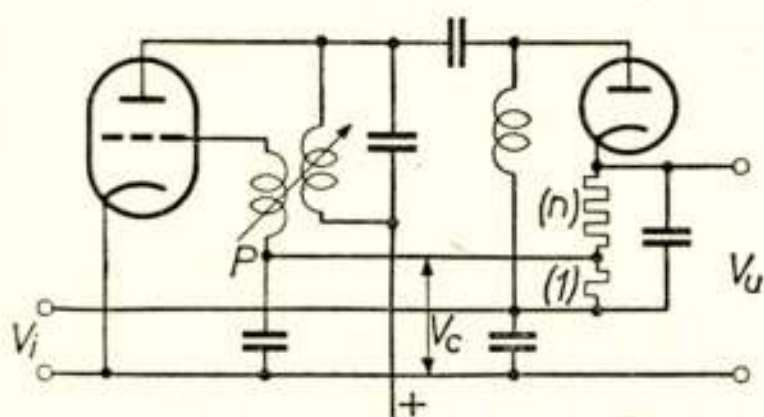


Schema 6.

Een tweede vraag is, of men in tegenstelling tot bovenstaande voorbeelden de oscillatiefrequentie hoger dan de te versterken frequentie kan leggen. In principe is dit mogelijk, mits men ervoor zorgt, dat de reactietijd van de afvlakking van de regelspanning niet alleen groot is t.o.v. de periode van de oscillator, maar bovendien groot t.o.v. de periode van het te versterken signaal. Doet men dit niet, dan beïnvloedt men de versterking van de versterker zeer nadelig door het volgende effect. Niet



alleen, dat er modulatie van het gewenste signaal door de oscillator optreedt, er treedt ook modulatie van de oscillator door het gewenste signaal op. Na detectie bevat dus de regelspanning het gewenste signaal en indien het afvlakfilter van de regelspanning dit doorlaat wordt het aan de buizen in tegenphase met het ingangssignaal toegevoerd en veroorzaakt een ongewenste tegenkoppeling. Merkwaardigerwijze kan men dan toch het gewenste signaal in stabiele mate versterkt afnemen en wel op de wijze van de schakeling van schema 7 waarin de versterking op ongebruikelijke wijze wordt verkregen. Men vindt hierin een oscillator waarvan de frequentie hoog gedacht wordt t.o.v. de signaalfrequentie en de amplitude niet te groot. Er moet voor stabiel oscilleren gelden  $S \cdot Z = 1$ , d.w.z. de schakelementen bepalen de steilheid, bij welke de buis zich



Schema 7.

zal instellen. Daarvoor moet de buis een zeer bepaalde negatieve roosterspanning hebben. De spanning van het punt  $P$  is hierdoor vastgelegd op de constante waarde  $V_c$ . Hoe groot is  $V_c$  nu, uitgedrukt in de ingangsspanning  $V_i$  en de uitgangsspanning  $V_u$ ? De spanning over de diodelekweerstand is  $V_u - V_i$ , die over het onderste deel er van dus  $\frac{V_u - V_i}{n + 1}$ .

Er geldt dus

$$V_c = V_i + \frac{V_u - V_i}{n + 1}$$

waaruit volgt, dat  $V_u = (n + 1) V_c - n V_i$ , d.w.z. de schakeling werkt als versterker met versterking  $n$ . Bij nadere beschouwing blijkt deze schakeling opgevat te kunnen worden als een tegengekoppelde versterker, waarbij de versterkte spanning ontstaat door detectie van de oscillatorspanning van een in het rooster gemoduleerde oscillator. Berekent men van dit gezichtspunt uit de versterking nauwkeuriger, dan vindt men, dat de versterking



voor kleine signalen ook nog afhangt van  $\frac{1}{S} \frac{dS}{dV_g}$  in het werkpunt van de buis, maar de invloed van deze grootte is bij lage frequenties en niet te grote  $n$  gewoonlijk in hoge mate te verwaarlozen.

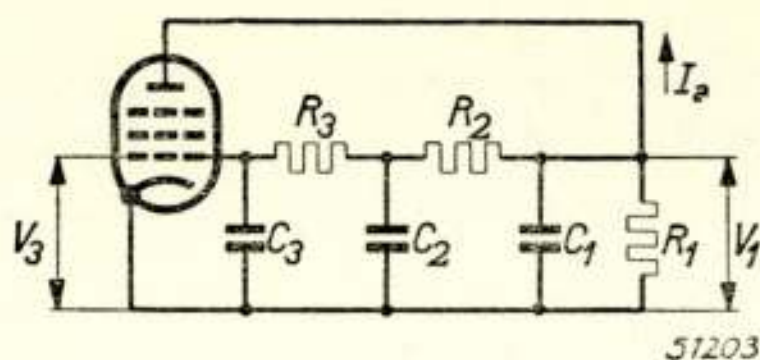
Tot nu toe is nog steeds verondersteld, dat de gebruikte spoelen, weerstanden en condensatoren constante waarden hebben. Zoals men eenvoudig na kan gaan, wordt bij vrijwel alle schakelingen volgens voorstaande principes de behaalde versterking ten naastebij bepaald door de verhouding van twee niet gecorreleerde impedanties. Dit wil dus zeggen, dat, als men de veronderstelling van het constant zijn van de netwerkelementen laat vallen, maar hiervoor in de plaats neemt de beperking, dat de relatieve afwijking van ieder netwerkelement van zijn nominale waarde in positieve of negatieve zin kleiner dan een vast getal  $t$  — verder tolerantie genaamd en klein t.o.v. 1, b.v.  $< 0,2$  verondersteld — zal blijven, men alleen reeds uit dezelfde hoofde met een relatieve afwijking  $\pm 2t$  als mogelijkheid rekening moet houden. Men kan zich nu afvragen, of het mogelijk is, tussen de beide de versterking in hoofdzaak bepalende impedanties zodanige afhankelijkheid aan te brengen, dat de relatieve afwijkingen van de versterking met zekerheid kleiner zijn dan  $\pm 2t$ , bijvoorbeeld hoogstens  $\pm t$  — hetgeen een willekeurige, maar voor de hand liggende en instructieve keuze is. Men vraagt dan eigenlijk, of er een oplossing mogelijk is van het volgende probleem:

Men kan beschikken over schakelelementen van gewenste waarde, met dien verstande, dat men ieder element slechts kan krijgen met een gegarandeerde tolerantie  $t$ .

Gevraagd wordt een schakelschema voor een versterker, waarvan de relatieve afwijking in versterking t.o.v. de nominale kleiner is dan  $t$ . Verlangd wordt nog, dat de versterking een „flink” bedrag is, zulks om oplossingen die weinig meer dan triviaal zijn — en waarvan het lege kastje met doorverbonden ingangs- en uitgangsklemmen en versterking 1 het triviaalst is — uit te sluiten, oplossingen waarvan de versterking — naar men kan aantonen — ten hoogste twee bedraagt. We zullen nu allereerst schetsen, hoe men tot een oplossing van het gestelde probleem kan komen. Daartoe gaan we uit van de oscillator-schakeling van schema 8. Hierin is ten eerste verondersteld, dat de schakeling oscilleert en dat er een niet in het schema

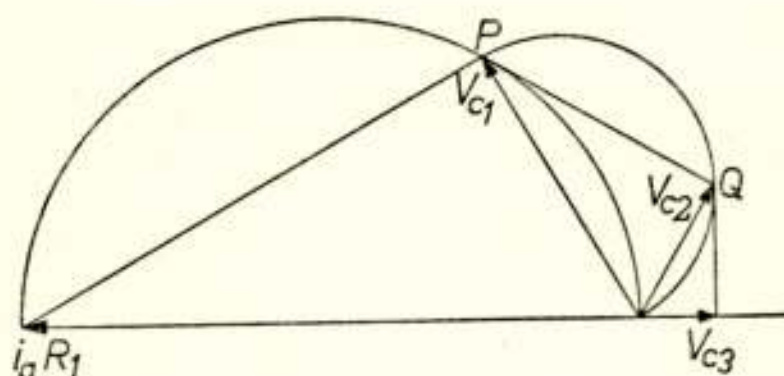


aangegeven regelmechanisme is, dat de buis regelt en de sterkte van de oscillaties daardoor beperkt. Verder moet de dimensionering zo zijn, dat de takken  $R_3$  en  $C_3$  de condensator  $C_2$  verwaarloosbaar belasten en de spanning op  $C_3$   $60^\circ$  gedraaid is



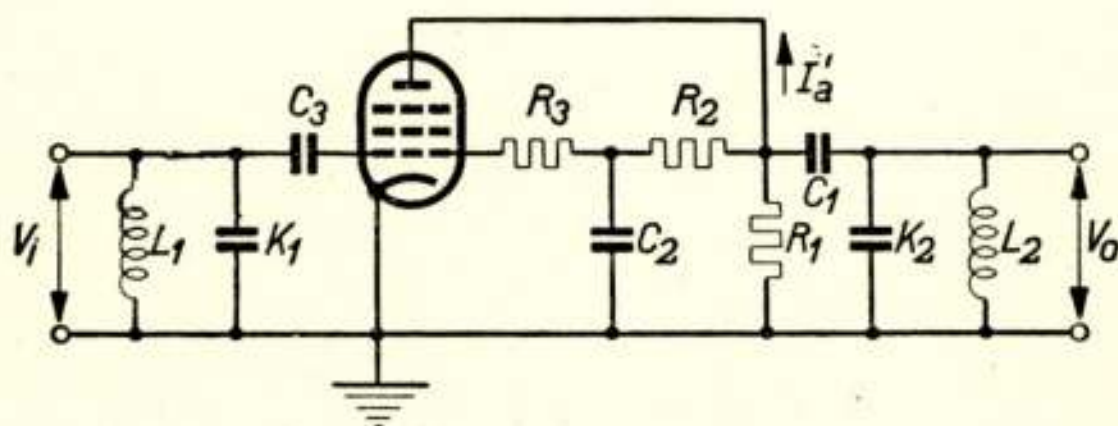
Schema 8.

t.o.v. die op  $C_2$ , evenzo de takken  $R_2$  en  $C_2$  een verwaarloosbare belasting zijn op  $C_1$  en de spanning op  $C_2$   $50^\circ$  gedraaid is t.o.v. die op  $C_1$  en ten slotte, dat de spanning op  $R_1$  en  $C_1$   $60^\circ$  gedraaid is t.o.v. de anodestroom. Voor een en ander geldt



Schema 9.

dan het vectordiagram van schema 9, waarbij  $PQ$  raaklijn is aan de grote halve cirkel en  $QR$  aan de kleine. Veranderen de elementen nu een weinig van waarde, dan zal  $P$  iets op de grote cirkel verschuiven en  $Q$  iets op de kleine. De raaklijnen

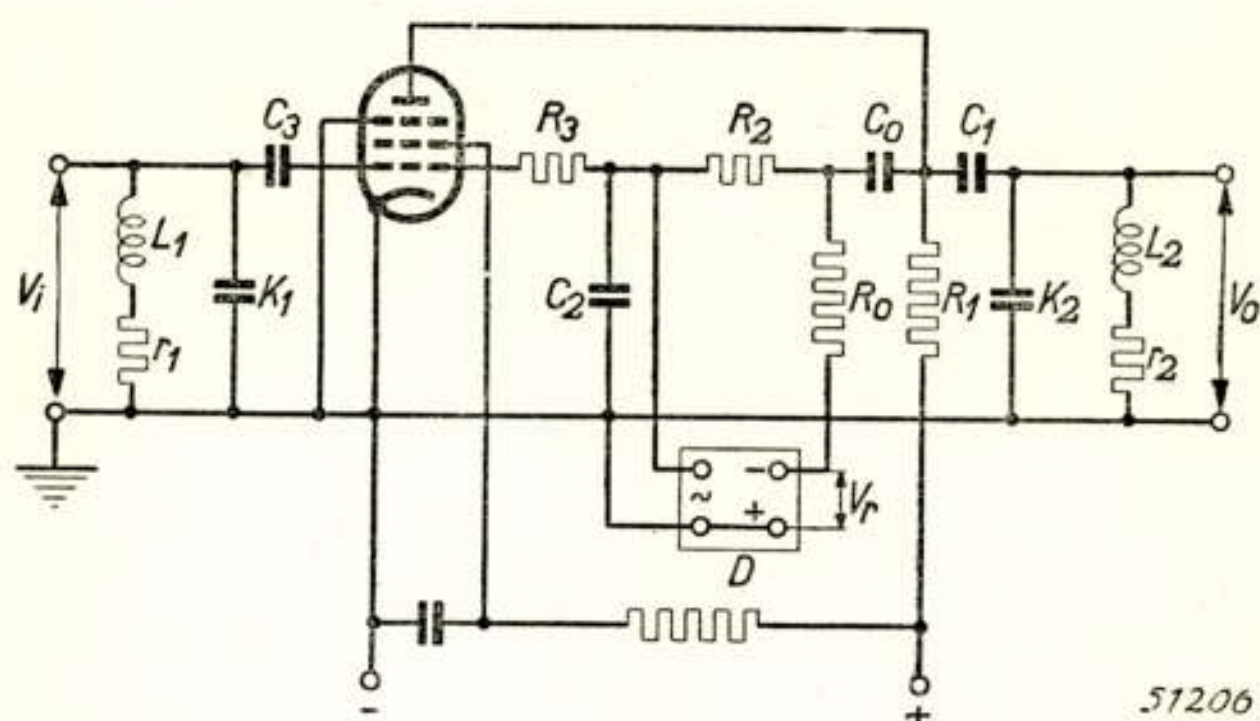


Schema 10.

veranderen hierdoor echter zeer weinig van plaats, zodat  $V_{C_3}$  slechts weinig verandert t.o.v.  $i_a R_1$ . Derhalve geldt  $V_{C_3} = i_a R_1$



$= S V_{C_3} R_i$  of  $S R_i = a$ , waarbij  $a$  ongeveer 8 is en zeer weinig van zijn nominale waarde afwijkt, als voldoende aan de gestelde eisen wordt tegemoet gekomen. Breidt men nu het schema 8 uit tot schema 10, dat voor de lage oscillatiefrequentie dezelfde eigenschappen heeft, maar inbrengen van de hoogfrequente te versterken spanning en afnemen van de versterkte



Schema 11.

De schakeling van schema 10 verder uitgewerkt. Uit oscillatiespanning aan  $C_2$  leidt het niet gedetailleerde gedeelte  $D$  van de schakeling een regelspanning  $V_r$  af, welke over de weerstanden  $R_0$ ,  $R_2$  en  $R_3$  aan het stuurrooster wordt toegevoerd, zodat de oscillatie-amplitude begrensd en steilheidsveranderingen gecompenseerd worden.  $C_0$  is een scheidingscondensator. De weerstand van de spoelen  $L_1$  en  $L_2$  is met  $r_1$  resp.  $r_2$  aangeduid; overige letters als in het vorige schema.

Als voorbeeld diene het volgende geval. Indien de waarden der onderdelen gelegen zijn tussen  $1,05 \times$  en  $1/1,05 \times$  de voorgeschreven waarden, dan is, bij een signaalfrequentie van  $3 \cdot 10^6 / 2\pi$ , de versterking  $8,1336 \pm 1\%$ , waarvoor de volgende onderdelen nodig zijn:

$R_0 =$	1 Mohm
$R_1 =$	2 004 ohm
$R_2 =$	30 000 ohm
$R_3 =$	750 000 ohm
$C_0 =$	10 $\mu F$
$C_1 =$	394 000 $pF$
$C_2 =$	24 000 $pF$
$C_3 =$	1 000 $pF$
$L_1 = L_2 =$	2 mH
$r_1 = r_2 =$	30 ohm
$K_1 = K_2 =$	55,5 $pF$

Nominale buissteilheid zonder regelspanning  $S > 6 mA/V$

Inwendige weerstand van de buis  $R_i > 1 Mohm$

De hoekfrequentie van het oscilleren bedraagt ca 2300 rad/sec.



spanning mogelijk maakt, dan is de hoogfrequente versterking hiervan, als de impedantie van de toegevoegde uitgangskring hoog genoeg is, gelijk aan  $SR_1 = a$  en dit schema voldoet dus aan de eis. Daar de afwijking van de versterking zo klein kan zijn, kan men enige trappen volgens dit schema achter elkaar plaatsen en zo meestal iedere gewenste mate van versterking bereiken. Practisch is men natuurlijk gelimiteerd door neven-effecten. Men kan de weerstanden niet onbegrensd hoog kiezen in verband met de onvermijdelijke capaciteit van deze weerstanden. Ook de spoelen zijn begrensd door hun eigen capaciteit en hun eigen weerstand en iets analoogs geldt voor alle elementen.

Toch kan men tot zeer hoge versterkingen komen met goed realiseerbare onderdelen, zoals schema 11 aangeeft, waarbij  $t = 5\%$  gekozen is en waarvan de versterking minder afwijkt van de nominale dan  $1\%$  per trap, zodat 5 à 6 trappen achter elkaar geplaatst kunnen worden met een versterking van ca 300000 voor de versterkingsvariatie  $5\%$  bedraagt.

Het doet vreemd aan, dat men hier een instrument aantreft met een eigenschap, die kleiner variaties vertoont dan ieder onderdeel, dat er in verwerkt is. Zou men iets dergelijks proberen om b.v. een constante spanning te maken, dan zou dit niet mogelijk zijn. Alle apparaten voor het leveren van een constante spanning bevatten als standaard een of andere materiaalconstante: contactpotentiaal of dergelijke, en de inconstantheid van de geleverde spanning is steeds groter dan die, waarmee deze materiaalconstante te verwezenlijken valt. Bezieet men nu ons geval nauwkeurig, dan blijkt het analoog te zijn aan het spanningsapparaat, maar met een belangrijk en essentieel verschil. Ook onze versterker bevat n.l. een standaard n.l. de rondversterking van een oscillator welke steeds één is, dus eveneens een natuurconstante, die echter door het dimensieloze karakter van „versterking”, in tegenstelling tot de spanningsstandaard immaterieel is en dus niet getroffen wordt door onze aanname, dat alle elementen de tolerantie  $t$  hebben. Dit maakt, dat de afwijkingen in versterking in principe zeer klein gemaakt kunnen worden; niet zo klein als men wil, maar wel zo klein als de afwijkingen, waarmee de versterking rond van een oscillator behept is, want deze zijn wel zeer klein, maar niet nul. Exacter gezegd: De versterking rond van een echte oscillator — d.w.z. een mechanisme, dat vrije trilling produceert — is wel precies één, maar er bestaan geen echte oscillatoren.

Wat wij in de practijk een oscillator noemen, is in werke-



lijkheid een teruggekoppelde versterker, die door het terugkoppelen een zodanige versterking en selectiviteit heeft verkregen, dat de in het circuit optredende ruisspanningen worden versterkt en gefilterd tot de oscillatiespanning. Daarvoor is een gewoonlijk wel buitengewoon hoge, maar steeds eindige versterking nodig. Deze blijkt bij berekening voor een gebruikelijke „oscillator” van de orde van  $10^{10} - 10^{12}$  te zijn, hetgeen betekent, dat de versterking rond van de oscillator niet precies 1 is, maar  $1 - \delta$ , waarbij  $\delta$  van de orde van  $10^{-10} - 10^{-12}$  is. Waar bij herhaling gebleken is, dat deze in wezen zo eenvoudige opvatting van „oscillator” die op elementaire wijze het „ruisen” en ook het „synchroniseren” ervan duidelijk kan maken, toch begripsmoeilijkheden heeft, wil ik hier nog even nader op ingaan.

Daarbij moet men opmerken, dat een grote verscheidenheid van schakelingen als oscillatorschakelingen mogelijk zijn. Vooral in de wijze, waarop de begrenzing van de amplitude tot stand wordt gebracht — roostercondensator en lek, kromming van de karakteristiek, regelspanning, van de amplitude afhangende demping van het netwerk e.a. — zijn essentiele verschillen mogelijk. Om niet een al deze gevallen omvattende en daardoor weinig overzichtelijke beschrijving te gebruiken zullen wij ons beperken tot het eenvoudig geïdealiseerde geval, waarbij de buiskarakteristiek en het netwerk lineair worden gedacht en door gelijkrichting van de oscillatiespanning een regelspanning gevormd wordt, die op in vergelijking met het oscilleren zelf zeer langzame wijze de steilheid beïnvloedt en daardoor de amplitude begrenst.

Het gebeuren wordt dan beschreven door een vergelijking, die men kan opvatten als een lineaire differentiaalvergelijking in de spanning,  $V$ , waarvan de coëfficiënten zeer langzaam — zo langzaam als men wil — kunnen veranderen. Gewoonlijk verwaarloost men de ruis — neemt het rechterlid nul — en vindt dan een stationnaire oplossing voor bepaalde waarden van de coëfficiënten en noemt dit de oscillatie. Aan de vergelijking wordt echter ook voldaan door  $V = 0$ , maar dit wordt verworpen omdat er ruis is en dus  $V$  niet nul kan zijn.

Hiermee bedriegt men zich zelf, want als er ruis is, moet men die in het rechterlid van de vergelijking in rekening brengen. Dit betekent, dat de algemene oplossing van de vergelijking ook een gedwongen trilling zal bevatten. Gaat men nu na, wat



er gebeurt, als de rondversterking groter dan één is, dan blijkt daarbij een aangroeiende trilling mogelijk naast de gedwongen trilling. Treedt deze aangroeiende trilling inderdaad op, dan zal het regelmechanisme gaan werken en de versterking rond zal worden verminderd. Dit gaat tenminste zolang door tot er geen aangroeiende trilling meer mogelijk is, d.w.z. tot de rondversterking één is geworden. Maar ook dan is nog geen stationnair zijn mogelijk, want nu is de versterking voor het geïnjecteerde signaal — de ruis —, indien dit de frequentie van de vrije trilling bevat, oneindig geworden, d.w.z. dat het regelmechanisme nog verder door zal werken en de rondversterking kleiner dan één zal worden. De vrije trilling zal nu uitdempen en er blijft een ruisversterker over, die zoveel zal versterken als nodig is om de versterkte ruis het regelmechanisme te doen onderhouden.

Men zou zich kunnen voorstellen, dat bij zeer gunstige inschakelomstandigheden de aangroeiende trilling niet op zou treden, hoewel de rondversterking groter is dan één; er zou dan alleen de eindige gedwongen trilling aanwezig zijn. Dan zou de situatie nog op een tweede wijze labiel zijn. In het gebied van rondversterking groter dan één neemt namelijk, zoals men eenvoudig kan aantonen, de sterkte van de gedwongen trilling toe indien de rondversterking afneemt. Hierdoor zal via het regelmechanisme de rondversterking nog meer af- en de gedwongen trilling nog meer toenemen en dit proces gaat door tot dezelfde situatie bereikt is als in het eerste geval.

In de meeste praktische gevallen zal het voor de oplossing slechts weinig verschil maken of men voor het rechterlid nul of de aanwezige ruis neemt. De afzonderlijke termen van het linkerlid zijn zo groot t.o.v. het rechterlid dat de invloed hiervan gering is. Indien men zich echter voor kleine effecten interesseert wordt het van belang. Wenst men b.v. iets van de ruis van oscillatoren te weten, dan komt men bij de klassieke beschouwingwijze weer voor het dilemma, dat men als men eerst de ruis verwaarloosd heeft, ze later niet zonder meer in rekening kan brengen, omdat men dan een oneindige ruis vindt. Bij de juiste beschouwing, dat het oscilleren zelf de selectief versterkte ruis is, volgt de ruis van oscillatoren als een essentieel verschijnsel. Ook het synchroniseren van oscillatoren met een uitwendig signaal is op deze wijze elementair in te zien en het mag als een indirect experimenteel bewijs voor de juistheid van de beschreven opvatting van „oscilleren” worden beschouwd,



dat de op grond hiervan berekende ruis en synchronisatievoorwaarden van „oscillatoren” met dienaangaande verrichte metingen in overeenstemming zijn.

Er is echter ook een direct experimenteel bewijs mogelijk, dat hier tot slot beschreven moge worden.

Het is bij de gebruikelijke oscillatoren aan de spanning niet te zien, of zij vrije trilling dan wel versterkte ruis is. De selectiviteit is daarvoor veel te hoog.

Men kan echter bereiken, dat de selectiviteit vrij laag wordt, door 1e een buitengewoon breed netwerk te nemen, 2e sterke ruisbronnen toe te laten en 3e de amplitude zeer klein te houden, door het regelmechanisme te laten werken van een spanning uit, die uit de „oscillatorspanning” door veel versterking wordt afgeleid. Men kan zodoende de „oscillatorspanning” van de gebruikelijke tientallen volts terug brengen tot microvolts. Tezamen met de sterke ruis bereikt men dan dat  $\delta$  van  $10^{-10}$  à  $10^{-12}$  oploopt tot veel grotere waarden, misschien  $10^{-2}$  of zelfs  $10^{-1}$ . De selectiviteit van de teruggekoppelde versterker is dan niet groot meer en men ziet op een oscillograaf geen oscillaties, maar versterkte ruis.



## Discussie

W. Metzelaar: Is het niet gemakkelijker de frequentie van de hulptrillingen hoger te kiezen dan de frequentie, waarbij de versterking constant gehouden moet worden?

Dr J. J. Zaalberg van Zelst: In principe kan men de frequentie van de hulptrilling zowel hoger als lager kiezen dan die van de te versterken trilling. Men zal in ieder geval afzonderlijk moeten overwegen of er factoren zijn, die ten gunste of ten nadele van een van deze mogelijkheden pleiten. Heeft men vrije keuze, dan is het gewoonlijk aangener de frequentie van de hulptrillingen lager te nemen, omdat het regelmechanisme dan relatief minder traag kan zijn en daardoor de gevaren op complicaties als overgenereren geringer zijn.

Ir H. de Lange: Treedt bij de versterker met laagfrequentie hulptrilling geen modulatie van hoog- op laagfrequent signaal op?

Z. v. Z.: Inderdaad zullen in het algemeen combinatiefrequenties optreden, maar daar deze gewoonlijk in onbelangrijke gebieden kunnen vallen en bovendien zwak zijn, is het meestal mogelijk hun eventuele schadelijke invloeden te niet te doen.

G. J. Rotgans: Kan de versterking in de laatst besproken schakeling (schema's 8 en 10) misschien vergroot worden door het aanbrengen van een aftakking op het element aan het roostereinde van het netwerk ( $C_1$  in schema 8)?

Z. v. Z.: Inderdaad wordt de versterking groter door het aanbrengen van deze aftakking, maar eerlijkheidshalve moet men in de aftakverhouding een tolerantie toestaan, die in volle waarde in de versterking komt, zodat de stabiliteit dan verloren gaat.

Ir de Lange: Hoe kan bij een multivibrator worden verklaard dat dit in feite geen oscillator maar een selectieve ruisversterker is?

Z. v. Z.: Voorstaande opvattingen gaan er van uit, dat de niet-lineariteit van het begrenzingsmechanisme verwaarloosbaar is. De multivibrator is essentieel in hoge mate niet-lineair. Men kan echter door het extra aanbrengen van een geschikt mechanisme de amplitude zo begrenzen dat een sinusvormige trilling optreedt. In dat geval is het duidelijk, dat het voorgaande van toepassing is. Laat men dit extra begrenzingsmechanisme weg, dan komt het er dus op neer, dat men de versterker in vervorming laat lopen. Men krijgt dan vervormingscomponenten; de differentiaalvergelijking wordt essentieel niet-lineair zodat men niet meer van vrije trillingen kan spreken dan alleen in die zin, dat het oplossingen zijn met rechterlid nul. De superpositie gaat dan verloren. Er blijft echter gelden, dat de oplossing bepaald wordt door het rechterlid, het verschijnsel blijft gedwongen. Experimenteel blijkt dit hieruit, dat de frequentie niet scherp bepaald is, maar fluctueert. De in de gewone oscillator optredende amplituderuis



wordt hierdoor het sterke begrenzend effect vrijwel weggenomen, de frequentieruis blijft.

Dr C. Mulders: Is volgens deze beschouwingen omtrent oscilleren ook een berekening van de amplitudemodulatie- en frequentiemodulatie-ruis van oscillatoren mogelijk?

Z. v. Z.: Zoals in de tekst reeds is aangeduid, leveren genoemde beschouwingen op vrij eenvoudige wijze de amplitude- en frequentiemodulatie-ruis van oscillatoren. Gegeven de schakeling, behoeft men eerst slechts de versterking te berekenen, nodig om de ruis tot de oscillatorspanning te brengen. Uit deze versterking volgt de benodigde mate van terugkoppeling en hieruit de resulterende resonantiekromme, die bij gegeven ruisbronnen het frequentiespectrum van de resulterende trilling geeft en na demodulatie dus het spectrum van de laagfrequente modulatie-ruis. Men moet nog bedenken, dat door de eindige traagheid van het regelmechanisme ( $RC$ -tijd van de gebruikelijke kringoscillatoren) dit als begrenzer werkt voor de lage modulatiefrequenties en dus uit het laag frequente amplitudemodulatiespectrum de lage frequenties zal wegnemen.

G. J. C. Donk: merkt naar aanleiding hiervan op, dat deze factoren een belangrijke rol spelen bij het ontwerp frequentiemodulatiezenders voor omroepdoeleinden, mede in verband met de hierbij overigens te bereiken hoge signaal-ruisverhouding.

D.: deelt verder mede, dat bij proeven van de Heer de Lange Dzn en hemzelf met een versterker, die gebruikt werd om ruis op een oscillograaf zichtbaar te maken inderdaad een volkomen continue overgang bleek te bestaan tussen ruis en het „oscilleren”, dat optrad, indien een geleidelijk toenemende terugkoppeling van de uitgang naar de ingang werd aangebracht.

Ir J. Bordewijk: Welke praktische toepassingen zijn er momenteel?

Z. v. Z.: De oscillerende versterker is voornamelijk toegepast in een aantal veldsterktemeters zowel niet-registrerende, waarbij het tijdrovende ijken kan vervallen, als registrerende waar het verwerken van de resultaten eenvoudiger wordt. Bovendien is het mogelijk, door in de oscillatieweg een laagfrequente verzwakker aan te brengen de gevoeligheid te varieeren zonder h.f. verzwakker. De stabiliteit van een registrerende middenfrequent-versterker met 4 buizen is destijds bepaald. Hoewel geen enkele stabilisatie in de voeding was aangebracht, verandert de versterking indien men de voedingsspanning van 220 volt op 130 volt laat zakken, minder dan 1%.







## **Uitbreiding van het reciprociteitsbegrip tot schakelingen met electronenbuizen.**

door J. L. Bordewijk

Centr. Lab. P.T.T.

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radio Genootschap op 19 Jan. 1951

### **SUMMARY**

It seems to be possible to utilize advantageously the hidden reciprocal properties of linear electrical vacuum tube-networks by introducing a new so-called: „reversional” concept. This applies to triode-networks as well as to polyode-networks.

#### *1. Inleiding.*

Electrische schakelingen die opgebouwd zijn uit weerstanden, spoelen en condensatoren, waarvan de impedanties in het werkgebied onafhankelijk zijn van de stroomsterkte noemen we: *lineaire, passieve, electrische* netwerken, in het hier volgende kortweg *passieve* netwerken. Ter gedachtenbepaling kunnen we denken aan brugschakelingen, vorkschakelingen, filters, transformatorvervangingsschema's e.d.

Komen er in deze electrische schakelingen ook *versterkerbuizen* voor dan spreekt men dikwijls van *actieve* netwerken. Dit kan verwarring scheppen daar in de vierpooltheorie ook schakelingen zonder buizen waarbij in de vierpool *onafhankelijke* energiebronnen voorkomen als actieve netwerken aangeduid worden.

We zullen in deze verhandeling in het bijzonder de electrische schakelingen met *gestuurde* energiebronnen, zoals we de versterkerbuizen met hun voeding zouden kunnen aanduiden, tot onderwerp van discussie maken, en ons daarbij vooreerst beperken tot 3-electrodenbuizen de zgn triodes, die uitgevoerd zijn met kathode, rooster en anode. Meer dan 3 electroden tellende buizen, waarvan de resterende electroden voldoende ontkoppeld zijn tegen één



van de 3 primaire electroden, zullen we ook triodes noemen.

Deze triodes zullen we karakteriseren met een enkele eventueel complexe grootheid de transadmittantie  $S$  („steilheid”).

De andere eigenschappen van een fysische triode zoals buiscapaciteiten (eventueel aardcapaciteiten) en inwendige weerstand zullen we verdisconteren d.m.v. passieve elementen in de schakeling.

We zullen deze buizen zo zwak uitsturen dat we  $S$  onafhankelijk van spanningen resp. stromen mogen onderstellen.

Om de genoemde begripsverwarring te vermijden zullen we dan spreken over lineaire elektrische triode-netwerken, in het volgende kortweg: triode-netwerken.

De theorie der *passieve* netwerken is zeer uitgebreid en heeft in de loop der ontwikkeling de beschikking gekregen over een heel arsenaal van principes en vuistregels die het berekenen van passieve structuren sterk vereenvoudigen en dikwijls op verrassende wijze het inzicht verhelderen.

We noemen hier:

- a. Superpositiebeginsel.
- b. Compensatietheorema.
- c. Reciprociteitstheorema.
- d. Theorema van  $\left\{ \begin{array}{l} \text{Helmholtz} \\ \text{Thévenin} \end{array} \right.$
- e. Dualiteitsbeginsel.

De theorie der *actieve* netwerken was tot voor kort veel minder uitgebreid.

Dit is dunkt ons voor een groot deel te wijten aan het feit, dat de triode-netwerken eerst typische *netwerk* problemen zijn gaan vertonen met het invoeren van meer en minder gecompliceerde terugkoppelschakelingen.

In het bijzonder de economische noodzaak tot het overdragen van steeds breder, uit meerdere kanalen bestaande informatie-frequentiebanden, over kabels, waarbij op regelmatige afstanden versterkers geplaatst dienen te worden, heeft de analyse van triode-netwerken gestimuleerd. Het ontwerp van deze zg. lijn-versterkers is nl. een compromis tussen het relatief klein houden van thermische en buizenruis enerzijds en het vermijden van intermodulatie op de steeds enigszins gekromde karakteristiek van de eindbuis anderzijds. Deze intermodulatie uit zich bij zeer veel kanalen ook als een soort ruis. De eerste grens geeft



hinder als we het signaalniveau aan de ingang van de versterkers *te laag* maken. De tweede grens geeft last als het niveau aan de uitgang van de versterkers *te hoog* wordt.

De genoemde twee grenzen beperken dus de grootte van de versterking en daarmee de grootte van de op te heffen kabel-damping en dus ook de maximale versterkerafstand bij gegeven bandbreedte en signaal/ruis-eis.

De economie van zulk een verreverbinding eist een zo ver mogelijk verwijden van deze grenzen, want dat betekent een minimaal aantal versterkers bij maximale bandbreedte.

De intermodulatie-ruis kan sterk gedrukt worden door het toepassen van tegenkoppeling.

Bij het invoeren van zeer brede frequentie banden bv. 4 MHz 1000 kanalen ad 4 kHz en bij gebruik van de momenteel ter beschikking staande versterkerbuizen met  $\frac{S}{C}$  verhoudingen van

ca.  $10^9 \text{ sec}^{-1}$  is het zeer moeilijk grote terugkoppelingsbedragen aan te brengen i.v.m. de stabiliteit van de versterker.

Bode heeft deze zaken prachtig geanalyseerd in zijn boek „Network analysis en feedback amplifier design” en men komt met zijn analyse voor een versterker met *enkelvoudige* tegenkoppellus tot maximale tegenkoppelbedragen voor bovenstaand geval van ca. 30 à 36 dB.

Er ligt hier een strakke fysische beperking bepaald door de  $\frac{S}{C}$  - verhouding van de buizen.

Over de theorie van terugkoppelde-versterkers met *meervoudige* lussen is nog veel minder bekend. Bode bespreekt in zijn boek de uitbreiding der netwerk theorie bij introductie van triodes, definieert enkel grootheden voor triode-netwerken die de vervormingsreductie bepalen en die tevens blijken ook zin te hebben in passieve structuren. Hij komt ten slotte o.a. tot een drietal stellingen, die hij het gegeneraliseerde Thévenin theorema noemt. Deze stellingen hebben speciaal betrekking op actieve netwerken.

Het blijkt nu mogelijk te zijn practisch *alle* bekende beginselen die voor passieve netwerken gelden, zo te definiëren, dat ze ook voor actieve structuren gelden.

Dit wordt mede bewerkstelligd door het invoeren van een nieuw begrip: „omkering” hetgeen een uitbreiding van het begrip



reciprociteit wil zijn. Hierdoor zijn we tevens in staat de 3 genoemde stellingen van Bode als één gegeneraliseerd Thévenin-theorema te schrijven dat zowel voor *actieve* als *passieve* netwerken geldt.

We beperken ons in deze voordracht tot het introduceren van dit nieuwe begrip „omkering”, na eerst in 't kort de overeenkomstige passieve theorema's aangeduid te hebben.

Aan de hand van enige voorbeelden wordt dit begrip geïllustreerd.

Tenslotte breiden we het omkeringstheorema uit tot meer-electrodenbuizen de zgn. polyoden.

## 2. Reciprociteit in passieve netwerken.

We kunnen lineaire elektrische netwerken analyseren met behulp van *maasvergelijkingen* en met behulp van *knooppuntver-*

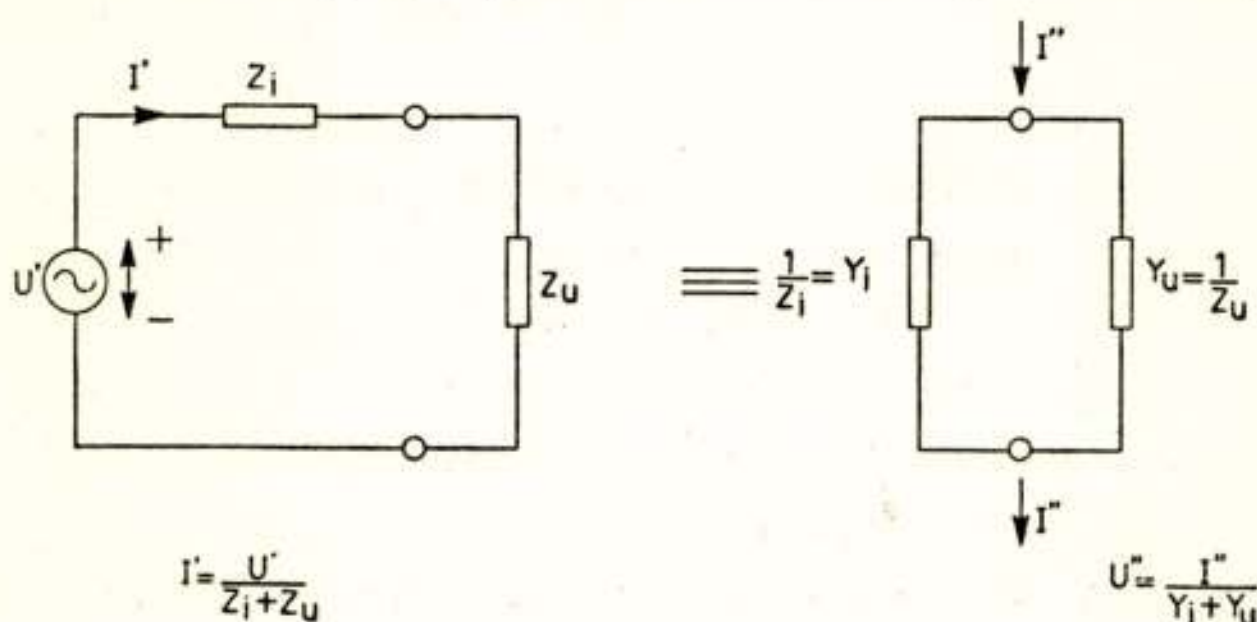


Fig. 1.

*gelijkingen*. We zullen in deze verhandeling de laatste methode kiezen omdat deze bij buizenschakelingen dikwijls tot minder rekenwerk leidt en meer bij het mechanisme van de buis aansluit. In deze knooppuntsanalyse werken we met stroombronnen en geven we de waarde der schakel-elementen aan door middel van hun admittantie  $Y = \frac{1}{Z}$ .<sup>1)</sup>

In fig. 1 is de overgang van spanning naar stroombronschakeling geïllustreerd voor een geval van één maas resp. twee knooppunten.

Deze beide schakelingen zijn equivalent wat betreft stroom en spanning over  $Z_u$  resp.  $Y_u$  mits  $I'' = \frac{U'}{Z_i}$  wordt gekozen.

<sup>1)</sup> Aangezien hier geen verwarring kan ontstaan zijn overzichtelijkshalve overal de strepen die gewoonlijk gebruikt worden ter aanduiding van een complex getal weggelaten.



We bezien nu een iets algemener passief netwerk, en wel een netwerk met 4 knooppunten. (fig. 2).

We kunnen op ieder knooppunt de wet van Kirchhoff toepassen: Als we van  $i \rightarrow j$  gaan schrijven we  $Y_{ij}$ ; omgekeerd  $Y_{ji}$ . We splitsen dus de admittantie, voorlopig symbolisch, in 2 unilaterale delen. Uiteraard blijft gelden  $Y_{ij} = Y_{ji}$ .

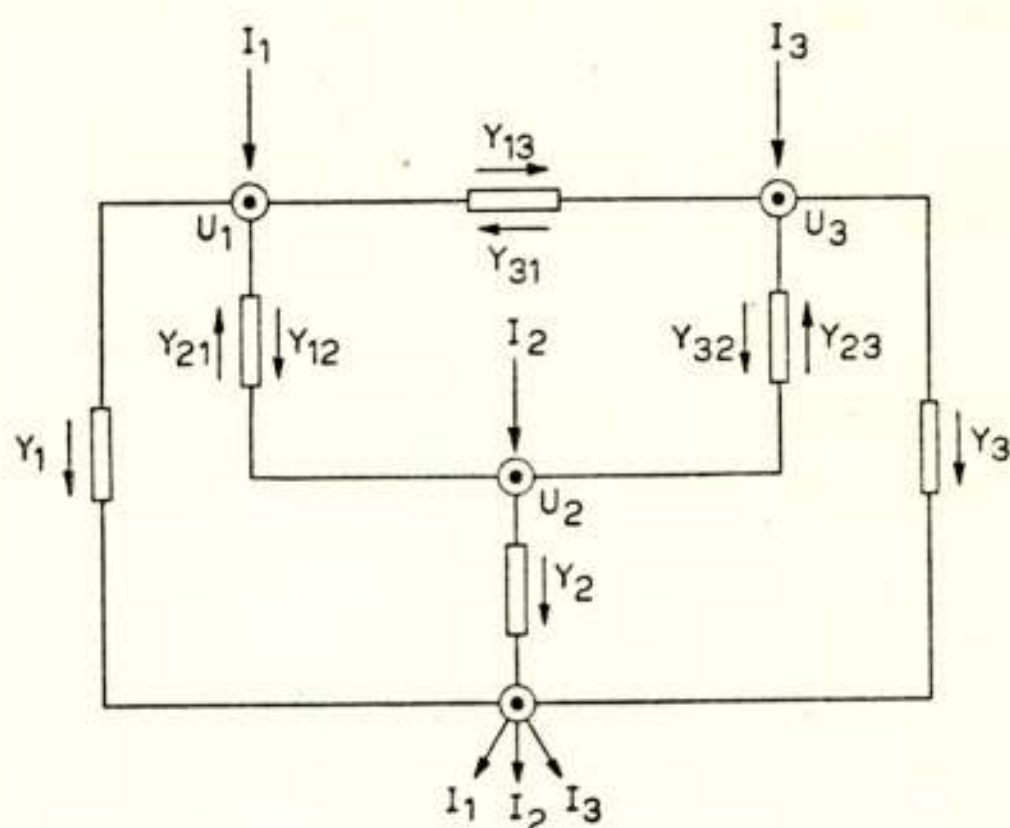


Fig 2.

$$\begin{aligned} (U_1 - U_2) Y_{12} + (U_1 - U_3) Y_{13} + U_1 Y_1 &= I_1 \\ (U_2 - U_1) Y_{21} + (U_2 - U_3) Y_{23} + U_2 Y_2 &= I_2 \\ (U_3 - U_1) Y_{31} + (U_3 - U_2) Y_{32} + U_3 Y_3 &= I_3 \end{aligned}$$

Dit kunnen we rangschikken tot:

$$\begin{aligned} U_1 (Y_1 + Y_{12} + Y_{13}) + U_2 (-Y_{12}) + U_3 (-Y_{13}) &= I_1 \\ U_1 (-Y_{21}) + U_2 (Y_2 + Y_{21} + Y_{23}) + U_3 (-Y_{23}) &= I_2 \\ U_1 (-Y_{31}) + U_2 (-Y_{32}) + U_3 (Y_3 + Y_{31} + Y_{32}) &= I_3 \end{aligned}$$

of

indien we stellen:

$$\begin{aligned} U_1 X_{11} + U_2 X_{12} + U_3 X_{13} &= I_1 & X_{11} &= Y_1 + Y_{12} + Y_{13} \\ U_1 X_{21} + U_2 X_{22} + U_3 X_{23} &= I_2 & X_{22} &= Y_2 + Y_{21} + Y_{23} \\ U_1 X_{31} + U_2 X_{32} + U_3 X_{33} &= I_3 & X_{33} &= Y_3 + Y_{31} + Y_{32} \\ & & \text{en } X_{ij} &= -Y_{ij} \text{ als } i \neq j \end{aligned}$$

Lossen we nu bv. uit deze vergelijkingen  $U_1$  op, dan vinden we:

<sup>1)</sup> Teneinde veel denk- of schrijfwerk te voorkomen zullen de symbolen  $\Delta_{ij}$  de cofactoren voorstellen dus  $\Delta_{ij} = \frac{\partial \Delta}{\partial X_{ij}}$ .



$$U_1 = I_1 \frac{\Delta_{11}}{\Delta} + I_2 \frac{\Delta_{21}}{\Delta} + I_3 \frac{\Delta_{31}}{\Delta} \quad ^1) \quad \text{waarin } \Delta = \begin{vmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} \end{vmatrix}$$

Hier zien we direct het *superpositiebeginsel* bewezen: want  $U_1$  is de som van de 3 afzonderlijke spanningen

$$U_{11} = I_1 \frac{\Delta_{11}}{\Delta}, \quad U_{21} = I_2 \frac{\Delta_{21}}{\Delta}, \quad U_{31} = I_3 \frac{\Delta_{31}}{\Delta} \quad \text{die zouden en}$$

ontstaan als  $I_1$  resp.  $I_2$  resp.  $I_3$  alléén van nul verschilt, dus

$$U_1 = U_{11} + U_{21} + U_{31}$$

Berekenen we  $U_3$  dan vinden we:

$$U_3 = I_1 \frac{\Delta_{13}}{\Delta} + I_2 \frac{\Delta_{23}}{\Delta} + I_3 \frac{\Delta_{33}}{\Delta} = U_{13} + U_{23} + U_{33}$$

Nu is per definitie  $Y_{ij} = Y_{ji}$  en dus  $X_{ij} = X_{ji}$ .

De hoofddeterminant van het systeem is dus symmetrisch t.o.v. de hoofddiagonaal:  $X_{11} - X_{22} - X_{33}$  van de determinant  $\Delta$ , en dus is:

$$\Delta_{12} = \Delta_{21}$$

$$\Delta_{23} = \Delta_{32}$$

$$\Delta_{31} = \Delta_{13}$$

Hieruit volgt dan:  $U_{31} = U_{13}$  als  $I_1 = I_3$

$$\text{of algemeen: } \frac{U_{31}}{U_{13}} = \frac{I_3}{I_1}$$

en dit is het bewijs van het z.g. *reciprociteitstheorema*.

In woorden: Indien een stroom  $I_1$  geïnjecteerd wordt in knooppunt 1 en de spanning  $U_{13}$  gemeten wordt in punt 3, dan zal bij injectie van een stroom  $I_3 = I_1$  in punt 3 de spanning  $U_{31}$  in punt 1 gelijk zijn aan de spanning  $U_{13}$ .

Dit bewijs voor een netwerk met 4 knooppunten is uiteraard zonder meer uit te breiden tot een netwerk met  $n$  knooppunten omdat ook daar  $\Delta p q = \Delta q p$  voor de algemene knooppunten  $p$  en  $q$ .

### 3. Actieve netwerken.

We gaan nu zien in hoeverre het reciprociteitstheorema nog bruikbaar is voor triode-netwerken.



Daartoe brengen we in het voorbeeld van de vorige paragraaf een triode aan met eventueel complexe „steilheid”  $S_{321}$ <sup>1)</sup>.

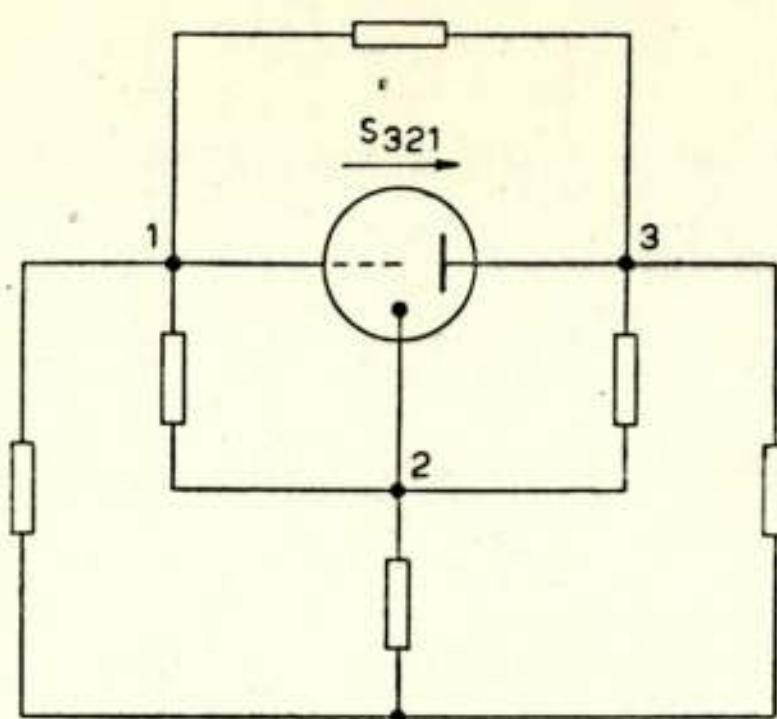


Fig. 3.

Alle eigencapaciteiten en de inwendige weerstand denken we in passieve elementen opgenomen.

De stroom van kathode naar anode zal dan bedragen:  $-S_{321}(U_1 - U_2)$ . Dus verkrijgen we het volgende vervangings-schema:

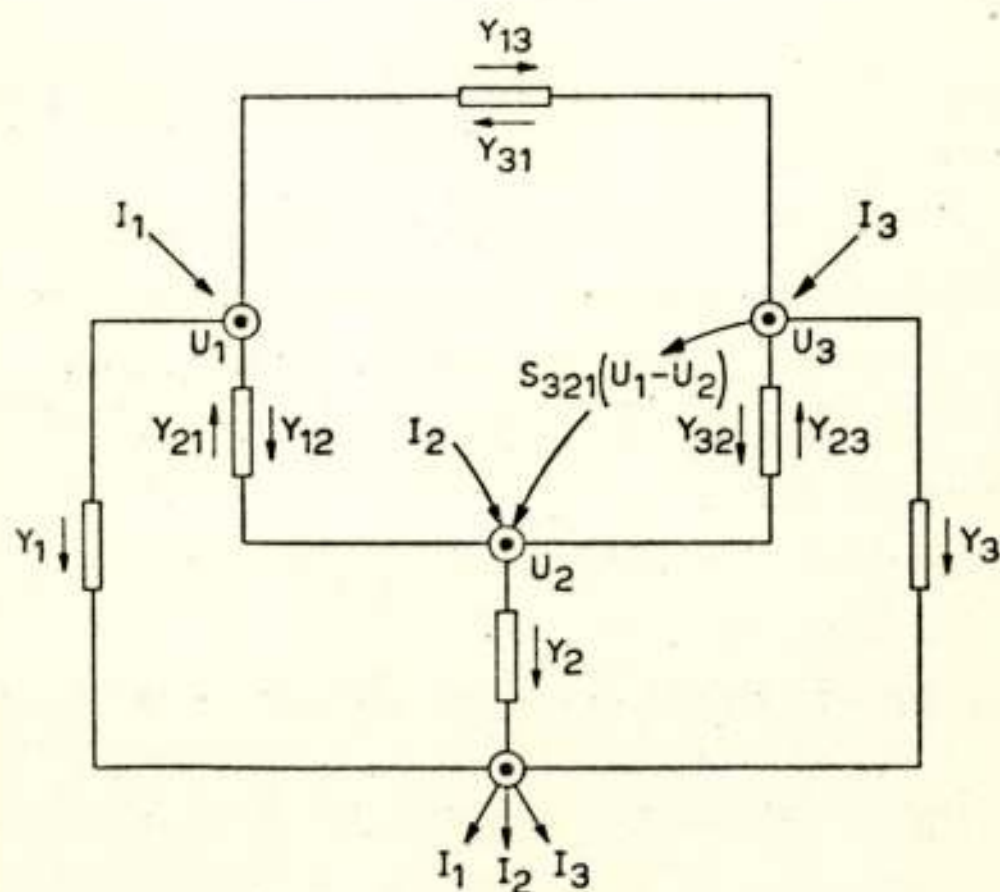


Fig. 4.

<sup>1)</sup> Indexen zijn anders gekozen dan in literatuur 2, teneinde beter aansluiting te verkrijgen bij de ingeburgerde nummering in passieve netwerken.

<sup>2)</sup> Spreek uit:  $S$  — naar 3 — over 2 — van 1.



Hiervoor gelden per knooppunt de volgende vergelijkingen:

$$(U_1 - U_2) Y_{12} + (U_1 - U_3) Y_{13} + U_1 Y_1 = I_1$$

$$(U_2 - U_1) Y_{21} + (U_2 - U_3) Y_{23} + U_2 Y_2 = I_2 + S_{321} (U_1 - U_2)$$

$$(U_3 - U_1) Y_{31} + (U_3 - U_2) Y_{32} + U_3 Y_3 = I_3 - S_{321} (U_1 - U_2)$$

of bij andere rangschikking:

$$U_1 (Y_1 + Y_{12} + Y_{13}) + U_2 (-Y_{12}) + U_3 (-Y_{13}) = I_1$$

$$U_1 (-Y_{21} - S_{321}) + U_2 (Y_2 + Y_{21} + Y_{23} + S_{321}) + U_3 (-Y_{23}) = I_2$$

$$U_1 (-Y_{31} + S_{321}) + U_2 (-Y_{32} - S_{321}) + U_3 (Y_3 + Y_{31} + Y_{32}) = I_3$$

Voor dit nieuwe stel vergelijkingen geldt weer:

$U_3 = a I_1 + b I_2 + c I_3$  en daarmee het *superpositiebeginsel*. Wat overigens bekend ondersteld mag worden.

De determinant van het triode-systeem luidt:

$$\Delta' = \begin{vmatrix} X'_{11} & X'_{12} & X'_{13} \\ X'_{21} & X'_{22} & X'_{23} \\ X'_{31} & X'_{32} & X'_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} \\ X_{21} - S_{321} & X_{22} + S_{321} & X_{23} \\ X_{31} + S_{321} & X_{32} - S_{321} & X_{33} \end{vmatrix}$$

Blijkbaar geldt nu:  $X'_{ij} \neq X'_{jij} \neq i$ .

En dus geldt blijkbaar in het beschouwde triode-netwerk het reciprociteits-theorema niet.

We kunnen echter het begrip reciprociteit *uitbreiden* door, bij het verwisselen van stroom en spanning, tegelijkertijd rooster en anode van de buis om te ruilen. Om verwarring te voorkomen zullen we dan liever spreken over *omkeringsstelling* dan over *reciprociteits-theorema*.

De determinant van *hetzelfde* systeem maar met *omgekeerde* triode zullen we  $\Delta''$  noemen. (zie fig. 5).

We kunnen nu  $\Delta''$  berekenen op dezelfde wijze als  $\Delta'$ .

$$\Delta'' = \begin{vmatrix} X''_{11} & X''_{12} & X''_{13} \\ X''_{21} & X''_{22} & X''_{23} \\ X''_{31} & X''_{32} & X''_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{11} & X_{12} - S_{123} & X_{13} + S_{123} \\ X_{21} & X_{22} + S_{123} & X_{23} - S_{123} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} X_{11} & X_{21} & X_{31} \\ X_{12} - S_{123} & X_{22} + S_{123} & X_{32} \\ X_{13} + S_{123} & X_{23} - S_{123} & X_{33} \end{vmatrix}$$

Bij de laatste overgang hebben we in  $\Delta''$  rijen en kolommen verwisseld. De waarde van een determinant verandert daarbij niet.



Als nu de waarden van  $S_{321}$  en  $S_{123}$  gelijk zijn geldt vanwege de symmetrie om de hoofddiagonaal en gezien het feit dat:

$$\begin{aligned} X_{ij} &= X_{ji} \\ \text{dat: } \Delta' &= \Delta'' \\ \text{en } \Delta'_{ij} &= \Delta''_{ji} \\ \Delta''_{ij} &= \Delta'_{ji} \end{aligned}$$

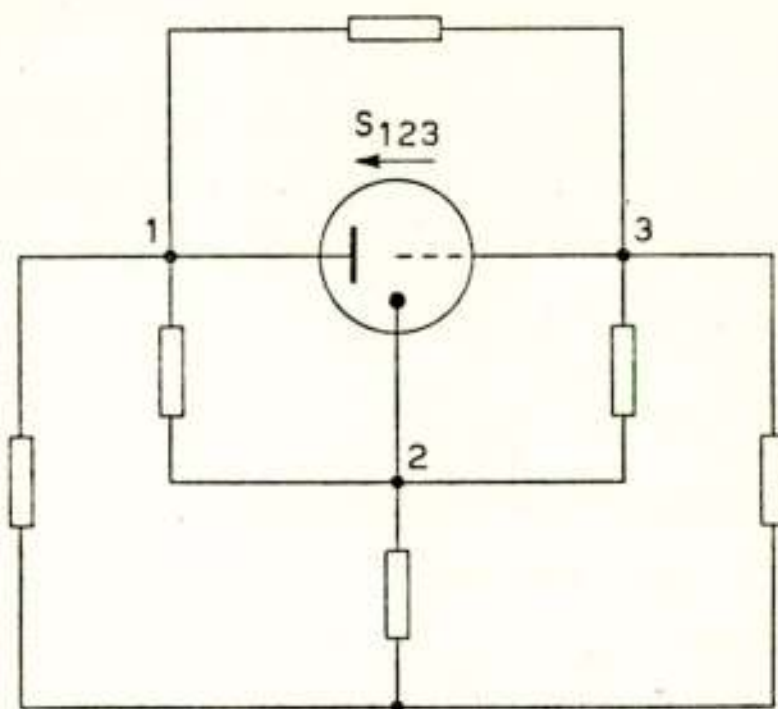


Fig. 5.

In dit geval geldt dus daar:

$$U'_3 = I'_1 \frac{\Delta'_{13}}{\Delta'} \text{ voor het netwerk van fig. 3}$$

en  $U''_1 = I''_3 \frac{\Delta''_{31}}{\Delta''}$  voor het omgekeerd netwerk dat in fig. 5 is afgebeeld.

dat  $\frac{U'_3}{I'_1} = \frac{U''_1}{I''_3}$  Dit kan ook bewezen worden voor een netwerk met  $n$  knooppunten en een willekeurig aantal triodes. (zie litt. 2)

Algemeen in woorden luidt nu *stelling I*:

Indien in een lineair electrisch triodennetwerk met knooppunten  $i$  en  $j$ , een stroom  $I_i$  aanleiding geeft tot een spanning  $U_j$  in punt  $j$ , dan geeft een stroom  $I_j$  een zodanige spanning  $U_i$  in punt  $i$  dat  $\frac{I_i}{U_j} = \frac{I_j}{U_i}$  indien met het verwisselen der stroom-injectiepunten tegelijkertijd de roosters en anodes van alle triodes verwisseld worden.

De *omkeerstelling* voor triodenetwerken onthult nog een merk-



waardig verschijnsel, dat bij passieve netwerken ook optreedt doch daar triviaal is.

Als bijzonder geval geldt nl. ook  $\frac{U'_p}{I'_p} = \frac{U''_p}{I''_p}$ .

Ook dit kan voor netwerken met meer triodes bewezen worden.

Algemeen in woorden luidt deze stelling:

II. De admittantie van een knooppunt naar aarde is invariant voor gelijktijdige verwisseling van roosters en anodes in *alle* triodes.

De stellingen I en II resp. voor transadmittanties en admittanties opgesteld gelden ook voor transimpedanties resp. impedanties zoals bij een spanningsbronanalyse van het netwerk bewezen kan worden. (zie litt. 2)

#### 4. Illustraties van de stellingen voor triode-netwerken.

Ter illustratie van de nieuwe omkeerstellingen kunnen we enkele voorbeelden aanvoeren.

Evenals bij het passieve reciprociteitstheorema lijkt het, dat de belangrijkste toepassingen liggen bij algemene analyses van netwerken.

Doch ook in eenvoudiger gevallen, geven de stellingen ons een inzicht in de aequivalentie resp. analogie in eigenschappen van bepaalde versterker of oscillatorschakelingen.

Bij versterkerschakelingen treden ev. symmetrie eigenschappen van de schakeling die bij *afwezigheid* van de triodes optreden, nu ook bij *aanwezigheid* van de triodes aan het licht.

Tenslotte kan ook de meetpraktijk soms voordeel trekken uit een omkering, zij het ook dat deze slechts als gedachten-experiment behoeft te worden uitgevoerd.

I. Als eerste voorbeeld zullen we kiezen een vergelijking van de bekende anodebasis- en roosterbasisschakeling, wat op zichzelf een vrij triviaal geval is:

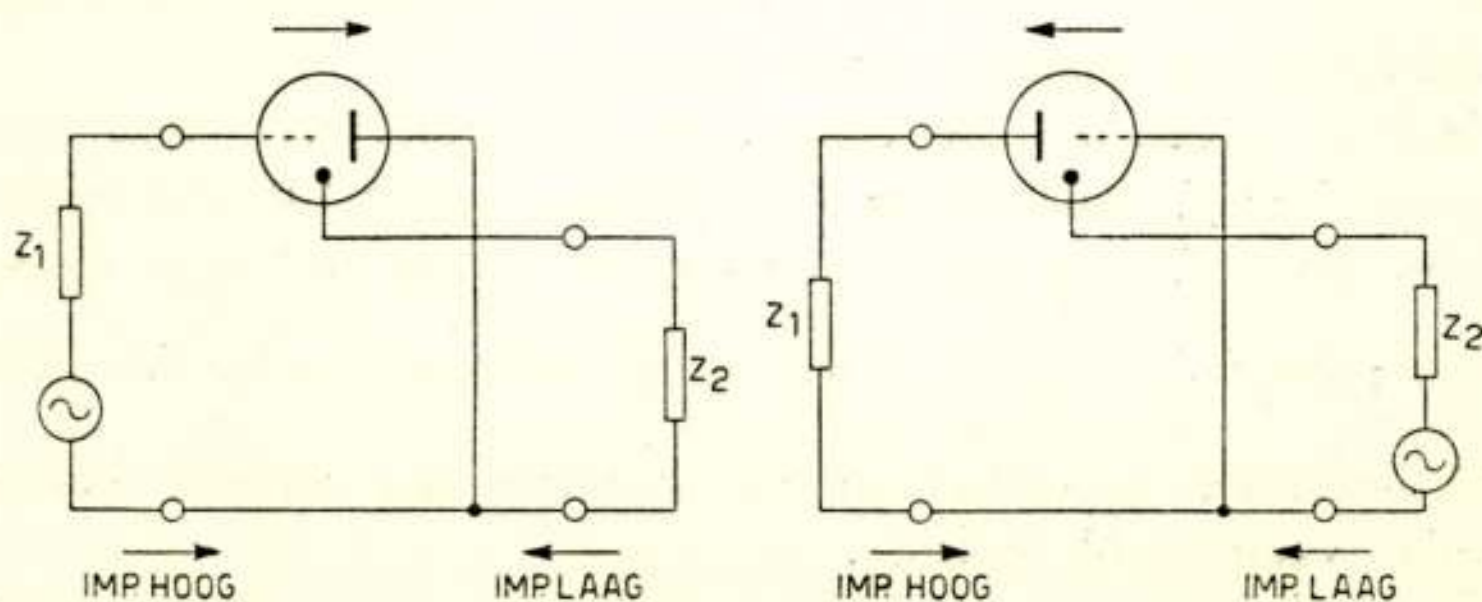


Fig. 6.



De uitgangsadmittantie van de kathodevolger resp. ingangsadmittantie van de „grounded-grid” zijn zoals bekend beide gelijk aan  $S$  wat de invariantie van de zelfadmittantie bij verwisseling van rooster en anode illustreert. Bekend is de hoge ingansimpedantie van de kathodevolger. De uitgangsimpedantie van de „grounded grid” is dus ook hoog op grond van omkeerstelling II.

Het reële deel van de ingangsimpedantie van een kathodevolger kan negatief zijn t.g.v. kathode-aarde capaciteit en de ingangskring ontdempnen.

Hetzelfde geldt dus voor de uitgangsimpedantie van de grounded-grid op grond van stelling II.

„De transmissie eigenschappen van beide schakelingen zijn blijkbaar bij berekening van één der schakelingen vastgelegd.

II. Een tweede eenvoudig voorbeeld bevat een vergelijking van twee oscillator-schakelingen met trillingskring in anodeketen resp. in roosterketen.

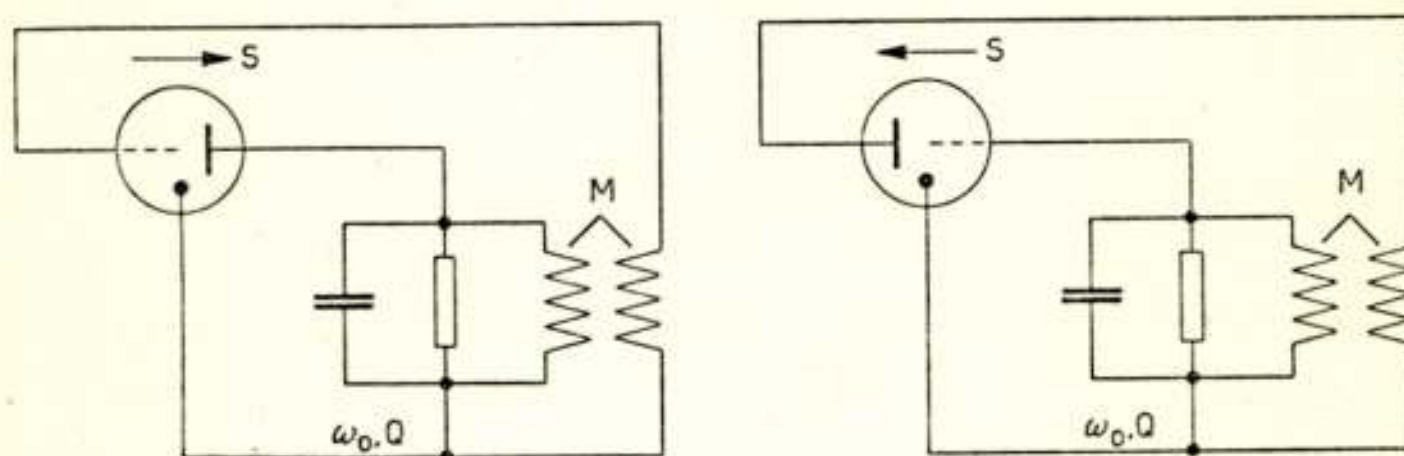


Fig. 7.

De genereervoorwaarden voor beide schakelingen luiden:

$$\omega_0 \cdot M \cdot s Q = 1 \quad \text{en} \quad \omega_{res} = \omega_0$$

III. Als derde voorbeeld kiezen we een versterker met twee buizen (eventueel ook: 4, 6, 8, 10 enz.).

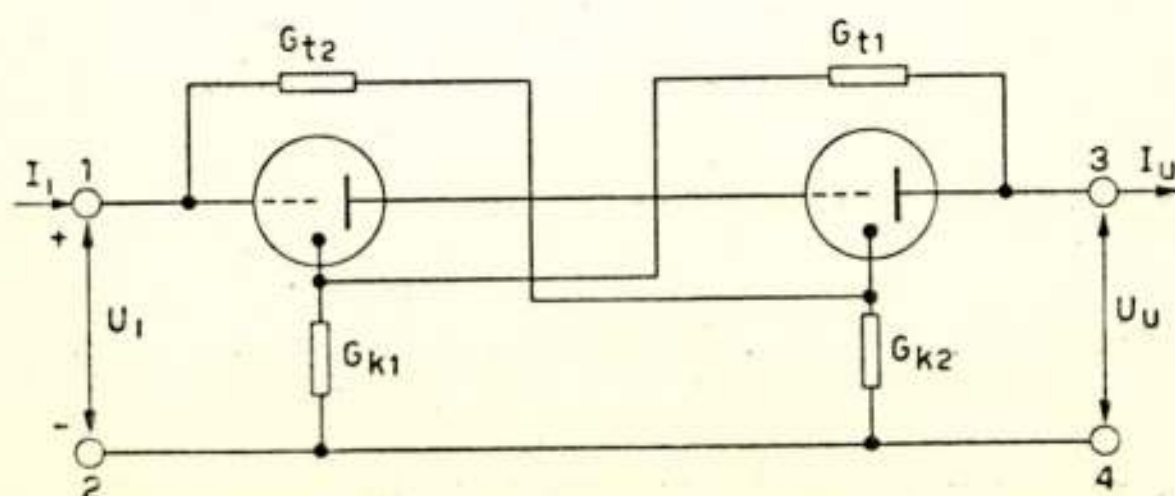


Fig. 8.



Als de steilheden van deze twee buizen voldoende groot zijn, is de uitgangsspanning practisch evenredig met de ingangsspanning en wel is  $\frac{U_u}{U_i} \sim \frac{G_{k1}}{G_{t1}}$  als o.a.  $G_{k1} \gg G_{t1}$ ,  $G_k = \frac{1}{R_k}$ ,  $G_t = \frac{1}{R_t}$ .

Ook geldt:  $\frac{I_u}{I_i} \sim \frac{G_{k2}}{G_{t2}}$  zodat  $\frac{U_i}{I_i} \sim \frac{U_u}{I_u}$  als  $\frac{G_{k1}}{G_{t1}} = \frac{G_{k2}}{G_{t2}}$  met andere woorden, we meten aan de ingang van deze versterker dezelfde admittantie als die admittantie, die we aan de uitgangsklemmen aansluiten. Keren we deze schakeling om, dan gebeurt er in principe niets t.g.v. de passieve symmetrie. Maar aangezien bij *omkering* de admittantie aan de uitgangsklemmen 3—4 naar de versterker toegemeten ook niet verandert, meten we in de normale toestand aan de uitgangsklemmen ook de admittantie waarmee de klemmen 1—2 worden afgesloten.

IV. We kunnen nu de versterker uit voorbeeld III opnemen in een transmissielijn.

Gezonden wordt uit  $\bar{Z}$ : afgesloten met  $R$ .

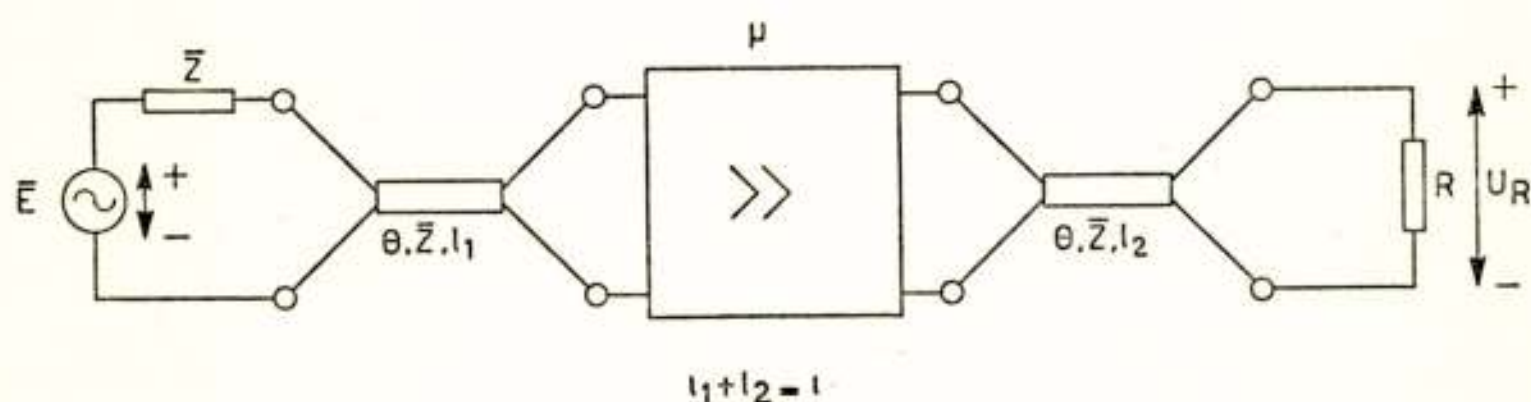


Fig. 9.

We vragen nu naar de spanning  $\bar{U}_R$  over  $R$ .

Rekenen van links naar rechts is hier moeilijk. We *keren* dus de schakeling *om* en vinden dan onmiddellijk:

$$\bar{I}_Z = \bar{E} \frac{Z}{R + Z} \cdot \varepsilon^{-l_2 \theta} \cdot \mu \cdot \varepsilon^{-l_1 \theta} \cdot \frac{1}{\bar{Z}}$$

Dus de gevraagde spanning is:

$$\bar{U}_R = R \cdot I_R = R \cdot \bar{I}_Z = \mu \bar{E} \frac{R \bar{Z}}{\bar{Z}(R + \bar{Z})} \cdot \varepsilon^{-l \theta}.$$

V. Als vijfde voorbeeld zullen we de omkeerstelling gebruiken om snel een stelling afleiden die Bode gebruikt bij zijn



analyse van tegengekoppelde versterkers met meerdere lussen. (zie lit. 1, pag. 85)

Bij deze analyse wordt de variatie in de steilheid van een buis nagegaan op de transmissie-eigenschappen van de versterker. Daarbij is het nuttig om de betreffende buis puur als reken-grootheid een zodanige complexe steilheid  $S_o$  (transadmittantie) toe te kennen, dat wanneer aan de ingang gezonden wordt de uitgangsspanning nul is d.w.z.  $U_u = 0$ .

We noemen dan  $Y_i$  en  $Y_u$  geconjugeerd.

De bedoelde stelling luidt nu:

De transmissie van de anode van de betreffende buis naar de uitgang is onafhankelijk van de waarde van  $Y_i$  als  $S = S_o$ .

We bewijzen dit nu als volgt: keer alle triodes om en zendt in punt  $u$ . Dan is  $U_i = 0$  op grond van stelling I. Dus  $U_a$  is dan onafhankelijk van de waarde van  $Y_i$ .

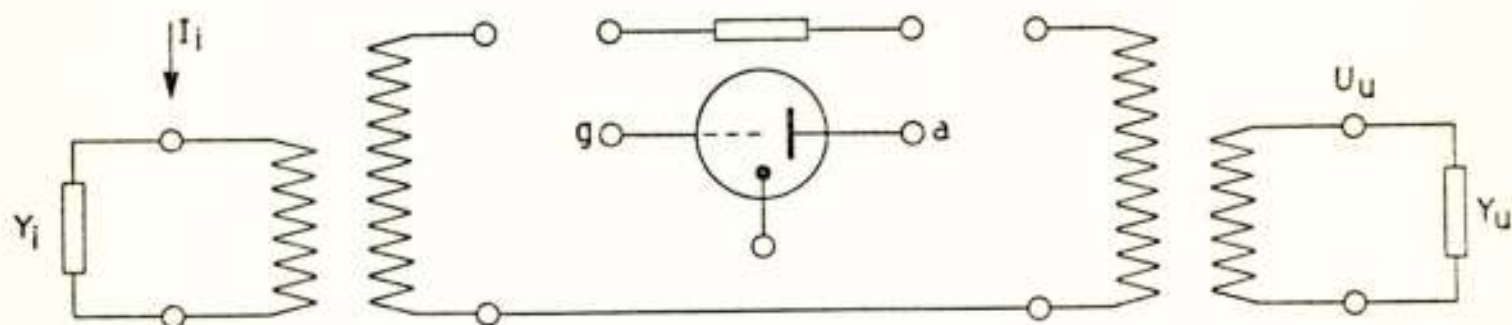


Fig. 10.

Dan is dus ook na nogmaals *omkeren*  $U_u$  onafhankelijk van de waarde van  $Y_i$  als we in  $a$  zenden, volgens de omkeerstelling I.

#### VI. Tenslotte nog een toepassing uit de meetpraktijk:

In fig. 11 is de uitgangstrap van een breedbandversterker, die vanaf een kathodeweerstand van de eindbuis wordt tegengekoppeld.

Om de transmissie eigenschappen van de transformator te bepalen, zouden we met een constante stroom  $I$  in de primaire van de uitgangstransformator kunnen zenden en de spanning  $U_R$  over  $R$  kunnen bepalen.

We kunnen dit doen door te zenden op het rooster van de eindbuis, doch vinden dan de someigenschappen van buisschakeling en transformator, wat ongewenst kan zijn.

We kunnen nu een *omkering* toe passen en de stroom  $I$  injecteren bij  $R$  en als  $R$  een reële weerstand is mogen we ook



in serie met  $R$  een e.m.k.  $IR$  plaatsen en de spanning meten die ontstaat over de primaire van de transformator.

Helaas moeten bij een *omkering* ook alle buizen *omgekeerd* worden en dat is in een praktische schakeling ondoenlijk.

Er is nu echter een gelukkige omstandigheid en dat is dat

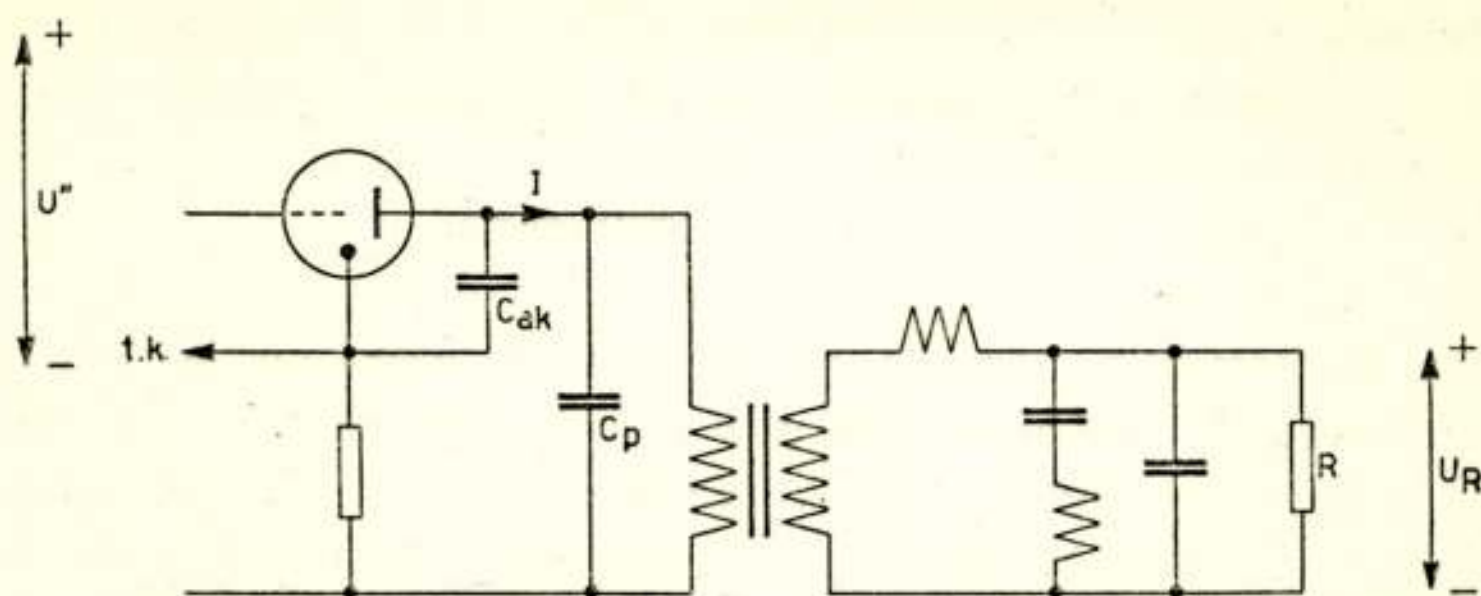


Fig. 11.

de impedantie waarmee we de versterker vanaf de transformator zien invariant is bij een *omkering*.

We kunnen dus *alle* buizen in de oude *status* laten en meten toch exact de juiste transmissie.

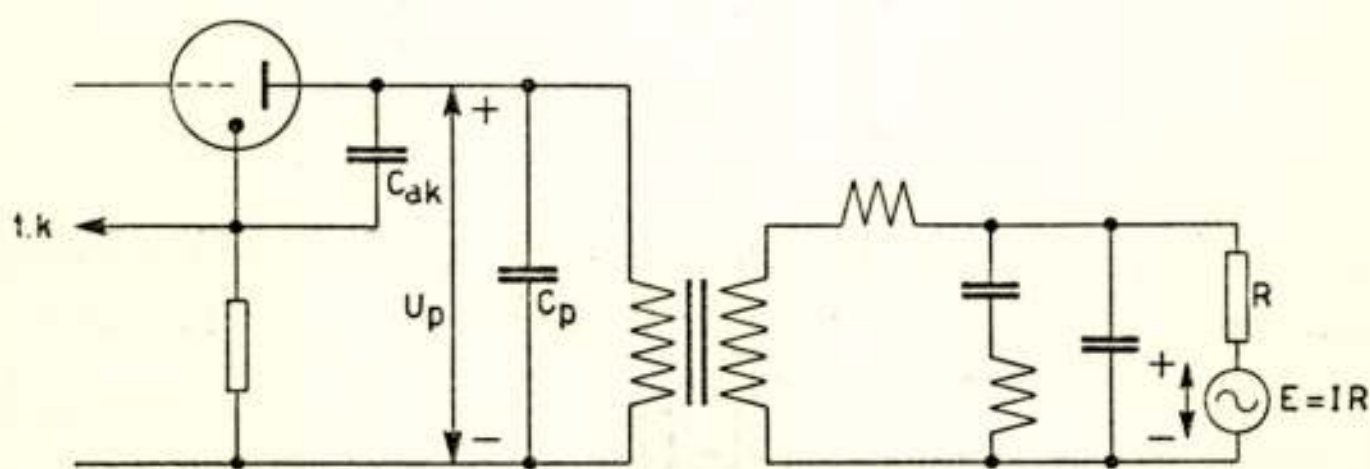


Fig. 12.

want

$$\frac{U_R}{I} = \frac{U_p}{E/R} = \frac{U_p}{I}.$$

### 5. Omkeerstellingen voor polyodes.

De toepassing van een omkering op buizen met meerdere elektroden lijkt fysisch minder logisch. Een penthode zou bijv. veranderen in een volkomen ander soort buis nl. een buis met twee stuurroosters op de plaatsen van schermrooster resp. anode.

Zoals we bij de illustraties in par. 4 zagen, zijn er een aantal



toepassingen waarbij op snelle wijze een bewijs geleverd kan worden via *twee* omkeringen.

In dat geval komt het netwerk weer in de oude, fysische betekenis hebbende, toestand terug.

Het is hierom dat we ook de polyoden in dit onderzoek betrekken.

We denken dus aan een buis met  $n$  electroden 1, 2, 3, ...,  $p$  ...  $n$ .

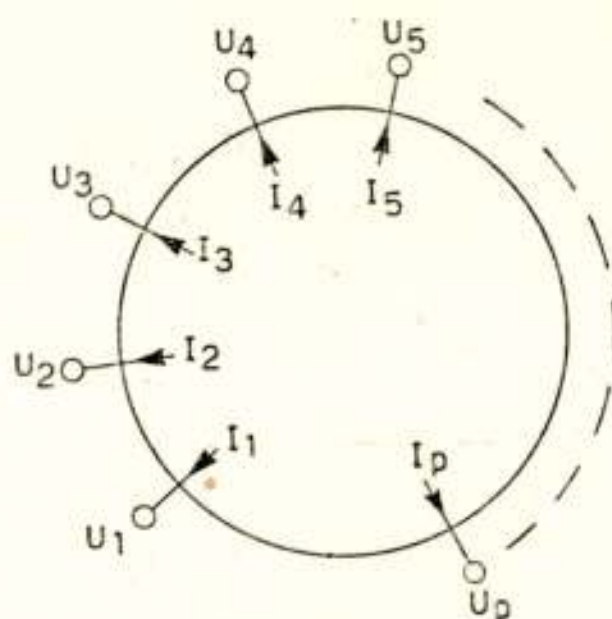


Fig. 13.

We beperken ons weer tot kleine sinusvormige wisselspanningen en stromen van één enkele frequentie en kunnen dan schrijven.

$$I_1 = S_{11} U_1 + S_{12} U_2 + S_{13} U_3 + \dots S_{1n} U_n$$

$$I_2 = S_{21} U_1 + S_{22} U_2 + S_{23} U_3 + \dots S_{2n} U_n$$

$$\vdots$$

$$I_n = S_{n1} U_1 + S_{n2} U_2 + S_{n3} U_3 + \dots S_{nn} U_n$$

De coëfficiënten  $S$  kunnen complex zijn. Onder bovengenoemde voorwaarden is dit stelsel-vergelijkingen af te leiden uit de polyode-vergelijkingen, die voor een punt  $p$  van de polyode in algemene vorm als volgt luiden:

$$f_p \left( i_p, \frac{di_p}{dt}, \frac{d^2 i_p}{dt^2}, \dots \right) = F_p \left\{ \left( U_1, \frac{du_1}{dt}, \frac{d^2 u_1}{dt^2}, \dots \right) \left( U_2, \frac{du_2}{dt}, \frac{d^2 u_2}{dt^2}, \dots \right) \right. \\ \left. \dots \left( U_p, \frac{du_p}{dt}, \frac{d^2 u_p}{dt^2}, \dots \right) \dots \left( U_n, \frac{du_n}{dt}, \frac{d^2 u_n}{dt^2}, \dots \right) \right\}$$

We kunnen nu blijkbaar de polyode vervangen door  $n(n-1)$  triodes die alle de kathode aan aarde hebben. Kiezen we nl. punt  $p$  als roosterpunt van een aantal triodes dan kunnen we aan elk der resterende  $(n-1)$  electroden een anode bevestigen. En dit kunnen we  $n$  maal herhalen vanuit elk der  $n$  electroden



Deze trioden geven aanleiding tot hetzelfde stelsel vergelijkingen bij keuze van de juiste waarden van de steilheden.

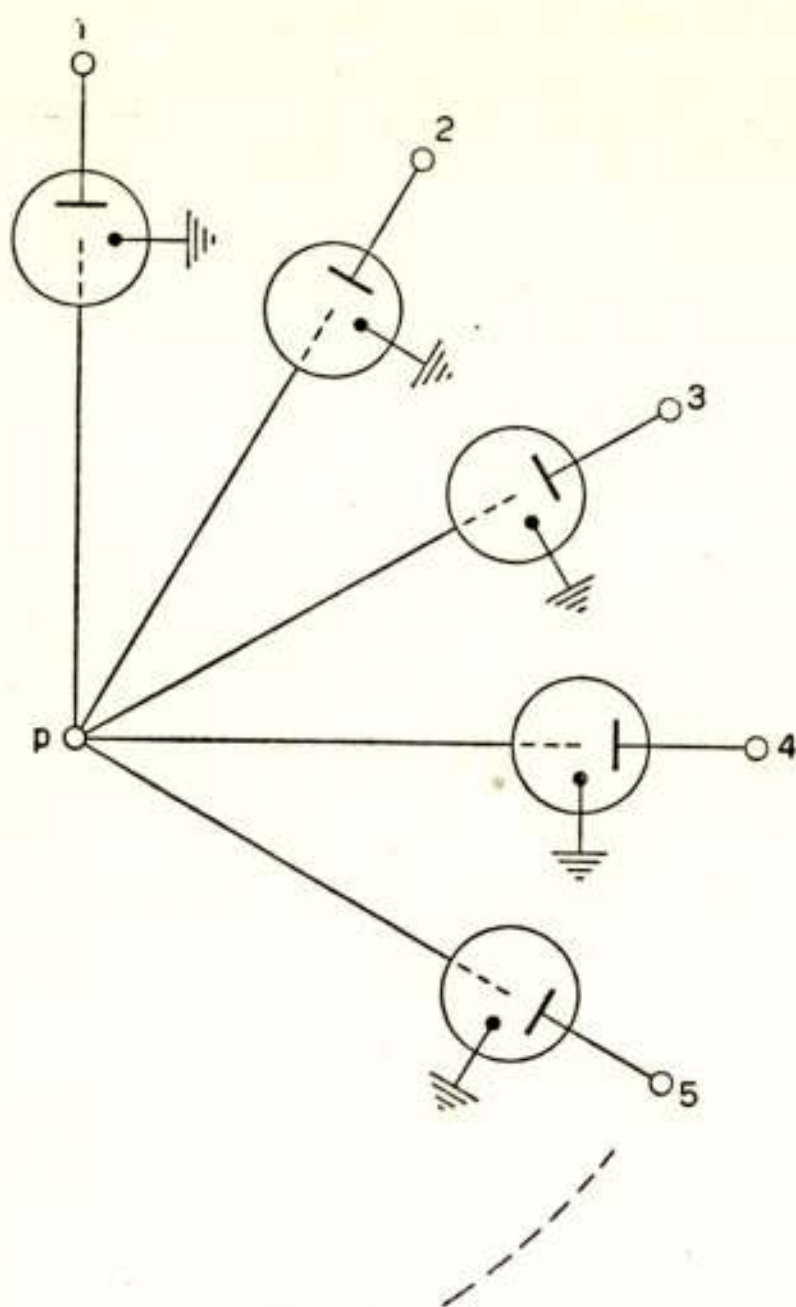


Fig. 14.

Op grond van het in litt. 2 gegeven algemene bewijs voor een netwerk met groot aantal triodes gelden de omkeerstellingen dus ook zonder meer voor *polyodes*.

Als illustratie hiervan zouden we nog kunnen verwijzen naar par. 4—VI.

Als in dit voorbeeld de eindbuis een pentode is, is op grond van de laatste uitspraak de omgekeerde meting eveneens gerechtvaardigd, ook al is het schermrooster niet ontkoppeld tegen de kathode.



## Litteratuur

1. H. W. Bode: Network analysis and feedback amplifier design. pag. 551, New York, P. van Nostrand Co.
2. J. L. Bordewijk: Reversal theorems for linear electrical triode-networks. Het P.T.T.-Bedrijf, Aug. 1950 - pag. 75—81.



## Octrooien

*Openbaar gemaakt 15 Maart 1951.*

- O.A. 126352. kl. 21a<sup>47</sup>3a. Western Electric Co. Inrichting voor het regelen van de energiedoorgang in een golfgeleider, waarbij geen reflecties optreden.
- O.A. 137367. kl. 95d 3a. Electrical & Musical Industries. Mengschakeling voor de signalen van twee of meer signaalbronnen, waarbij de invloed van het Johnson-geruis verminderd is.
- O.A. 119615. kl. 95d3a. Western Electric Co. Inrichting voor het versterken van elektrische trillingen met behulp van een versterker met gemengde tegenkoppeling, waarbij deingangsimpedantie van de inrichting evenredig is met de reciproke waarde van de belastingsimpedantie, terwijl de uitgangsimpedantie der inrichting evenredig is met de reciproke waarde van de inwendige impedantie van de signaalbron.
- O.A. 130070. kl. 21a<sup>49</sup>j1. N.V. Philips. Mengschakeling voor centimetergolven waarbij een lopende-golfbuis met snelheidsbesturing wordt gebruikt.
- O.A. 105122. kl. 95a3a3. N.V. Philips' Schakeling voor het opwekken van plotselinge stroom en/of spanningsvariaties met behulp van een secundaire emissiebuis, o.a. van belang voor het waarneembaar maken van één keer optredende verschijnselen.

*Openbaar gemaakt 16 April 1951.*

- O.A. 134996. kl. 95m10h. Pye Limited. Diversity-ontvangstelsel.
- O.A. 118708. kl. 95d3a. Bell Telephone. Selectieve schakeling met ontdemping voor een smalle frequentieband en tegenkoppling voor buiten deze band liggende frequenties. Hierbij wordt gebruik gemaakt van een parallel-T-filter, waarin een elektronenbuis is opgenomen, aan welke buis tevens de ingangssignalen van de schakeling worden toegevoerd.
- O.A. 111190. kl. 95b2. N.V. Philips. Inrichting voor het opwekken van een in frequentie gemoduleerde trilling, waarbij tegenkoppeling is toegepast, bij welke tegenkoppeling een amplitudedetector wordt gebruikt.
- O.A. 111579. kl. 95b2. N.V. Philips. Inrichting voor fazemodulatie van elektrische trillingen met tegenkoppeling, waarbij de tegenkoppelspanning met een amplitudedetector wordt verkregen.
- O.A. 118417. kl. 95c5a. N.V. Philips. Verbetering van een zend-ontvangschakeling voor korte golven met een balans-mengtrap, waarbij een dooskring dient zowel voor het stabiliseren van de locale trilling als voor het stabiliseren van de uit te zenden trilling.



## Boekbespreking

W. T. Cocking: *Television receiving equipment*. Published for „Wireless World” by Iliffe & Sons Ltd. Londen. 3de herziene uitgave. 375 pag., 18 sh. net.

Dit boek, waarvan de tweede uitgave reeds in dit tijdschrift besproken werd (Maart 1947, Deel XII No. 2), behandelt praktisch de gehele televisie-ontvangtechniek op een duidelijke en overzichtelijke manier en in een aangenaam leesbare stijl. De schrijver vooronderstelt bij de lezer kennis van theorie en praktijk van de radiotechniek, en neemt dus aan dat men weet hoe normale omroepontvangers werken. Hij behandelt die delen van een televisie-ontvanger, die nageenoeft identiek zijn met overeenkomstige delen van een radio-ontvanger, als versterkers, detectors en mengschakelingen, niet al te uitgebreid en legt daarbij vooral de nadruk op de speciale problemen, die bij televisieontvangst naar voren komen door de hoge frequenties en de grote bandbreedte.

Zeer terecht wordt veel aandacht besteed aan die schakelingen, die geen equivalent in de radiotechniek hebben, zoals de afbuigschakelingen, de synchronisatie en de hoogspanningsvoorziening, daar het de hierin verwerkte principes zijn, waar de radiotechnicus, die aan televisie begint, het meest vreemd tegenover staat.

Bij ieder onderwerp begint de schrijver met eenvoudige, primitieve oplossingen te behandelen waarvan hij de voor- en nadelen bespreekt, om vervolgens over te gaan tot nieuwere schakelingen met minder nadelen en te eindigen met de modernste oplossingen. Deze werkwijze maakt het boek tot een zeer leerzame lectuur, temeer daar de schrijver, na de bespreking van verschillende mogelijkheden, de keuze van de schakeling aan de lezer overlaat, en slechts zelden zijn persoonlijke voorkeur laat blijken.

Een enkele keer behandelt hij de primitieve oplossing wel wat erg uitgebreid. Zo wordt m.i. te veel aandacht besteed aan de toch al praktisch verouderde electrostatische afbuiging. Daar staat tegenover dat in deze derde uitgave enkele hoofdstukken geheel omgewerkt en een paar kleine hoofdstukken toegevoegd werden om moderne ontwikkelingen te kunnen behandelen, zoals b.v. hoogspanningsopwekking met behulp van de horizontale afbuigschakeling, spaarschakelingen voor magnetische afbuiging en de z.g. vliegwielschakelingen.

Uit de aard der zaak is dit Engelse boek gebaseerd op het Britse televisiesysteem, dat op bepaalde punten afwijkt van het systeem, dat in de meeste Europese landen incl. Nederland zal worden toegepast. Dit blijkt vooral in het hoofdstuk over de ontvangst van het geluid, dat in het Engelse systeem met amplitude-modulatie overgebracht wordt en bij het Amerikaanse en Europese met frequentie-modulatie. De speciale detectiemethoden, die voor f.m. ontvangst nodig zijn, vindt men in dit boek dus niet, evenmin als de mogelijkheid voor z.g. „intercarrier-sound” ontvangst, die alleen bij f.m. mogelijk is.

In mindere mate blijkt het speciaal Engelse karakter van het boek in de hoofdstukken over hoog-, midden- en video-frequentversterking, scheiding van synchronisatiesignalen en in de diverse getallenvoorbeelden, waarin b.v. het lijnenaantal of de bandbreedte voorkomt.

Het overgrote deel van het boek behandelt echter materie, die op alle thans gebruikte televisiesystemen van toepassing is. Behalve de reeds genoemde onderwerpen worden behandeld: storingen, de antenne, speciale televisieschakelingen, fouten en hoe ze verholpen kunnen worden, het repareren van televisie-



apparaten, terwijl tenslotte enkele complete ontvangerschema's besproken worden.

In deze derde uitgave zijn in de tekst zo min mogelijk wiskundige afleidingen en formules opgenomen. Deze werden verzameld in een zevental appendices, waar de ontwerper van een televisietoestel ze op een overzichtelijke manier gerangschikt vindt.

Voor radio-amateurs, die zich ook op het gebied van televisie willen gaan begeven is dit boek zeer geschikt, doch ook de studerende en de vakman vindt er veel in, wat het bezit ervan alleszins lonend maakt.

De uitgave is keurig verzorgd, de tekeningen zijn duidelijk, het boek heeft een prettig formaat en is op zeer goede kwaliteit papier gedrukt.

J. J. P. V.

## **Ontvangen Tijdschriften enz.**

*Journal of the Franklin Institute*, Maart, April, Mei, 1951.

*Wireless Engineer*, April, Mei, Juni, 1951.

*Annales des Telecommunications*, Tome 6, Nrs 3, 4, 1951.

*Nat. Bureau of Standards*, Basic Radio Predictions for July and August 1951.

*Nat. Bureau of Standards*, Technical News Bulletin Jan., Febr., Maart, 1951.

*Electrical Communication*, Vol 28, Nr 1 1951.

*Transactions of Chalmers University of Technology Gothenburg Zweden*.

(Reports from the Research Laboratory of Electronics Nrs 14, 15).

The Theory of Magneto Ionic Triple Splitting by Olof E. H. Rydbeck.

On the Theory of Electron Wave Tubes by Olof E. H. Rydbeck and Sven K. H. Forsgren.

*Radio Revue*, Mei, Juni, 1951.

*De Ingenieur*, Jrg 62 Nrs 17-24.

## **Kennisgeving**

Het Bestuur geeft met leedwezen kennis van het overlijden van Prof. Jhr Dr G. J. Elias, erelid en mede-oprichter van het Genootschap.

## **Nieuwe leden**

Ir B. G. Hooghoudt, Julianalaan 161, Delft.

Ir C. B. Broersma, de Laïressestraat 149, Amsterdam-Z.

B. J. Eckhardt, Lopik-radio, post IJsselstein.

Ir F. J. van Hutten, Emmalaan 71, Oegstgeest.

Ir F. Möhring, Rotterdamsedijk 174b, Schiedam.

H. J. A. Smit, Paradijsstraat 78, Voorburg.

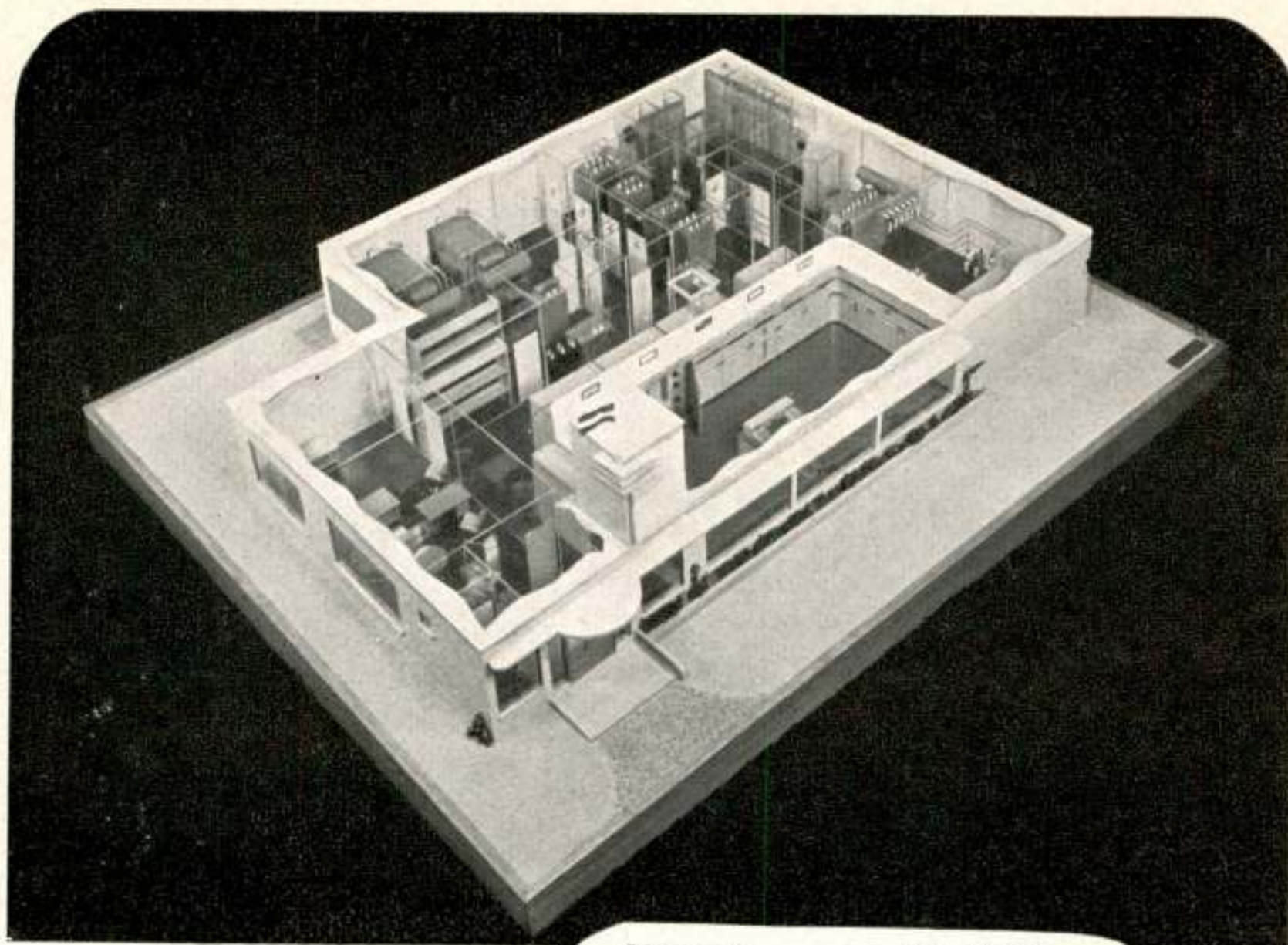
W. H. van Gelder, Zoomstraat 37 II, Amsterdam-Z.

## **Voorgestelde leden**

Ir G. Schouten, Hof van Delftlaan 31, Delft, werkzaam Centraal Lab. Staatsmijnen Geleen.

Eventuele bezwaren tegen toelating als lid moeten binnen 14 dagen aan de Secretaris van het N.R.G. worden toegezonden.





*Maquette van een 100 kW kortegolf-omroepzendinstallatie overeenkomstig de zender voor Radio Vaticana.*

Sedert 28 jaar geleden de experimentele zender van de toenmalige N.S.F. het begin van de radio-omroep in ons land aankondigde, heeft de fabriek der N.V. Philips' Telecommunicatie Industrie v/h N.S.F. omroepzenders gebouwd en naar vele landen van de wereld geleverd.

Tot de laatst uitgevoerde projecten op dit gebied behoren de 40 kW kortegolfzender voor de Nederlandse Wereldomroep te Lopik, een overeenkomstige zender te Lima (Peru) en de 100 kW kortegolf-omroepzender voor het Vaticaan.



**N.V. PHILIPS' TELECOMMUNICATIE INDUSTRIE**  
v/h N.V. NEDERLANDSCHE SEINTOESTELLEN FABRIEK — HILVERSUM