



1.1	Het laagfrequentgedeelte van een omroepontvanger en laagfrequentversterkers	blz.	1
1.2	Het vermogen		1
1.3	De gevoeligheid		2
1.4	Lineaire vervorming		5
1.5	Toonregeling		5
1.6	Niet-lineaire vervorming		9
1.7	Tegenkoppeling		10
1.8	Praktische uitvoering der tegenkoppeling		11
1.9	Eenvoudige laagfrequentversterker		13
1.10	15 W grammofoonversterker voor wisselspanning		14
1.11	100 Watt versterker voor een radiocentrale		15
2.1	De directe ontvanger		19
2.2	Moeilijkheden die bij de directe ontvanger worden ondervonden		23
2.3	De superheterodyne ontvanger. Het principe		24
2.4	Het principeschema van een eenvoudige superheterodyne ontvanger		24
2.4	Het middenfrequentgedeelte		27
2.5	De mengtrap		31
2.6	Gelijkloop van de oscillatorkring met de antennekring		32
2.7	De paddingkromme		33
2.8	Gevolgen van de paddingafwijkingen		36
2.9	De automatische sterkteregeling		36
2.10	Eenvoudige schakeling voor automatische sterkteregeling		37
2.11	Vertraagde a.s.r.		39
2.12	De invloed van a.s.r. op de vervorming		40
2.13	Invloed van a.s.r. op de kruismodulatie		41
2.14	De invloed van a.s.r. op de ruis		42
2.15	De invloed van a.s.r. bij fading		43
2.16	Invloed van de a.s.r. op de selectiviteit en afstemscherpte		43
2.17	Vertraagde a.s.r.		44
2.18	Afstemindicatie		47
2.19	Complete superheterodyne ontvanger		51
2.20	Diverse ontvangers		55
2.21	Omroepontvangers voor auto's		57
2.22	Ontvangapparaten voor voeding uit het gelijkstroomnet als wisselstroomnet		50
2.23	Ontvangapparaten voor voeding uit gelijkstroom- of wisselstroomnet met trilleromvormer		61
3.1	Zender voor in amplitude gemoduleerde signalen		63
3.2	Telegrafiezenders		63
3.3	Telefoniezenders		64
3.4	Facsimile		64
3.5	Televisie		64
3.6	Inrichting van de zender voor amplitude gemoduleerde signalen		65
3.7	Kortegolfzender voor het frequentiegebied van 6 – 20 MHz (golflengte 50 – 15 m) en een vermogen van 40 kW		67
3.8	Inrichting van een zender voor in frequentie gemoduleerde signalen		71
3.9	Het principe van een FM-zender		72
3.10	Frequentiemodulatiezender met een vermogen van 700 Watt		73
3.11	Het beproeven van de zender		76
4.1	Omroepontvangers voor signalen met frequentiemodulatie		77

R.T.

Inhoud Telecommunicatie

Nadruk verboden



**HILVERSUM**

4.2	Het hoogfrequentgedeelte	79
4.3	Met middenfrequentgedeelte	80
4.4	Het laagfrequentgedeelte	82
4.5	De complete ontvanger voor omroep met frequentiemodulatie	83
4.6	Het hoogfrequentgedeelte	85
4.7	Het middenfrequentgedeelte	86
4.8	De begrenzer	86
4.9	De frequentiedetector	87
4.10	Het laagfrequentgedeelte	88
4.11	De afstemindicatie	89
4.12	Automatische sterkteregeling	89
4.13	De invloed van storingen bij amplitudemodulatie, frequentiemodulatie en fasemodulatie	90
4.14	Voordelen van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie	93

Vanaf pagina 94 zijn de opgaven behorende bij “Telecommunicatie” toegevoegd.

(fonsvendrik.nl 2021)



Ea

Nadruk verboden

## Telecommunicatie, Les 1

### Hoofdstuk 1

#### Het laagfrequent-gedeelte van een ontvanger en laagfrequentversterkers

##### 1.1. Inleiding

Het deel van een ontvanger, gerekend vanaf de detector tot en met de luidspreker noemt men het laagfrequent gedeelte. De functie van dit deel is, de trillingen met hoorbare frequenties, afkomstig van de detector op de gewenste sterkte hoorbaar maken. Het laagfrequent gedeelte bestaat uit een of twee trappen die als spanningsversterkers zijn uitgevoerd en een eindtrap die elektrische energie aan de luidspreker toevoert, die op zijn beurt de elektrische energie omzet in akoestische trillingen (de luchtrillingen die ons oor bereiken).

Deze akoestische trillingen moeten een getrouwe afbeelding zijn van de trillingen die de detector afgeeft, terwijl bovendien de intensiteit voldoende moet zijn. Men wenst dus dat de verschillende hoorbare frequenties nagenoeg evenveel worden versterkt, dus dat geen lineaire vervorming optreedt en men wenst dat geen frequenties worden gehoord die in het detectorsignaal niet voorkwamen, dus geen te sterke niet-lineaire vervorming.

Tegenwoordig verlangt men in de regel ook, dat het laagfrequent gedeelte tevens geschikt is om als grammofonversterker dienst te doen. Het laagfrequent gedeelte mag eventuele hoogfrequent-trillingen die de detector doorlaat niet versterken, daar dit tot ongewenste koppeling en overbelasting der buizen kan leiden.

Bij het bestuderen van het laagfrequent gedeelte moeten we dus aandacht schenken aan:

- 1<sup>o</sup>. het vermogen dat de luidspreker kan leveren en in verband daarmee het vermogen dat de eindbuis kan leveren
- 2<sup>o</sup>. het benodigde ingangssignaal waarmee het gewenste akoestische vermogen kan worden verkregen, met andere woorden: de gevoeligheid van de versterker.
- 3<sup>o</sup>. de lineaire vervorming, dus de frequentiekaracteristiek of de amplitudekaracteristiek.
- 4<sup>o</sup>. de niet-lineaire vervorming.

We zullen achtereenvolgens deze vier punten bespreken. Verschillende facetten zijn in de elektronica reeds behandeld en kunnen hier dus achterwege blijven.

##### 1.2. Het vermogen

Het akoestisch vermogen dat men wenst, is niet altijd hetzelfde en moet men vermogen naar wens kunnen instellen. Hiertoe wordt in de schakeling een zogenaamde sterkteregeling of volumeregelbaar opgenomen.

Bij de constructie van de lf.-versterker moet men evenwel rekening houden met het maximale gewenste vermogen. Dit is bv. in een zaal groter dan in een huiskamer. Bij de weergave van muziek of spraak varieert het vermogen voortdurend in verband met de harde en zachte passages in de muziek. Bijvoorbeeld, gedurende de sterkste passages in de muziek is de amplitude der luchtrillingen 3 á 10 maal de gemiddelde optredende amplitude en het vermogen dus 9 á 100 maal het gemiddelde vermogen.

## 2 Tc

Proefondervindelijk is gebleken dat men in de huiskamer gewoonlijk tevreden is, indien gedurende de sterkste passages het door de luidspreker uitgestraalde akoestische vermogen gelijkwaardig is aan ongeveer 70 m.Watt. Het rendement van de luidspreker, dit is het akoestisch afgegeven vermogen gedeeld door het elektrisch toegevoerde vermogen, ligt gewoonlijk tussen de 0,5 en 10 %. Bij de meest gebruikelijke luidsprekers kunnen we het rendement wel op 2,5 % stellen.

Om dus 70 mW akoestische energie te krijgen, moet aan de luidspreker worden toegevoerd een elektrisch vermogen van  $\frac{100}{2,5} \times 70 = 800 \text{ mW} = 2,8 \text{ W}$ .

Tussen de luidspreker en de eindbuis bevindt zich een transformator waarvan, dankzij de ijzer- en koper verliezen, het rendement op ongeveer 70 % gesteld kan worden. Het vermogen dat de buis dus aan de transformator moet leveren is  $\frac{100}{70} \times 2,8 = 4 \text{ Watt}$ .

Gebruiken we een pentode in klasse A-instelling als eindbuis die voluit gestuurd werkt, dan is het rendement daarvan iets minder dan 50 %. De gelijkstroomenergie die aan de buis moet worden toegevoerd, is dan iets meer dan  $2 \times 4 = 8 \text{ W}$ , dus ongeveer 9 Watt, waarvan ongeveer 5 Watt in warmte wordt omgezet.

Gedurende de zachte passages in de spraak of muziek geeft de buis een gering vermogen af, doch het gelijkstroomvermogen dat aan de buis wordt toegevoerd, verandert niet. Het vermogen van 9 Watt wordt dan nagenoeg geheel in warmte (anodedissipatie) omgezet. Om maximaal een akoestisch vermogen van 70 mW te ontwikkelen, is een eindbuis nodig die 9 Watt anodedissipatie kan verdragen (bv. een buis EBL 21).

Wenst men een groter akoestisch vermogen, dan gebruikt men gewoonlijk twee dergelijke eindbuizen, hetzij parallel, hetzij in balans, of men neemt een luidspreker met hoger rendement. Een dergelijke luidspreker is met gelijke akoestische eigenschappen belangrijk duurder of heeft bij eenzelfde prijs een minder goede weergave.

In gevallen waar het stroomverbruik een belangrijke rol speelt, zoals bij voeding uit batterijen, neemt men bij voorkeur een luidspreker met hoog rendement, omdat men bij dezelfde akoestische energie een kleinere eindbuis met geringe anodestroom kan gebruiken.

### 1.3. De gevoeligheid

Onder de gevoeligheid van een ontvanger verstaat men de waarde van het antennesignaal dat bij 30 % modulatie diepte een lf.-uitgangsvermogen ten gevolge heeft van 50 mW.

We hebben in het voorgaande gezien dat bijvoorbeeld een buis EBL 21 in staat is het gewoonlijk verlangde akoestische vermogen te leveren. Om inderdaad dit vermogen te leveren, heeft deze buis een roosterwisselspanning van  $4,2 V_{eff}$  nodig. De spanning die de detector levert, hangt af van de hf.-versterking die vóór de detector plaatsvond.

Veronderstellen we dat de detector ook voor het zwakste signaal, dat we wensen te ontvangen, minstens een spanning van  $0,5 V_{eff}$  afgeeft, dan moet voor de EBL 21 een spanningsversterker worden geschakeld die een versterking levert:  $\frac{4,2}{0,5} = 8,4$  maal. Wordt het laagfrequent gedeelte tevens gebruikt als grammofoonversterker en onderstellen we dat de groeftaster een spanning van 0,3 volt levert, dan moet de voorversterker  $\frac{4,2}{0,3} = 14$  maal versterken.

Past men tegenkoppeling toe, dan moet de versterking nog enige malen groter zijn. Dit is met een enkele voorversterker nog wel uitvoerbaar. Gebruikt men een groeftaster waarbij de kwaliteit is verbeterd, hetgeen natuurlijk ten koste is gegaan van de gevoeligheid en bijvoorbeeld een spanning

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 3



HILVERSUM

van 0,1 volt afgeeft, terwijl men tevens een groter uitgangsvermogen wenst, waarvoor men twee eindbuizen in balans schakelt, dan zijn voor de eindtrap soms twee voorversterkers nodig.

In de voorversterkers (spanningsversterking) past men tegenwoordig uitsluitend weerstandskoppeling toe. Bij de balanseindtrap gebruikt men soms een transformator om de roosterspanningen met tegengestelde fase te verkrijgen voor de eindbuizen.

Bij ontvangst van een sterk signaal is de laagfrequentspanning die de detector levert groter dan bij ontvangst van een zwak signaal, ook wanneer, zoals vrijwel steeds het geval, in de ontvanger automatische sterkteregeling wordt toegepast. Ook de spanning die een grammofoon levert, kan sterk variëren. Bovendien wenst men soms een sterk, soms een zwak geluid. Om deze redenen is het nodig dat een sterkteregeling of volumeregeling aanwezig is waarmee voortdurend de geluidsterkte naar wens kan worden ingesteld.

In fig. 1,1 is een eenvoudig schema van een laagfrequent gedeelte van een omroepontvanger weergegeven.

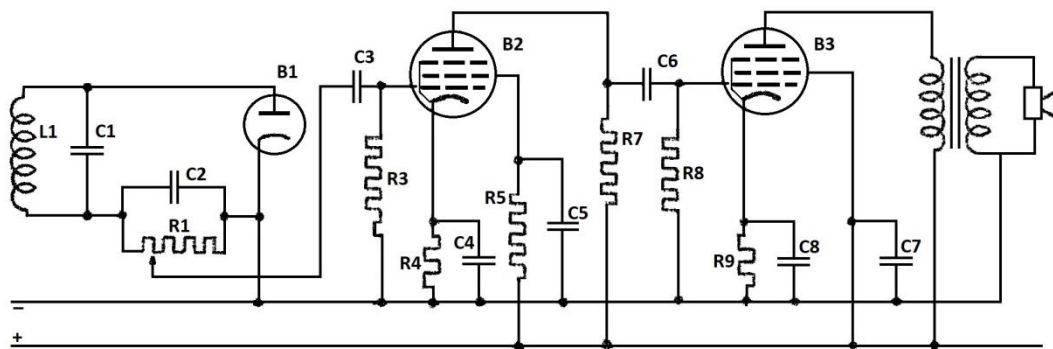


Fig. 1,1. Eenvoudig schema van een laagfrequent versterker.

De gedetecteerde spanning staat over  $R_1$ . Deze weerstand is als potentiometer uitgevoerd die door middel van een knop buiten op het apparaat kan worden geregeld. Hiermee wordt de grootte van het signaal op het eerste rooster van buis  $B_2$  geregeld. De condensator  $C_3$  is zo groot dat zijn impedantie voor de laagfrequenttrillingen kan worden verwaarloosd. Deze condensator  $C_3$  houdt de gelijkspanning die over de weerstand  $R_1$  ontstaat van het rooster verwijderd. De overige onderdelen die in de schakeling voorkomen, zijn in de elektronica reeds besproken.

In de elektronica hebben we ook gezien dat, vooral bij maximaal volume, de toelaatbare modulatie diepte niet groot is teneinde de  $\frac{R_\omega}{R_g}$  – vervorming\*<sup>1</sup> zo klein mogelijk te houden.

Voeren we de potentiometer uit zoals in fig. 1,2 is weergegeven, dan zal bij grote modulatie diepte minder  $\frac{R_\omega}{R_g}$  – vervorming worden ontwikkeld, daar de lekweerstand nu slechts parallel kan komen te staan aan een deel van de filterweerstand.

In fig. 1,3 is een schakeling aangegeven waarbij de versterker ook als grammofoonversterker kan worden gebruikt.

\*<sup>1</sup>  $\frac{R_\omega}{R_g}$  Verhouding tussen de wisselstroomweerstand en gelijkstroomweerstand. Zie blz. 137 Ea. (FV)

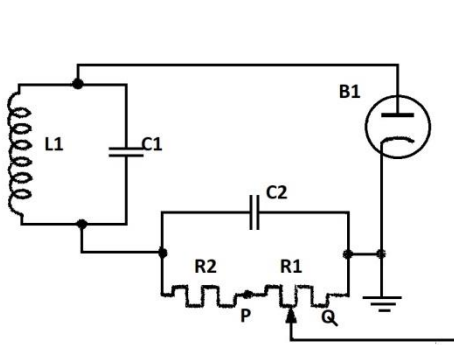


Fig. 1.2. Een weerstand  $R_2$  in serie met de potentiometer.

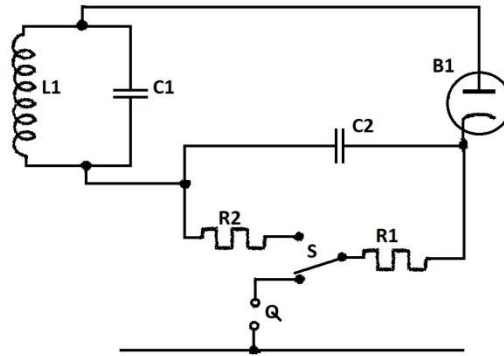


Fig. 1.3. Met de schakelaar  $S$  kan van radio-ontvangst op grammofoonweergave worden omgeschakeld.

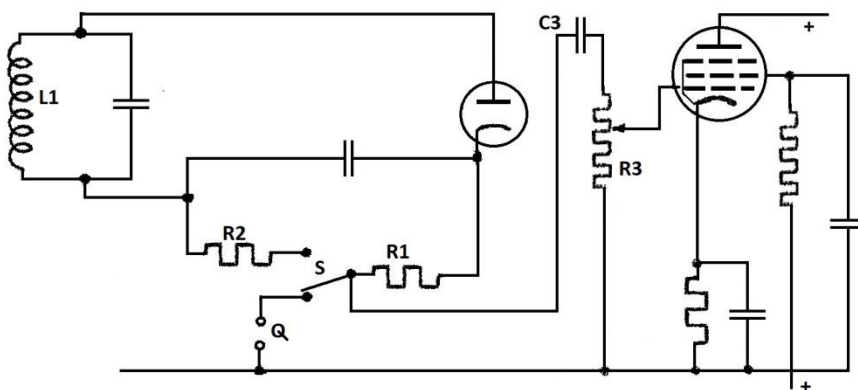


Fig. 1.4. Schakeling waarbij de potentiometer niet door gelijkstroom wordt doorlopen.

Bij de schakeling volgens fig. 1,2 en fig. 1,3 vloeit door  $R_1$ , de potentiometer dus, een gelijkstroom. Deze potentiometer is uitgevoerd als een plaatje waarop een koollaag is aangebracht waarover een contact glijdt. Door onregelmatigheden in de koollaag ontstaan bij het glijden van het contact soms kleine plotselinge spanningsvariaties, die zich in

de luidspreker als onaangename kraakgeluiden laten horen. Zou er door  $R_1$  geen gelijkstroom vloeien, dan zou dit kraken niet voorkomen. Om deze reden past men wel de schakeling volgens fig. 1,4 toe. Hierin is niet de weerstand  $R_1$ , maar de lekweerstand  $R_3$  als potentiometer uitgevoerd. Deze weerstand wordt niet door gelijkstroom doorlopen, dus geeft het gebruik van de volumeregelaar geen kraakgeluiden. Door een juiste keuze van  $R_1$ ,  $R_2$  en  $R_3$  kan  $\frac{R\omega}{R_g}$  voldoende groot worden gemaakt. Met de schakeling volgens fig. 1,3 is vooral bij klein volume een grotere modulatie diepte zonder de  $\frac{R\omega}{R_g}$  vervorming te detecteren.



#### 1.4. Lineaire vervorming

Onder lineaire vervorming verstaat men die vervorming van het ingangssignaal waardoor trillingen met verschillende frequenties niet alle in dezelfde mate worden versterkt. In de versterker treedt altijd enige lineaire vervorming op, hetgeen tot uiting komt in de amplitudekarakteristiek, dit is de karakteristiek die de luidsprekerstroom aangeeft als functie van de frequentie bij constante ingangsspanning

Deze vervorming kan door de volgende onderdelen worden veroorzaakt.

- a. De luidspreker. Zowel de hoge als de zeer lage frequenties worden door een luidspreker minder goed weergegeven dan de frequenties in het middengebied (500 – 5000 Hz). Bovendien bevat de luidsprekerkarakteristiek in vele gevallen uitgesproken minima en maxima.
- b. De luidsprekertransformator. Zoals we in de elektronica hebben gezien, is de eindige zelfinductie der transformatorwikkelingen oorzaak van een verzwakking der lage tonen, terwijl de spreiding en de capaciteit tussen de transformatorwikkelingen oorzaak zijn van een verzwakking van de hoge tonen.
- c. De condensatoren parallel aan de kathodeweerstanden. De anode- en schermroosterstromen vloeien door de kathodeweerstanden waardoor de roosters een negatieve gelijkspanning verkrijgen ten opzichte van de kathode. De wisselstroomcomponenten vloeien in hoofdzaak door de condensatoren, indien de capaciteiten van deze condensatoren zo groot zijn dat hun reactanties klein zijn ten opzichte van de kathodeweerstanden. Voor lage frequenties wordt de impedantie van deze condensatoren groter zodat hierover een wisselspanning ontstaat die tegenkoppeling veroorzaakt, waardoor de versterking voor lage frequenties kleiner is dan voor hogere.
- d. De koppelcondensatoren. De koppelcondensatoren  $C_3$  en  $C_6$  in fig. 1.1 neemt men zo groot dat hun impedanties klein zijn ten opzichte van de weerstanden  $R_3$  en  $R_8$ . Voor lage frequenties neemt echter de spanningsval over deze condensatoren toe, waardoor de roosterwisselspanning afneemt.
- e. De capaciteiten der buizen en bedrading. De capaciteit tussen anode en kathode en schermrooster van buis  $B_2$  (fig. 1,1) alsmede de capaciteit tussen eerste rooster en kathode en tussen eerste en tweede rooster van buis  $B_3$  staan parallel aan de anodeweerstand  $R_7$ . Daar deze capaciteiten klein zijn, is hun invloed bij niet zeer hoge frequenties te verwaarlozen. Bij hoge frequenties is hun gezamenlijke impedantie niet meer groot ten opzichte van  $R_7$ , zodat voor hoge frequenties de anode-impedantie van buis  $B_2$  kleiner is dan voor lage, waardoor de versterking voor hoge frequenties kleiner uitvalt.

De verschillende bedradingen vormen ook nog een capaciteit ten opzichte van aarde (chassis), waardoor de versterking voor hoge frequenties nog verder afneemt.

#### 1.5. Toonregeling

In versterkerbuizen en in weerstanden ontstaan de zogenaamde ruisspanningen die na versterking als een hinderlijk geruis bij de weergave van spraak of muziek worden waargenomen. Bij ontvangst van een sterk signaal wordt, door de automatische sterkteregeling, de versterking van de ontvanger verminderd, zodat men dit geruis niet hoort. Bij ontvangst van een zwak signaal is de versterking maximaal en daardoor het geruis het meest hinderlijk.

In ieder even groot frequentiegebied is de energie van het geruis even groot. De energie van het gewenste signaal, alsmede de componenten die voor de verstaanbaarheid van het meeste belang zijn, vindt men in hoofdzaak in het gebied der lage en gemiddelde frequenties.

## 6 Tc

Indien men de hoge frequenties van het signaal afsnijdt, wordt de verhouding tussen het gewenste signaal en het geruis gunstiger, hoewel door het gemis der hoge frequenties de kwaliteit van het weergegeven geluid slechter wordt. Bij ontvangst van een sterk signaal wenst men daarom dat de ontvanger in staat is de hoge tonen in dezelfde sterkteverhouding weer te geven als de lage; bij ontvangst van een zwak signaal wenst men de hoge tonen te kunnen verzwakken. Daartoe is in de ontvanger een zogenaamde toonregelaar aangebracht.

Bij grammofoonweergave treedt iets soortgelijks op. Door onregelmatigheden in de groef van de grammofoonplaat die door de naald wordt afgetast, ontstaat een geruis dat hetzelfde karakter bezit als het geruis dat bij radio-ontvangst kan optreden. Dit geruis is bij alle grammofoonplaten niet even erg; hoe vaker de plaat wordt gespeeld, des te sterker wordt het. Ook hierbij wenst men toonregeling te gebruiken om het gewenste compromis tussen weergavekwaliteit en geruis te kunnen instellen.

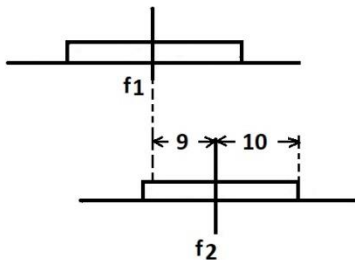


Fig. 1,5. De frequentiebanden van twee zenders  $f_1$  en  $f_2$ .

beeld zender  $f_2$  gemoduleerd met een frequentie van 3000 Hz, dan zijn ter weerszijden van de draaggolf van  $f_2$  componenten aanwezig, 3000 Hz van de draaggolfrequentie  $f_2$  verwijderd. De meest linkse hiervan verschilt 6000 Hz met de draaggolfrequentie  $f_1$  van de zender die men wenst te ontvangen. De detector van de ontvanger levert dus, behalve het gewenste signaal, afkomstig van zender  $f_1$ , een laagfrequent storende trilling van 6000 Hz. Dit verschijnsel noemt men kruisdetectie. Onderdrukt men nu met de toonregelaar de frequenties boven 5000 Hz, dan verdwijnt deze storing of wordt in elk geval veel minder.

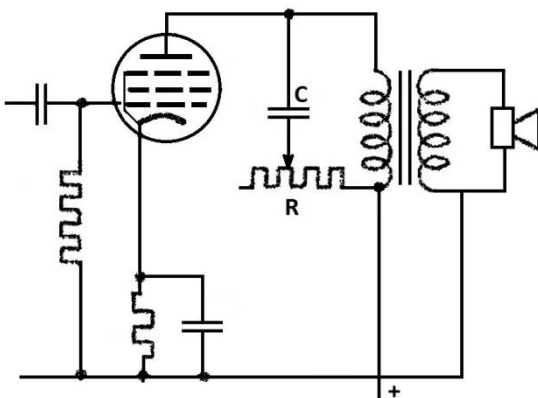


Fig. 1,6. Continu toonregeling. De hoge tonen worden het meest verzwakt als  $R = 0$ .

Het frequentieverschil van de draaggolven der omroepzenders is, op enkele uitzonderingen na, 9 kHz. De zenders worden in het algemeen gemoduleerd met een laagfrequent signaal dat de spraak- en muziekfrequenties bevat tot ongeveer 10 kHz. De frequentiebanden der zenders overlappen elkaar dus (zie fig. 1,5). De frequenties boven ongeveer 4000 Hz komen echter in het algemeen minder vaak en met kleinere amplitude voor dan de lagere frequenties, zodat de onderlinge storing minder ernstig is als men in eerste instantie zou verwachten.

Ontvangt men bijvoorbeeld de zender  $f_1$  en is het signaal van zender  $f_2$  op de ontvangplaats sterk, dan zal men daar storing van ondervinden. Is bijvoor-

Verder kan de toonregeling nuttige diensten bewijzen, indien het hoorbaar gemaakte signaal ernstige niet-lineaire vervorming bevat. Deze vervorming kan ontstaan in de zender of in de ontvanger of bij de overdracht tussen zender en ontvanger. Door deze distorsie ontstaan onder andere componenten met vrij hoge frequenties. Snijdt men nu in de ontvanger hoge tonen af, dan kan in vele gevallen de vervorming een minder onaangename indruk maken. De luisteraar geeft de voorkeur aan een muziekweergave waarbij de hoge tonen meer of minder worden verzwakt. Zij wensen de toonregeling naar eigen smaak te kunnen instellen.



In fig. 1,6 is een uitvoering van de toonregeling weergegeven waarbij de hoge tonen continu worden verzwakt. Parallel aan de primaire wikkeling van de luidsprekertransformator is een condensator  $C$  in serie met een instelbare weerstand  $R$  geschakeld. Bij grote waarde van  $R$  is de impedantie van deze tak groot ten opzichte van de primaire van de transformator, zodat deze tak geen invloed uitoefent op de weergave. Verkleint men  $R$ , dan zal bij lage frequentie de impedantie van  $C$  zo groot zijn dat hierbij de weergave niet wordt beïnvloed. Bij hoge frequenties is daarentegen de impedantie van  $C$  klein, zodat een belangrijk deel van de anodewisselstroom door  $C$  en  $R$  vloeit, waardoor de intensiteit der door de luidspreker gegeven trillingen met hoge frequentie afneemt.

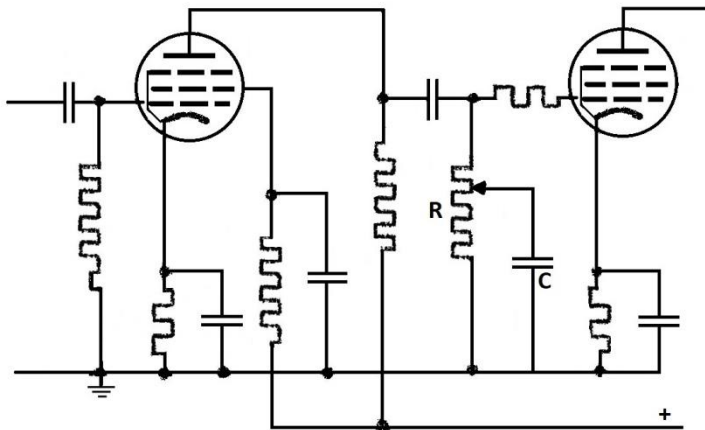


Fig. 1,7. Continu toonregeling. De hoge tonen worden het meest verzwakt als de looper bovenaan  $R$  staat.

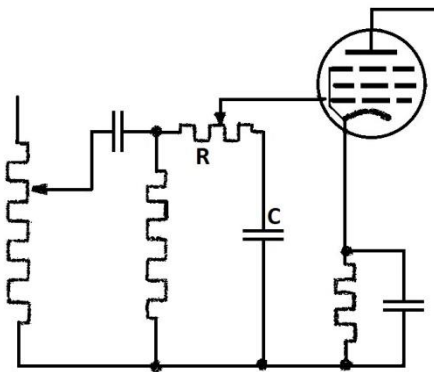


Fig. 1,8. Continu toonregeling. De hoge tonen worden het meest verzwakt als de looper rechts van  $R$  staat.

hankelijk van de stand van de sterkteregelaar  $R_1$ .

Bij alle hierboven genoemde toonregelingen die continu zijn, is het ook mogelijk deze te veranderen door een regeling in stappen. Men neemt dan geen variabele weerstand of condensatoren, doch enige vaste weerstanden die kunnen worden omgeschakeld.

De lage frequenties kan men verzwakken door een der koppelcondensatoren te verkleinen. Daar de capaciteit van deze condensatoren echter te groot is om ze continu variabel te maken, kan men de schakeling uitvoeren volgens fig. 1,11.

In fig. 1,7 en fig. 1,8 zijn nog twee mogelijkheden voor een continu toonregeling. Ook kan toonregeling worden uitgevoerd door gebruik te maken van tegenkoppeling. In fig. 1,9 is een dergelijk principe weergegeven. Een instelbaar gedeelte van de luidsprekerspanning wordt via een condensator  $C$  die ongeveer 60 pF kan zijn, teruggevoerd naar het rooster van de 1<sup>e</sup> buis.

Hierbij wordt de spanning van de luidsprekerklemmen zo teruggevoerd dat deze de ingangsspanning tegenwerkt. Naarmate de frequentie hoger wordt, is de teruggevoerde spanning ook groter, daar de reactantie van de condensator  $C$  kleiner wordt. De versterking wordt dan eveneens kleiner. Men kan ook de weerstand  $R_4$  een vaste aftakking geven en de condensator  $C$  variabel maken. De verzwakking voor de hoge frequenties is het grootst als de condensator  $C$  het grootst is.

In fig. 1,10 is de toonregeling in het tegenkoppelcircuit aangebracht door de spanning over de luidsprekerklemmen via een condensator  $C$  toe te voeren aan een variabele weerstand. De hoge tonen worden het meest verzwakt als de looper van de weerstand  $R_3$  bovenaan staat. De ingangsspanning wordt dan het meest verzwakt. De invloed van de toonregeling is af-

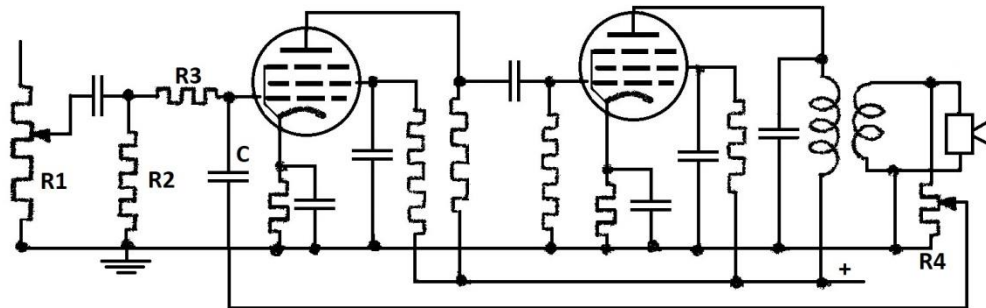


Fig. 1,9. Continu toonregeling met behulp van de tegenkoppeling.

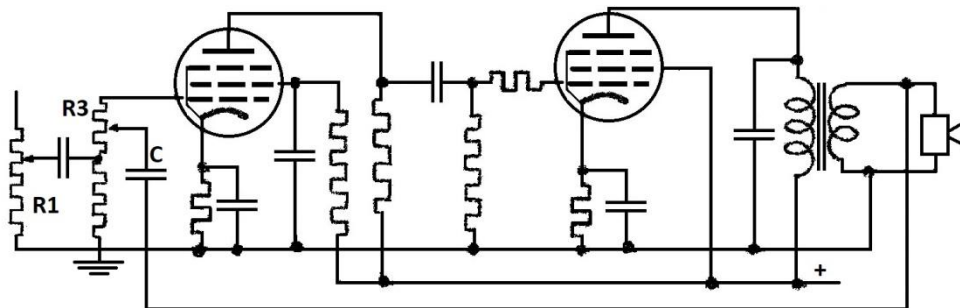


Fig. 1,10. Continu toonregeling in het tegenkoppelingcircuit.

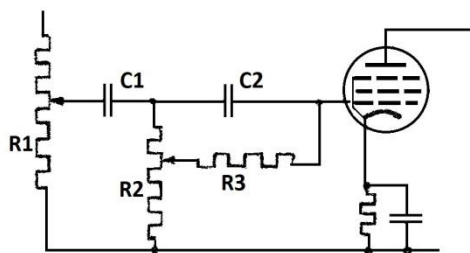


Fig. 1,11. Continu verzwakking der lage tonen.  
De lage tonen worden het meest verzwakt als de looper onder aan  $R_2$  staat.

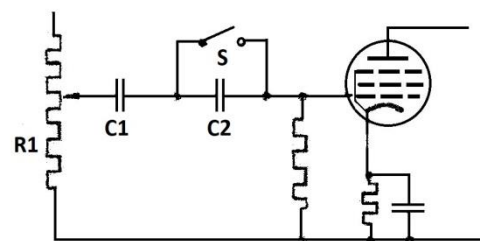


Fig. 1,12. Schakeling voor het verzwakken van de lage tonen door middel van schakelaar  $S$ .

Indien de looper van de potentiometer  $R_2$  bovenaan staat, heeft de combinatie van  $C_2$  en  $R_3$  weinig invloed. Staat de looper beneden, dan worden de lage frequenties verzwakt. In de schakeling volgens fig. 1,12 is een kleine condensator  $C_2$  (bv. 330 pF) in serie met de grote condensator  $C_1$  (bv.  $10^4$  pF) opgenomen waardoor de lage frequenties worden verzwakt. Sluiten we deze condensator met behulp van de schakelaar  $S$  kort, dan hebben we de normale weergave.



### 1.6. Niet-lineaire vervorming

In de elektronica hebben we reeds verschillende oorzaken voor het optreden van niet-lineaire vervorming vermeld, deze zijn:

1. Het niet lineair zijn der buiskarakteristieken.
2. Te grote roosterwisselspanning.
3. De niet juiste waarde van de anode-impedantie van de eindbuis.
4. Het niet lineair zijn van de magnetiseringskromme van de uitgangstransformator en eventuele koppeltransformator.

Zoals we reeds zagen, bevat de laagfrequentversterker van een omroepontvanger in de regel twee buizen. De verhouding tussen de amplitude van de door de buizen geleverde harmonischen en die van de grondgolf neemt toe met de amplitude van de roosterwisselspanning. Voor de eerste buis is de amplitude van de roosterwisselspanning in de regel klein en voor de eindbuis daarentegen groot. Daarom draagt de eerste buis zeer weinig bij tot de vervorming; deze wordt bijna uitsluitend veroorzaakt door de eindbuis.

De vervorming die kan ontstaan door te grote roosterwisselspanning waarbij de rooster spanning tijdens de toppen der wisselspanning positief wordt, treedt om dezelfde reden ook praktisch alleen bij de eindbuis op.

Daar de luidsprekerimpedantie bij lage frequenties vrijwel een reële weerstand vertegenwoordigt, doch bij hoge frequenties de zelfinductie van het luidsprekerspoeltje een rol gaat spelen, waardoor de impedantie toeneemt en niet meer reëel blijft, kan de luidsprekertransformator de anode-impedantie niet voor alle frequenties de meest gewenste waarde geven. Men kiest de transformatieverhouding van de luidsprekertransformator zo, dat voor lage frequenties (ongeveer 400 Hz) de anode-impedantie zo gunstig mogelijk is. Bij hogere frequenties zal dan, bij vol belaste eindbuis, de vervorming toenemen.

De vervorming ten gevolge van de niet-lineaire magnetiseringskromme van het ijzer der transformatoren kan men klein houden; ten eerste door grote afmetingen van de ijzerkernen; ten tweede door de luidsprekertransformator zo te schakelen dat de anodegelijkstroom van de eindbuis niet door

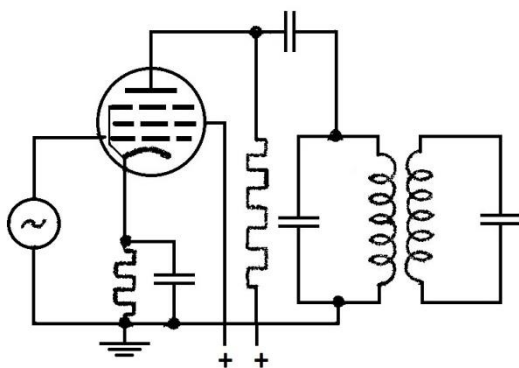


Fig. 1,13. Het voorkomen van gelijkstroomvoormagnetisatie in de primaire transformatorwikkeling.

door de primaire wikkeling van de transformator vloeit (fig. 1,13); ten derde door balansschakeling van twee eindbuizen waarbij de anodegelijkstroom der beide buizen in tegengestelde richtingen door de transformatorwikkeling vloeien en geen magnetisering veroorzaken.

Een sinusvormige spanning  $\hat{U} \sin \omega t$  aan de ingang van de versterker geeft een vervormde luidsprekerstroom.

$$I = \hat{I}_1 \sin \omega t + \hat{I}_2 \sin 2\omega t + \hat{I}_3 \sin 3\omega t + \hat{I}_4 \sin 4\omega t. \dots\dots$$

Men drukt de vervorming uit in de distorsiefactor, door de effectieve waarde van de hogere harmonischen tezamen gedeeld door de effectieve waarde van de grondgolf.

Daar de effectieve waarde van de totale stroom gemakkelijker kan worden gemeten, deelt men de effectieve waarde van de gezamenlijke harmonischen ook wel door de effectieve waarde van de totale stroom. Bij kleine vervorming is de fout die hiermee gemaakt wordt te verwaarlozen.

10 Tc

Dus: 
$$d = \frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots}$$

Proefondervindelijk is gebleken dat een vervorming waarbij  $d$  kleiner is dan 1 % in de regel wel toelaatbaar wordt geacht. Is  $d$  groter dan 5 %, dan is de vervorming hinderlijk. Een weergave waarbij  $d = 10$  % acht men in elk geval ontoelaatbaar.

Zou de vervorming alleen bestaan in het ontwikkelen van hogere harmonischen, dan zou de hinderlijkheid niet zo groot zijn; het timbre van het geluid zou wel veranderen, doch niet bepaald onaangenaam klinken. Bedenk dat bij spraak en muziek een bepaalde toon al vergezeld gaat van harmonischen van de grondtoon.

Bij spraak of muziek worden in het algemeen meer verschillende frequenties geproduceerd. Behalve van harmonischen van de oorspronkelijke frequenties worden bovendien niet-harmonisch gelegen som- en verschilfrequenties ontwikkeld. Worden aan een versterker tegelijkertijd twee trillingen toegevoerd met frequenties van 50 Hz en 1000 Hz, dan komen onder andere in de anodekring componenten voor met frequenties  $1000 + 50 = 1050$  Hz en  $1000 - 50 = 950$  Hz. Deze componenten geven het weergegeven geluid een onaangenaam karakter. Men noemt dit intermodulatie.

### 1.7. Tegenkoppeling

Zoals bekend, kunnen we met tegenkoppeling de lineaire zowel als de niet-lineaire vervorming verminderen. Dat tevens de versterking wordt verminderd, is geen overwegend bezwaar.

De in de versterker gevormde hogere harmonischen en de combinatiefrequenties worden zwakker en de versterking wordt minder afhankelijk van de frequentie; de amplitudekarakteristiek zal dus vlakker gaan verlopen. De versterking wordt minder afhankelijk van de eigenschappen van de buizen (dus onder andere van de steilheid), zodat het vervangen van de buis door een andere, met weinig afwijkende steilheid zeer weinig invloed heeft op de versterking. Wegens deze gunstige eigenschappen wordt in de moderne omroepontvangers dan ook in de meeste gevallen tegenkoppeling toegepast.

Door in het circuit, dat de uitgangsspanning naar de ingang terugvoert, elementen op te nemen waarvan de impedantie afhangt van de frequentie, dus spoelen en condensatoren, kan men bereiken dat de tegenkoppeling voor bepaalde frequenties of frequentiegebieden kleiner wordt, dus de versterking groter. Ook kan men de schakeling zo inrichten dat de tegenkoppeling voor bepaalde frequenties of frequentiegebieden groter wordt, dus de versterking kleiner. Op deze wijze kan men de amplitudekarakteristiek van de versterker naar believen beïnvloeden.

In de elektronica is er reeds op gewezen dat er door de faseverschuiving tussen ingangs- en uitgangsspanning, die van de frequentie afhankelijk is, voor bepaalde frequentiegebieden gevaar voor instabiliteit aanwezig kan zijn; de tegenkoppeling kan overgaan in meekoppeling, waardoor oscilleren kan optreden. Men moet dus zorgen dat voor de frequenties waarvoor de teruggevoerde spanning ongeveer in fase is met de ingangsspanning (dat zijn in de regel de laagste en de hoogste frequenties van het te versterken frequentiegebied) deze teruggevoerde spanning zover is gedaald dat geen oscilleren optreedt.

Men kan van een versterker een Nyquist-diagram opnemen. Uit dit diagram kan men concluderen of gevaar voor oscilleren bestaat. In fig. 1,14 is een dergelijk diagram weergegeven. Bij enige punten van de kromme zijn de bijbehorende frequenties aangegeven. Daar de kromme het punt +1 niet omsluit, zal de betreffende versterker stabiel zijn en niet oscilleren. Het is echter gewenst te zorgen dat de kromme het punt +1 niet te dicht nadert. Door kleine veranderingen in de versterker, bij-

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 11



HILVERSUM

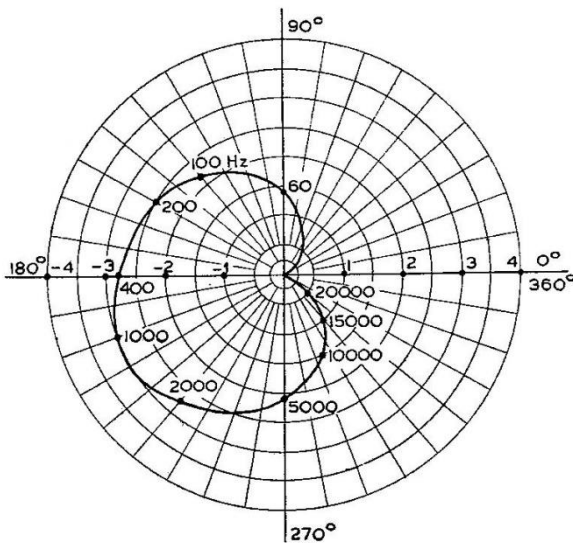


Fig. 1,14. Nyquist-diagram.

voorbeeld door het vervangen van een buis of een ander onderdeel, zal de gedaante der kromme enigszins worden gewijzigd. Hierbij mag het punt +1 niet binnen de kromme komen te liggen.

### 1.8. Praktische uitvoering der tegenkoppeling

In de elektronica zijn reeds enige eenvoudige schakelingen met tegenkoppeling weergegeven. We willen thans enige schakelingen beschouwen, zoals deze in omroepontvangers worden toegepast en waarmee tevens de amplitude karakteristiek wordt beïnvloed.

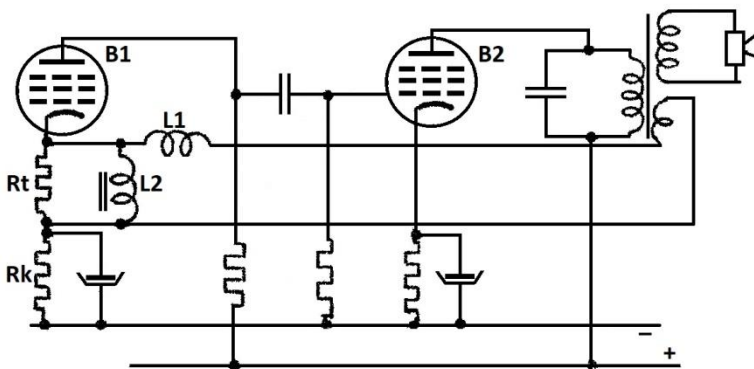


Fig. 1,15. Tegenkoppeling met correctie voor de hoge en lage tonen.  $L_1$  verkleint de tegenkoppeling voor de hoge tonen,  $L_2$  voor de lage tonen.

In fig. 1,15 is een schakeling weergegeven waarbij correctie van hoge zowel als lage tonen plaatsvindt. De tegenkoppelspanning wordt hier verkregen via een afzonderlijke wikkeling op de uitgangstransformator waarbij de tegenkoppelspanning onafhankelijk is van de luidsprekerspanning.

De weerstanden  $R_t + R_k$  geven de benodigde negatieve roosterspanning voor de buis  $B_1$ . De weerstand

$R_t$  is bijvoorbeeld  $50 \Omega$ ;  $L_1$  een zelfinductie van  $20 \text{ mH}$  en een weerstand van bijvoorbeeld  $100 \Omega$ ;  $L_2$  heeft een zelfinductie van  $30 \text{ mH}$  en een weerstand van  $5 \Omega$ . Om deze lage weerstand te bereiken heeft  $L_2$  een ijzerkern. Voor gemiddelde frequenties (bijvoorbeeld  $1000 \text{ Hz}$ ) speelt de zelfinductie  $L_1$  geen rol en is de impedantie van  $L_2$  zo groot dat deze spoel ook weinig invloed heeft op de wisselspanning die over  $R_t$  ontstaat, dus de versterking is toegenomen. Voor hoge frequenties (bijvoorbeeld  $10\,000 \text{ Hz}$ ) is de impedantie van  $L_1$  zo groot geworden dat de teruggevoerde spanning over  $R_t$  is afgenomen, dus de versterking eveneens groter is geworden dan bij  $1000 \text{ Hz}$ . Bij lage frequenties, bv.  $100 \text{ Hz}$  is de reactantie van  $L_2$  zo klein geworden dat de spanning over  $R_t$  afneemt en de versterking eveneens toeneemt. Op deze wijze kan het afvallen van de amplitudekarakteristiek bij de hoge en bij de lage tonen worden gecompenseerd, zodat deze karakteristiek in een groter frequentiegebied vlak verloopt.

In fig. 1,16 zijn de zelfinducties  $L_1$  en  $L_2$  vervangen door de condensatoren  $C_1$  en  $C_2$  (ieder met een weerstand in serie).  $C_1$  vermindert de tegenkoppeling, dus vergroot de versterking voor de lage frequenties.

12 Tc

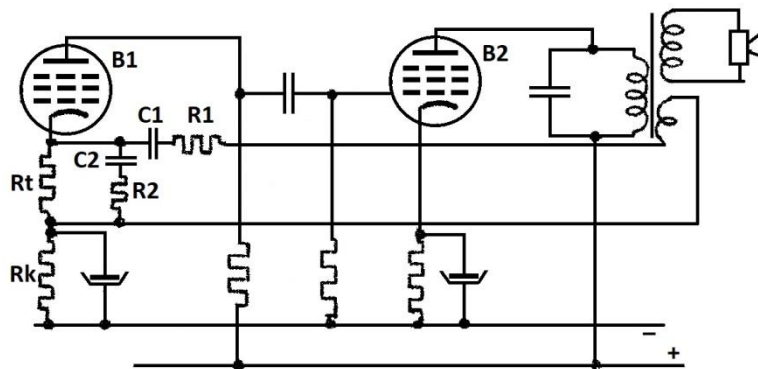


Fig. 1,16. Tegenkoppeling met correctie voor de hoge en lage tonen.  $C_1$  verkleint de tegenkoppeling voor de lage tonen,  $C_2$  voor de hoge tonen.

$C_2$  doet hetzelfde voor de hoge frequenties. De weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  in serie met  $C_1$  en  $C_2$  zorgen dat de tegenkoppeling bij deze uiterste frequentiegebieden niet te veel vermindert. De schakeling volgens fig. 1,15 kan men wijzigen door in serie met de zelfinductie  $L_1$  een condensator  $C_1$  op te nemen. De resonantiefrequentie van de serieschakeling van  $L_1$  en  $C_1$  is 9 kHz.

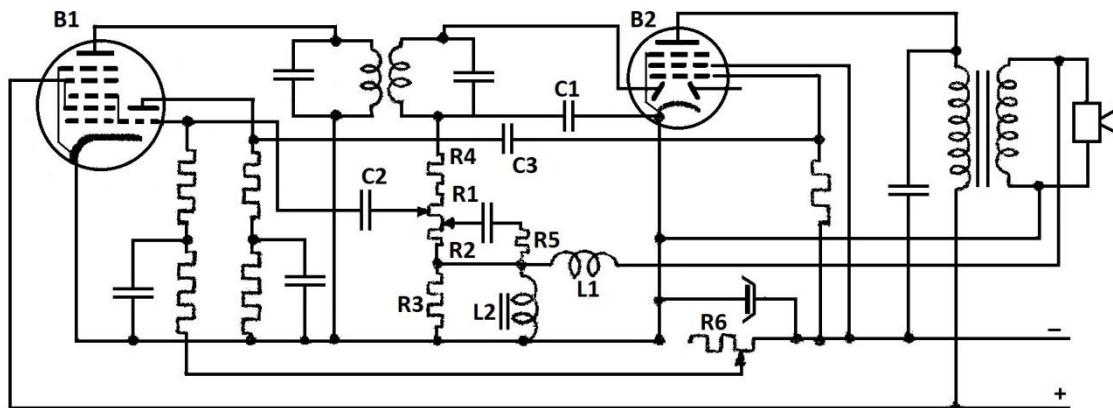


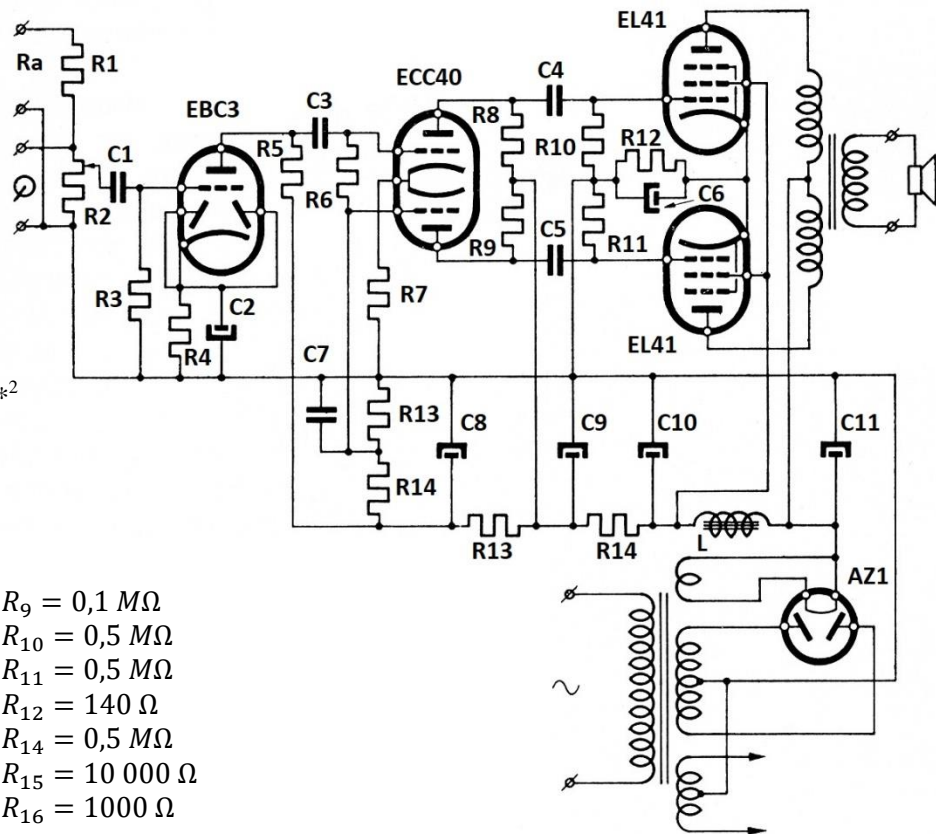
Fig. 1,17. Schakeling voor een versterker met tegenkoppeling waarbij het triodegedeelte van een triode-heptode als versterker dienst doet.

In dit geval is de tegenkoppeling voor 9 kHz groter, de versterking dus kleiner, dan voor lagere en hogere frequenties. Voor de eerste laagfrequent versterkerbuis maakt men soms gebruik van het triodegedeelte van een triode-heptode. Het heptodegedeelte doet dus dienst als middenfrequent versterker. In dit geval kan men het teruggevoerde signaal niet tussen de kathode van deze buis en aarde aanbrengen, daar deze laagfrequente spanning dan tevens tussen kathode en rooster van het heptodegedeelte van de buis aanwezig zou zijn. Men voert het signaal voor de tegenkoppeling dan toe in serie met het roostercircuit van het als laagfrequentversterker werkende triodegedeelte van de buis (fig. 1,17).

Een bezwaar van deze schakeling is, dat bij geheel teruggedraaide sterkteregelaar  $R_1 + R_2$  toch nog de weerstand  $R_3$  die deel uitmaakt van de weerstand van het detectiecircuit en waarover dus een, zij het klein, deel van het gedetecteerde laagfrequentsignaal staat, tussen rooster en kathode van de triode overblijft. Met de sterkteregelaar kan het geluid dus niet geheel tot nul worden gebracht; er blijft een "restsignaal" over.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 11 t/m 16.

## 1.9. Eenvoudige laagfrequentversterker

Fig. 1,18. Eenvoudige grammfoonversterker.\*<sup>2</sup>

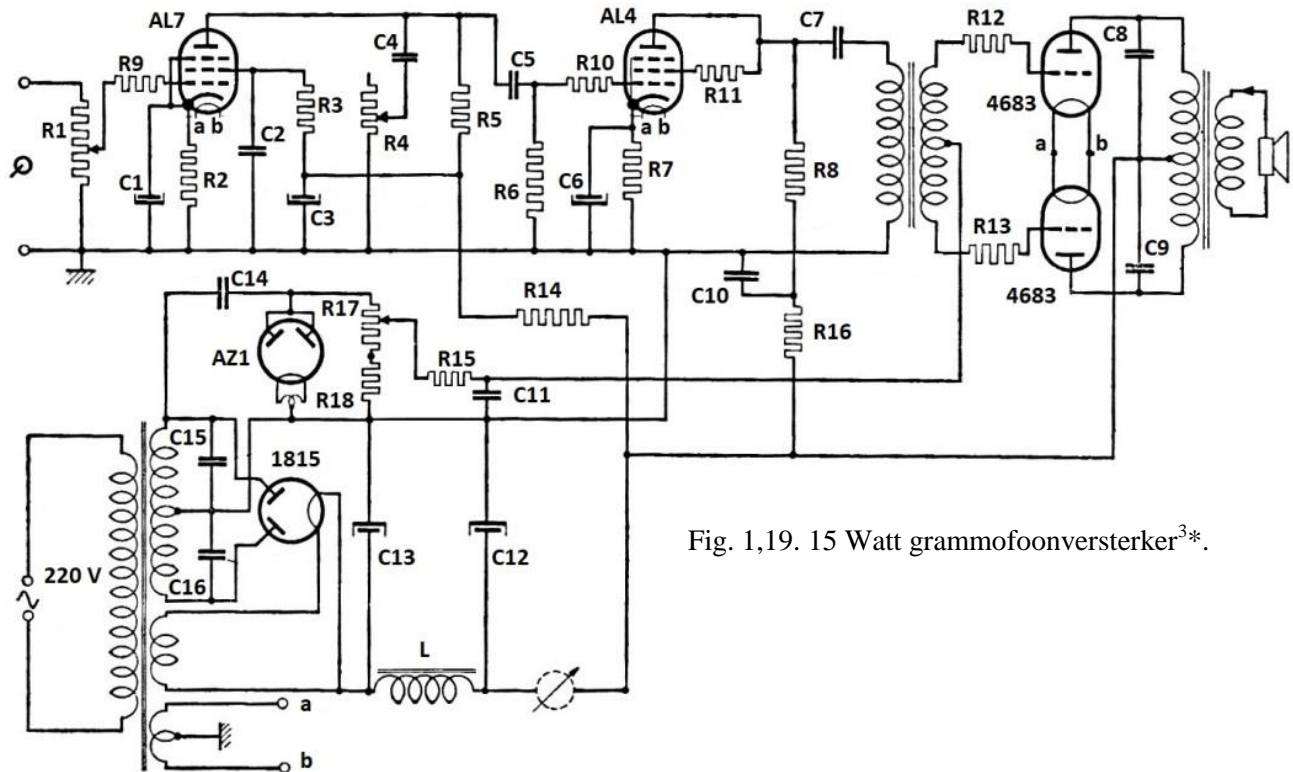
$R_1 = 1 M \Omega$	$R_9 = 0,1 M \Omega$
$R_2 = 0,1 M \Omega$	$R_{10} = 0,5 M \Omega$
$R_3 = 1 M \Omega$	$R_{11} = 0,5 M \Omega$
$R_4 = 820 \Omega$	$R_{12} = 140 \Omega$
$R_6 = 50\,000 \Omega$	$R_{14} = 0,5 M \Omega$
$R_7 = 10\,000 \Omega$	$R_{15} = 10\,000 \Omega$
$R_8 = 0,1 M \Omega$	$R_{16} = 1000 \Omega$

$C_1 = 50\,000 pF$	$C_5 = 50\,000 pF$	$C_9 = 25 \mu F$
$C_2 = 50 \mu F$	$C_6 = 50 \mu F$	$C_{10} = 25 \mu F$
$C_3 = 50\,000 pF$	$C_7 = 0,1 \mu F$	$C_{11} = 25 \mu F$
$C_4 = 50\,000 pF$	$C_8 = 25 \mu F$	$L = 5 H$

In fig. 1,18 is een principeschema gegeven van een eenvoudige versterker die geschikt is voor het versterken van de spanning van een groeftaster of voor het versterken van de spanning, afkomstig van een extra aansluiting aan het ontvangtoestel. De groeftasterspanning (10 mV – 1 V) wordt toegevoerd aan een potentiometer die aan de ingang van de versterker is opgenomen. De spanning afkomstig van een ontvangtoestel wordt hier, zonedig, eerst verzwakt. Na deze potentiometer die als sterkteregelaar dienst doet, volgt een versterkerbuis EBC3. De beide diodeplaatjes doen hierbij geen dienst. Op deze EBC3 volgt de dubbele triode ECC40 die als fase-omkeerbuis is geschakeld. De eindtrap wordt gevormd door twee 9 W pentoden EL41, in balansschakeling klasse A. het nuttig vermogen dat deze eindtrap afgeeft, is ongeveer 10 W bij een ingangssignaal van 50 mV op het rooster van de eerste buis.

Als gelijkrichtbuis doet de AZ1 dienst. Per transformatorhelft secundair, is de maximale waarde van de wisselspanning 300 V, terwijl een gelijkstroom van maximum 100 mA geleverd kan worden.

<sup>2</sup> De tekening is overgenomen uit het Handboek de Radiotechniek, deel 3, (uitgave 1951). Dit vanwege de zeer slechte staat van het originele stencil uit het schoolboek (FV).

1.10. 15 W grammfoonversterker voor wisselstroomvoedingFig. 1,19. 15 Watt grammfoonversterker<sup>3\*</sup>.

$R_1 = 1\text{ M}\Omega$	$R_{10} = 50\ 000\ \Omega$	$C_1 = 25\ \mu\text{F}$	$C_{10} = 0,5\ \mu\text{F}$
$R_2 = 3200\ \Omega$	$R_{11} = 100\ \Omega$	$C_2 = 0,5\ \mu\text{F}$	$C_{11} = 0,5\ \mu\text{F}$
$R_3 = 0,2\ \text{M}\Omega$	$R_{12} = 10\ 000\ \Omega$	$C_3 = 8\ \mu\text{F}$	$C_{12} = 32\ \mu\text{F}$
$R_4 = 0,5\ \text{M}\Omega$	$R_{13} = 10\ 000\ \Omega$	$C_4 = 16\ 000\ \text{pF}$	$C_{13} = 32\ \mu\text{F}$
$R_5 = 20\ 000\ \Omega$	$R_{14} = 0,2\ \text{M}\Omega$	$C_5 = 0,1\ \mu\text{F}$	$C_{14} = 17\ 000\ \text{pF}$
$R_6 = 1\ \text{M}\Omega$	$R_{15} = 0,2\ \text{M}\Omega$	$C_6 = 25\ \mu\text{F}$	$C_{15} = 0,1\ \mu\text{F}$
$R_7 = 1250\ \Omega$	$R_{16} = 20\ 000\ \Omega$	$C_7 = 1\ \mu\text{F}$	$C_{16} = 0,1\ \mu\text{F}$
$R_8 = 32\ 000\ \Omega$	$R_{17} = 20\ 000\ \Omega$	$C_8 = 2500\ \text{pF}$	
$R_9 = 50\ 000\ \Omega$	$R_{18} = 8000\ \Omega$	$C_9 = 2500\ \text{pF}$	$L = 20\ \text{H} - 180\ \Omega$

In fig. 1,19 is het principe van een 15 W grammfoonversterker voor wisselstroomvoeding weergegeven. De in balans geschakelde eindtriodes 4683 krijgen een vaste negatieve roosterspanning. De benodigde negatieve roosterspanning is 75 Volt. Deze spanning wordt geleverd door de als enkel-fasige gelijkrichter AZ1. De gelijkrichter wordt door de ene helft van de secundaire wikkeling van de voedingstransformator geleverd.

De condensator  $C_{14}$  van 17000 pF vormt met de inwendige weerstand van de buis AZ1 een spanningsdeler waardoor de spanning van de secundaire wikkeling dermate wordt verlaagd dat de gewenste gelijkspanning van 75 Volt wordt verkregen. Met de potentiometer  $R_{17}$  kan deze spanning worden geregeld

<sup>3</sup> De tekening is overgenomen uit: Electronenbuizen deel II, Philips uitgave uit 1940 - Gegevens en schakelingen van moderne ontvang- en versterkerbuizen. Dit vanwege de zeer slechte staat van het originele stencil uit het schoolboek (FV).



R.T.

Tc.

Nadruk verboden 15



De weerstand  $R_{15}$  en condensator  $C_{11}$  dienen om de negatieve roosterspanning af te vlakken. De transformator aan de ingang van de balansschakeling is stroomloos geschakeld met behulp van  $R_8$  en  $C_7$ .  $C_7$  is zo gekozen dat de lage frequenties niet noemenswaardig worden verzwakt.

HILVERSUM

In de roosterkring van de eerste buis is de volumeregeling opgenomen ( $R_1$ ). In de anodekring van de eerste buis is de toonregeling geplaatst ( $R_4 - C_4$ ). De voeding geschiedt met behulp van een dubbel-fasige gelijkrichter. De spanning over  $C_{13}$  is 550 Volt en over de elektrolyt  $C_{12}$  450 V. afgevlakt.

De anodespanningen van de spanningsversterkers worden afgevlakt met behulp van  $R_{14} - C_3$  en  $R_{16} - C_{10}$ . De secundaire wikkeling van de nettransformator is overbrugd door condensatoren  $C_{15}$  en  $C_{16}$ , om het optreden van netstoringen tegen te gaan.

De weerstanden  $R_9$  in de eerste buis,  $R_{10}$  in de tweede buis en  $R_{12}$  en  $R_{13}$  in de eindbuis, voorkomen dat de buizen parasitair zouden kunnen oscilleren. De roosterkring kan zich als vrije trillingskring gedragen met behulp van de parasitair optredende capaciteiten en zelfinducties. Bovengenoemde weerstanden geven de kringen een zodanige demping dat vrije trillingen niet kunnen optreden.

#### 1.11. 100 Watt versterker voor een radiocentrale

In fig. 1,20 is het prinsipeschema van een versterker weergegeven zoals deze voorkomt, diene om het lf.-signaal voor een groep luisteraars te versterken.

Aan deze versterker kan het signaal dat afkomstig is van een ontvanger, of het signaal rechtstreeks komende van de studio worden toegevoerd.

Een ontvanger levert een signaal gelegen tussen 0,5 en 5 Volt over een weerstand kleiner dan  $100 \Omega$ . Voor een dergelijke grote spanning liggen de eisen die gesteld moeten worden aan de eerste buis minder zwaar; het storingsniveau mag evenredig hoger zijn, vergeleken bij het signaal dat bijvoorbeeld een microfoon afgeeft.

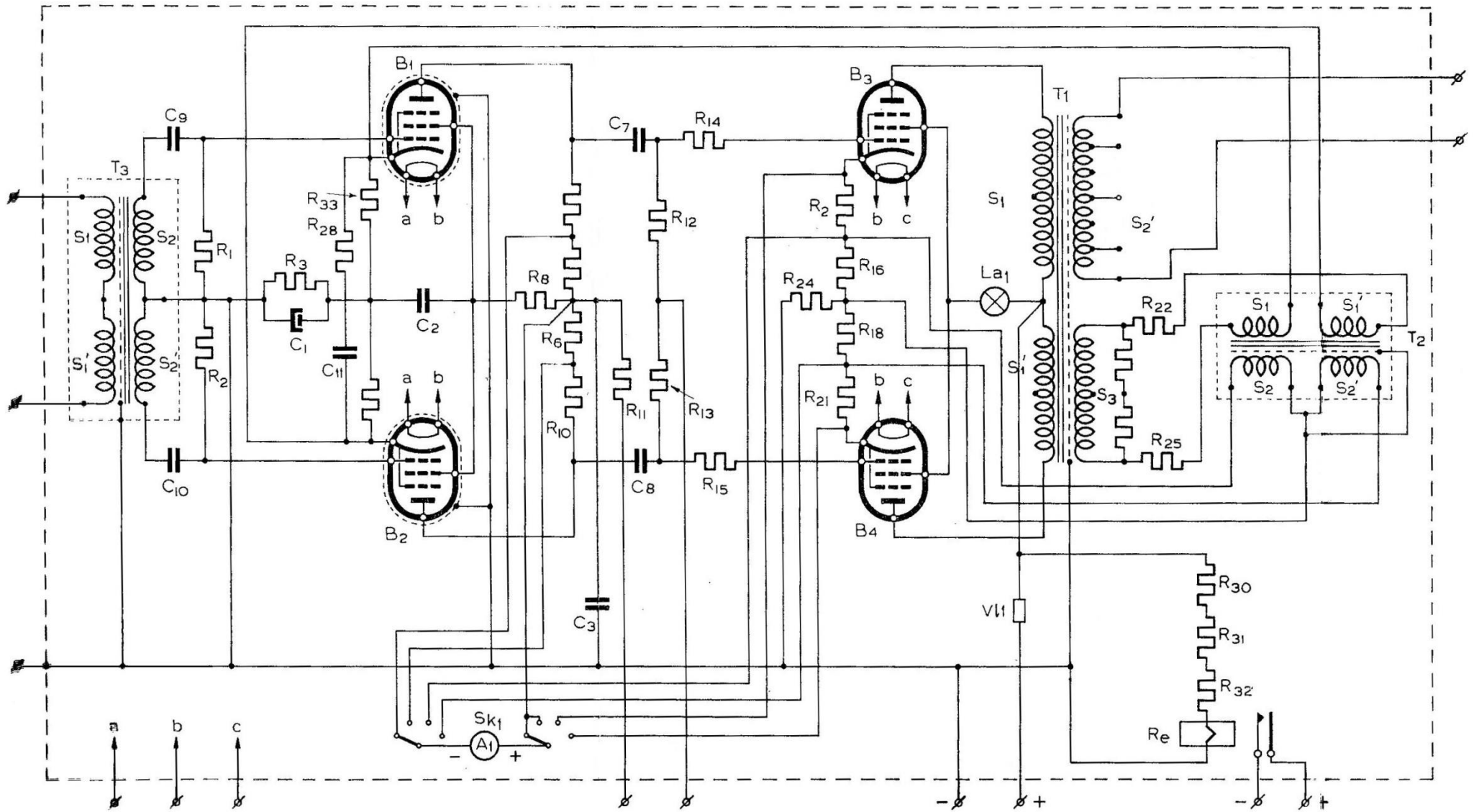
Van de studio wordt het signaal via een kabel naar de versterker gevoerd. De spanning op deze varieert tussen een half volt en enkele volts. De ingang van de versterker moet goed aanpassen op de kabel, dat wil zeggen, de afsluitweerstand van de kabel moet gelijk zijn aan de zogenaamde golfweerstand van de kabel. Voor dit doel veel voorkomende waarden zijn  $200 \Omega$  en  $500 \Omega$ . De versterker wordt van de kabel gescheiden door een ingangstransformator. De secundaire impedantie van de transformator moet hoog zijn ten opzichte van de kabelimpedantie.

De eindtrap van deze versterker bestaat uit twee buizen ( $B_3$  en  $B_4$ ), die in balans geschakeld en in klasse B zijn ingesteld.

In serie met de schermroosters is ter controle een gloeilamp opgenomen. De eindtrap wordt door twee in balans geschakelde buizen ( $B_1$  en  $B_2$ ) gestuurd.

De ingangsspanning is 0,5 V, de uitgangsspanning naar keuze, 40, 60, 80 of 100 V. Bij een uitgangsvermogen van 100 W is de vervorming maximaal 2 %. De amplitudekarakteristiek vertoont binnen het frequentiegebied van 60 – 10 000 Hz geen grotere afwijkingen dan 2 dB.

De tegenkoppeling wordt bij deze versterker verkregen via de extra wikkeling  $L_8$  op de uitgangstransformator. Vervolgens zijn in serie met de kathoden der eindbuizen twee kleine weerstanden  $R_{16}$  en  $R_{18}$  opgenomen



<sup>4</sup> De tekening is overgenomen uit: het Handboek de Radiotechniek, deel 3, (uitgave 1951). Dit vanwege de zeer slechte staat van het originele stencil uit het schoolboek (FV).

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 17



HILVERSUM

$R_1 = 0,22 M\Omega$	$R_{13} = 0,18 M\Omega$	$R_{28} = 45 \Omega$	$C_9 = 68\ 000 \mu F$
$R_2 = 0,22 M\Omega$	$R_{14} = 1000 \Omega$	$R_{30} = 45\ 000 \Omega$	$C_{10} = 68\ 000 \mu F$
$R_3 = 560 \Omega$	$R_{15} = 1000\Omega$	$R_{31} = 45\ 000 \Omega$	$C_{11} = 68\ 000 \mu F$
$R_4 = 33,3 \Omega$	$R_{16} = 5,6 \Omega$	$R_{32} = 45\ 000 \Omega$	
$R_6 = 33,3 \Omega$	$R_{18} = 5,6 \Omega$		$B_1 = CF\ 50$
$R_8 = 0,39 M\Omega$	$R_{20} = 0,75 \Omega$	$C_1 = 64 \mu F$	$B_2 = CF\ 50$
$R_9 = 0,18 M\Omega$	$R_{21} = 0,75 \Omega$	$C_2 = 0,22 \mu F$	$B_3 = EL\ 51$
$R_{10} = 0,18 M\Omega$	$R_{22} = 390 \Omega$	$C_3 = 1 \mu F$	$B_4 = EL\ 51$
$R_{11} = 15\ 000 \Omega$	$R_{23} = 390 \Omega$	$C_7 = 0,15 \mu F$	
$R_{12} = 0,18 M\Omega$	$R_{24} = 25 \Omega$	$C_8 = 0,15 \mu F$	

Fig. 1,20. 100 Watt versterker voor radiocentrale.

De spanning over deze weerstanden is evenredig met de wisselstroom door de eindbuizen en wordt via de wikkelingen  $S_2$  en  $S_2'$  van de transformator  $T_2$  getransformeerd in de wikkelingen  $S_1$  en  $S_1'$ . De spanning over wikkeling  $S_2$  en de spanning over  $S_1$  en  $S_1'$  ten gevolge van  $S_2$  en  $S_2'$  zijn in tegenfase. Het verschil van deze spanningen wordt toegevoerd aan de stuurroosters van  $B_1$  en  $B_2$ .

Op deze wijze is de versterker zowel in de spanning als in de stroom tegengekoppeld.

De tegenkoppeling is zo ingesteld dat bij goede aanpassing de spanningstegenkoppeling overheerst, dus heeft de versterker een lage inwendige weerstand.

Neemt echter door een te lage aanpassing de stroom snel toe, dan begint de stroomtegenkoppeling een rol te spelen en wordt door vermindering van de stuurspanning van de eindbuizen de kans op beschadiging door te hoge anodedissipatie verminderd.

Treedt sluiting in de eindbuizen op, dan brandt de zekering  $Z$  door en dit wordt door het relais  $R_e$  gemeld.

De meter  $A_1$  dient ter controle van de diverse stromen in de buizen. Door middel van een schakelaar is deze meter in de verschillende ketens op te nemen.

### Microfonie

Een zeer hinderlijk verschijnsel dat bij versterkers en ontvangers kan optreden, is microfonie. Dit kan optreden doordat de trillingen van de ingebouwde luidspreker via de kast en chassis en soms door de lucht, de op- en in de montageplaat bevestigde onderdelen of de bedrading in trilling kunnen brengen, vooral bij hoog opgedraaide sterkteregeling.

Dit in trilling brengen van een onderdeel of een draad kan een periodieke capaciteitsvariatie geven, waardoor in de luidspreker een andere toon hoorbaar wordt die bij voldoende sterkte het onderdeel weer in trilling brengt. Zodoende ontstaat er een mechanisch-akoestische terugkoppeling waardoor de toon wordt onderhouden en het apparaat gaat "loeien". De frequentie waarin het apparaat gaat loeien, hangt af van de eigen frequentie van het trillende onderdeel.

Laagfrequent microfonie ontstaat meestal in de lf.-buis zelf. De afstand tussen rooster en kathode is vrij klein. Geraakt het rooster in trilling, dan verandert zijn capaciteit ten opzichte van de kathode. Deze capaciteit werkt als een condensatormicrofoon, waardoor het lf.-loeien ontstaat. Om dit te voorkomen mag men de lf.-gevoeligheid van een ontvanger niet te hoog opvoeren (minstens 10 mV lf.-ingangssignaal nodig voor 50 mW uitgangsvermogen, doch liever 20 á 30 mV) en moet de inwendige constructie van de lf.-buis stevig genoeg zijn.

Hoogfrequent microfonie ontstaat, doordat onderdelen van het oscillatorcircuit of de elektroden in de oscillatorbuis zelf in trilling komen. Door de optredende capaciteitsvariaties wordt dan de oscillatorfrequentie periodiek gevarieerd (frequentiemodulatie).

## 18 Tc

Als deze frequentievariatiaties groot genoeg zijn, zal ten gevolge van de vrij steile flanken van de middenfrequent-resonantiekromme een in amplitude wisselend middenfrequentsignaal op de detector ontstaan, wat aanleiding geeft tot een lf.-signaal dat weer als toon in de luidspreker hoorbaar wordt. Bij voldoende sterkte brengt deze “toon” het onderdeel weer in trilling en het apparaat gaat weer loeien. De kans op hf.-microfonie is kleiner naarmate de mf.-resonantiekromme een bredere top heeft.

Deze hf.-microfonie is een gevolg van capaciteitsvariatiaties die de capaciteit van de oscillatorkring beïnvloeden. Het verschijnsel zal daarom het eerst optreden bij kleine capaciteitswaarden van de draaicondensator en zal erger zijn naarmate de oscillatorfrequentie daarbij hoger is. Eenzelfde procentuele capaciteitsvariatie heeft dan een grotere absolute frequentievariatie tot gevolg. Het kortegolfgebied splitsen in drie golfbanden heeft hierop een gunstig effect, daar de capaciteitswaarden dan niet zo klein behoeven te zijn.

Microfonie kan worden veroorzaakt door:

- 1° de variabele condensator
- 2° de oscillatorbuis
- 3° de oscillatorspoelen
- 4° verschillende andere onderdelen met hun bedrading

De volgende maatregelen zijn tegen microfonie te nemen:

- 1°. De variabele condensator stevig genoeg construeren en verend opstellen. Er moet op gelet worden dat de verende opstelling niet gehinderd wordt door de aandrijving. Geen grote trommel op de draaicondensatoras, daar deze via de lucht de condensator in trilling kan brengen. Bij voorkeur de luidspreker niet dicht bij de draaicondensator opstellen.
- 2°. De buishouder voor de oscillatorbuis verend opstellen en zorgen dat de bedrading niet te “stug” is.
- 3°. De oscillatorspoelen stevig op het chassis bevestigen (ze mogen niet kunnen rammelen). De afzonderlijke windingen van de spoel mogen niet kunnen trillen.
- 4°. De bedrading van het oscillatorgedeelte zo kort en zo strak mogelijk houden en alle onderdelen stevig vastzetten. Vooral trimmers en tot de oscillatorkring behorende vast condensatoren verdienen in dit opzicht speciaal de aandacht.

Als extra beveiligingsmiddel kan men het gehele chassis nog op rubber in de kast bevestigen.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 17 t/m 20.



## Hoofdstuk 2

### Ontvangers

#### 2.1. De directe ontvanger

In fig. 2,1 is het principeschema van een eenvoudige directe ontvanger weergegeven. Een ontvanger volgens dit principe duidt men ook wel aan met de naam rechtuit-ontvanger of in het Engels straight-set. De ontvanger wordt gevoed uit het wisselstroomnet. De buizen  $B_1$  en  $B_2$  zijn pentoden die als hoogfrequentversterkers zijn geschakeld.  $B_3$  is een diode, die werkzaam is als detector en de buizen  $B_4$  en  $B_5$  zijn de laagfrequentversterkers. De eindbuis  $B_5$  moet het vermogen benodigd voor de luidspreker leveren.  $B_6$  is een dubbele diode met behulp waarvan de wisselspanning uit het net omgezet wordt in de gelijkspanning die nodig is voor het voeden van de anoden en schermroosters van de buizen  $B_1$ ,  $B_2$ ,  $B_4$  en  $B_5$ .

De gehele ontvanger wordt gebouwd op een metalen plaat, het chassis genaamd. Dit chassis moet goed geleidend met "aarde" zijn verbonden. Als aarde kan een waterleidingbuis diens doen of een plaat of staaf, die bij voorkeur tot in het grondwater reikt. In het schema is het chassis, dus "aarde" aangeduid door lijn A. De verschillende verbindingen die in het schema met deze lijn zijn verbonden, zijn in het toestel met het chassis verbonden.

De elektromagnetische golven die door de zendantenne worden uitgezonden, veroorzaken in de ontvangantenne een spanning. Tussen deze ontvangantenne en aarde is een zelfinductie  $S_1$  opgenomen. Door deze spoel vloeit een kleine stroom. Deze stroom induceert een spanning in de spoel  $S_2$ , daar de spoelen  $S_1$  en  $S_2$  gekoppeld zijn. Deze spanning heeft in de serieschakeling van  $S_2$  en  $C_1$  een stroom ten gevolge. De serieschakeling van  $S_2$ ,  $C_1$  is afgestemd op de frequentie van de antennestroom. De resonantiefrequentie  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{S_2 C_1}}$  is gelijk aan de draaggolffrequentie van het ontvangen signaal. Aan de klemmen van de condensator  $C_1$  ontstaat een spanning die  $Q$  maal zo groot is als de spanning die door  $S_1$  in  $S_2$  geïnduceerd wordt. Deze versterkte spanning wordt toegevoerd aan het stuurrooster van buis  $B_1$ .

In de anodeketen van  $B_1$  is een afgestemde kring opgenomen, gevormd door  $S_3$  en  $C_2$ . Ook deze kring is afgestemd op de draaggolffrequentie van het antennesignaal. Van de kringen  $S_2 C_1$  en  $S_3 C_2$  zijn de zelfinducties der spoelen gelijk; de capaciteiten moeten dus ook gelijk zijn.

Om de beide kringen door middel van een knop te kunnen afstemmen, zijn de beide condensatoren op één as geplaatst. Parallel aan deze bevindt zich echter ook de capaciteit, gevormd door de elektroden der buizen, de verbindingsdraden enz. deze capaciteiten zijn in het algemeen voor beide kringen niet gelijk. Om de totale capaciteit, gevormd door de afstemcapaciteit en parasitair optredende parallelcapaciteit aan elkaar gelijk te maken, is parallel aan iedere kring een kleine instelbare condensator aangebracht, een zogenaamde trimmer.

Over de kring  $S_3 C_2$  ontstaat een versterkte spanning. Deze is echter in het algemeen nog te klein om aan de detector te worden toegevoerd. Daarom wordt deze spanning nogmaals versterkt met de buis  $B_2$ . In de anodeketen van  $B_2$  is een spoel  $S_4$  opgenomen. Deze buis werkt dus als smoerspoelversterker. We zouden hier ook een afgestemde kring kunnen plaatsen, zoals dit in de anodeketen van buis  $B_1$  is gebeurd. Dit zou echter een drievoudige afstemcondensator nodig maken. Indien we met een matige gevoeligheid van de ontvanger tevreden zijn, is de versterking die met de gegeven schakeling kan worden bereikt voldoende.

De versterkte spanning wordt toegevoerd aan de diodedetector  $B_3$ . De buizen  $B_1$  en  $B_2$  krijgen evenals de buizen  $B_4$  en  $B_5$  de voedingsspanningen van het voedingsapparaat. De gloeidraden zijn parallel aangesloten aan de klemmen  $a$  en  $b$  van de gloeidraadwikkeling van de voedingstransformator.

R.T.

Nadruk verboden

20 Tc

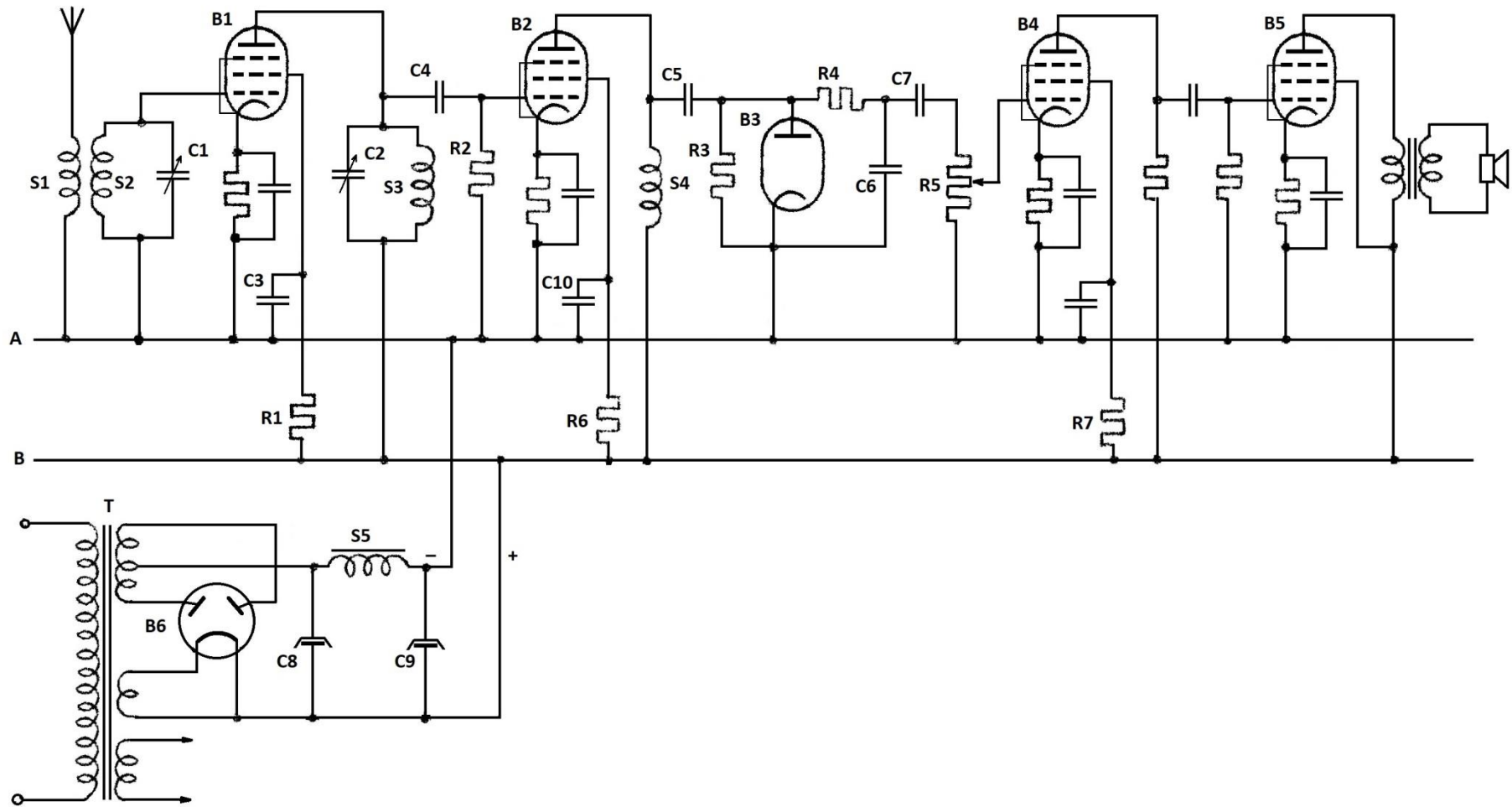


Fig. 2,1. Principeschema van een eenvoudige directe ontvanger.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 21



Om ongewenste koppeling en brom te verminderen is een der gloeidraadklemmen met het chassis verbonden. De vereiste gloeispanning moet bij deze parallelschakeling der gloeidraden voor alle buizen dezelfde zijn. Tegenwoordig wordt meestal 6,3 volt gebezigd. De voedingsspanning voor de anodes en de schermroosters die bijvoorbeeld 250 V bedraagt, wordt met de negatieve pool met het chassis verbonden (lijn A) en met de positieve pool aan de gemeenschappelijke leiding in fig. 2,1 met B aangegeven. De negatieve roosterspanning wordt bij alle buizen verkregen door middel van een weerstand tussen kathode en chassis. Om te voorkomen dat deze weerstand ook voor wisselstroom een impedantie vormt, is parallel aan elk van deze weerstanden een condensator geplaatst met een zo grote capaciteit dat zijn impedantie voor de wisselstroom met de betreffende frequentie zeer klein is.

Bij sommige pentoden moet de schermroosterspanning lager zijn dan de anodegelijkspanning. Om deze lagere spanning te verkrijgen, zijn de weerstanden  $R_1$ ,  $R_6$  en  $R_7$  opgenomen. De schermroosterspanning is dan gelijk aan de voedingsspanning  $U_b$  verminderd met de spanning die over  $R_1$ ,  $R_6$  en  $R_7$  ontstaat en die gelijk is aan het product van de weerstand en de schermroosterstroom. Bij een pentode is het echter noodzakelijk dat de schermroosterspanning constant is en geen wisselspanningscomponent bevat. De schermroosterstroom bevat echter wel een wisselstroomcomponent. De condensatoren  $C_3$  en  $C_{10}$  voorkomen dat daardoor een wisselspanning ontstaat. Doch ook als de schermroosterspanning gelijk moet zijn aan de anodespanning is het gewenst een weerstand en condensator in de schermroosterketen op te nemen. Tussen de leidingen A en B kan een kleine wisselspanning ontstaan. Door de leiding B vloeien de anodestromen der buizen die een wisselstroomcomponent bezitten, terwijl het circuit, gevormd door de leidingen A en B en het voedingsapparaat, altijd een zekere impedantie vormt voor deze wisselstroom.

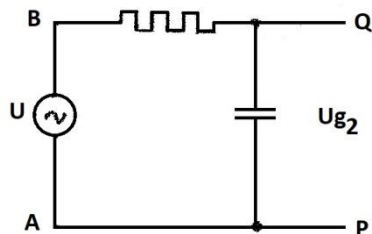


Fig. 2.2. Ontkoppeling schermroostercircuit.

De schakeling kunnen we voorstellen als in fig. 2,2 is aangegeven. De spanning tussen de leidingen A en B noemen we  $U$ . De spanning  $U_{g_2}$  tussen de punten P en Q is de spanning die we in het schermroostercircuit krijgen. Deze is:

$$\bar{U}_{g_2} = \frac{-j}{R_1 - \frac{j}{\omega C_3}} \bar{U}, \text{ dus:}$$

$$\frac{\bar{U}_{g_2}}{\bar{U}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (R_1 \omega C_3)^2}}.$$

Nemen we  $R_1 = 1000 \Omega$ ,  $C_3 = 10\,000 \text{ pF}$  en is  $\omega = 10^6$  (ongeveer de laagste omroepre-

quentie), dan is  $R_1 \omega C_3 = 10$ , dus is:

$$\frac{\bar{U}_{g_2}}{\bar{U}} = \frac{1}{10}.$$

Voor hogere frequenties werkt deze ontkoppeling nog beter. Is het nodig dat de schakeling nog effectiever werkt, dan kunnen we  $R_1$  of  $C_3$ , of beide groter nemen. De weerstand  $R_1$  geeft weliswaar een verkleining van de schermroosterspanning, doch als  $R_1 = 1000 \Omega$  en de schermroosterstroom is 5 mA dan is deze spanningsverlaging slechts 5 volt.

De bovenzijde van de kring  $S_3 C_2$  en de spoel  $S_4$  bezitten echter een grote gelijkspanning ten opzichte van het chassis A. Om deze gelijkspanningen van het rooster van de buis  $B_2$  en van de diode  $B_3$  verwijderd te houden, dienen de condensator  $C_4$  met lekweerstand  $R_2$  en de condensator  $C_5$  met weerstand  $R_3$ . De anodespanningen van de buizen komen dus over de condensatoren  $C_4$  en  $C_5$ . Parallel aan de lekweerstand  $R_2$  en  $R_3$  komen de ingangscapaciteiten van de daaropvolgende buis te staan.

## 22 Tc

De impedantie van deze ingangscapaciteit kan kleiner zijn dan de waarde van de lekweerstand ( $\pm 1 M\Omega$ ). De anodewisselspanning van de voorgaande buis verdeelt zich over de condensator  $C_4$ , resp.  $C_5$  en deze ingangscapaciteit. Om te zorgen dat de roosterspanning op buis  $B_2$  niet veel kleiner is dan de anodewisselspanning van de voorgaande buis, moet de capaciteit van  $C_4$  groot gekozen worden ten opzichte van de ingangscapaciteit van de volgende buis. De condensator  $C_5$  en weerstand  $R_3$  vervullen dezelfde functie als de condensator  $C_4$  en weerstand  $R_2$ . De diodestroom vloeit door de weerstand  $R_3$ . Over deze weerstand ontstaat een gelijkspanning (de bovenzijde is negatief ten opzichte van de onderzijde), een laagfrequent wisselspanning en een hoogfrequent wisselspanning waarvan de amplitude ongeveer gelijk is aan de anodewisselspanning van de voorafgaande buis (mits  $C_5$  groot genoeg is).

Alleen de lf.-wisselspanning wensen we verder te versterken. De gelijkspanning wordt met behulp van de condensator  $C_7$  en weerstand  $R_5$  verwijderd gehouden van het rooster van de eerste laagfrequentversterker  $B_4$ . De hoogfrequent wisselspanning die het rooster van  $B_4$  bereikt, wordt klein gehouden door de weerstand  $R_4$  en condensator  $C_6$ . De werking van deze beide onderdelen is gelijk aan die van  $C_3$  en  $R_1$ .

$R_4$  en  $C_6$  mogen echter niet te groot zijn, daar hierdoor wel het hoogfrequent signaal, doch niet het laagfrequent signaal veel wordt verzwakt. Het filter  $R_4$  en  $C_6$  moet dus zo zijn samengesteld dat het de laagste voorkomende draaggolffrequentie voldoende verzwakt, terwijl de hoogste frequentie voorkomende in de modulatie zo min mogelijk wordt verzwakt.

De sterkte van het lf.-signaal dat over de detector ontstaat, wordt bepaald door de sterkte van het ontvangen signaal. De totale versterking van de ontvanger wordt zo gekozen dat het zwakste signaal dat men wenst te ontvangen nog voldoende vermogen voor de luidspreker geeft. Zonder verdere maatregelen zou dan een sterk ontvangen signaal een zo grote laagfrequente spanning over de detector geven dat het geluid uit de luidspreker veel te sterk is en bovendien vervormd, doordat de roosterwisselspanning van de buizen tussen detector en luidspreker veel te groot wordt. Om dit te voorkomen is de potentiometer  $R_5$  aangebracht. Hiermee kan de roosterwisselspanning van de buis  $B_4$  naar behoefte worden verkleind. Deze potentiometer geeft tevens de noodzakelijke geleidende verbinding tussen rooster en kathode van de buis  $B_4$ . De versterking van de buizen  $B_1$  en  $B_2$  die voor de detector geplaatst zijn, moet zo zijn dat het zwakste antennesignaal dat men wil beluisteren minstens een spanning van 1 volt op de detector tot gevolg heeft, daar anders de detector teveel gaat vervormen. De buis  $B_4$  die is geschakeld als weerstandversterker, levert de roosterwisselspanning voor de eindbuis  $B_5$ . In de anodeketen voor deze laatste buis is een transformator opgenomen; aan de secundaire wikkeling van deze transformator is de luidspreker aangesloten.

De gehele ontvanger wordt gevoed uit het wisselstroomnet. De primaire wikkeling van de transformator  $T$  wordt op het net aangesloten. Op de transformator bevindt zich verder een wikkeling die de gloeistroom voor de gloeidraden der buizen  $B_1 - B_5$  levert, een wikkeling voor de gloeidraadvoeding van de gelijkrichtbuis  $B_6$  en een hoogspanningswikkeling met middenaftakking. De spanning van deze laatste wikkeling wordt gelijkgericht door de gelijkrichtbuis  $B_6$ . Om de rimpelspanning die op de verkregen gelijkspanning is gesuperponeerd klein te houden, wordt vrijwel altijd dubbelfasige gelijkrichting toegepast. Een afvlakrichting, bestaande uit een smoorspoel  $S_5$  met ijzeren kern met luchtspleet en twee elektrolytische condensatoren  $C_8$  en  $C_9$  brengt de rimpelspanning tot een toelaatbare waarde terug.





## 2.2. Moeilijkheden die bij de directe ontvanger worden ondervonden

Bij de constructie van de directe ontvanger volgens fig. 2,1 geeft het hoogfrequent gedeelte aanleiding tot enkele moeilijkheden. In de eerste plaats moet de gevoeligheid van de ontvanger voldoende zijn. Daarmee wordt bedoeld dat van zenders die slechts een kleine spanning in de ontvangentenne veroorzaken toch een goede weergave kan worden verkregen. Voor een goede weergave is het nodig dat de spanning die de detector bereikt minstens 1 volt bedraagt. Is dit het geval, dan geeft het laagfrequent gedeelte voldoende versterking. Is de spanning op de detector echter kleiner dan 1 volt, dan is het gedetecteerde signaal vervormd.

Versterkt elk der hoogfrequent versterkerbuizen 50 maal, dan is de hoogfrequentversterking 2500 maal. Om een spanning van 1 V op de detector te verkrijgen, moet het antennesignaal  $\frac{1}{2500} = 400 \mu V$  bedragen. In vele gevallen wenst men echter ook zenders te ontvangen die een kleinere antennespanning veroorzaken. Hieruit volgt dat een grotere hoogfrequent versterking nodig is. Het plaatsen van een derde hoogfrequent versterker heeft bezwaar. Ondanks een zorgvuldige afscherming kan er koppeling optreden tussen de eerste en de laatste trap, waardoor de schakeling kan oscilleren. Goede ontvangst is dan uitgesloten.

De aangewezen weg om de versterking op te voeren is, de kwaliteitsfactor der afgestemde kringen groter te maken. Hierbij echter wordt de resonantiekromme smaller, zodat de gehele frequentieband die door het gemoduleerde signaal wordt ingenomen niet gelijkmatig wordt versterkt. De componenten overeenkomende met de lage modulatiefrequenties worden meer versterkt dan de componenten overeenkomende met de hoge modulatiefrequenties (zie  $E_a$  en  $W_t$ ). De getrouwheid van de ontvanger is dan slecht. De getrouwheid van een ontvanger is dan volkomen, indien de verhouding in sterkte, waarin de lf.-trillingen in het gemoduleerde antennesignaal voorkomen, door de ontvanger niet worden gewijzigd. Verder is de gevoeligheid van de ontvanger niet bij iedere afstemming dezelfde. In het algemeen is de gevoeligheid het grootst als de variabele condensatoren in die stand staan, waarbij de capaciteit het kleinst is, dus bij de hoogste frequentie van het gebied dat door de variabele condensatoren kan worden bestreken.

De versterking van een hoogfrequent versterker is bepaald door  $V = S \cdot Z_a = S \frac{L}{CR}$ . Uit deze uitdrukking volgt direct dat bij kleine waarde van  $C$  de versterking toeneemt. We kunnen bovengegeven uitdrukking ook uitdrukken in de  $Q$ -factor van de kring.  $\frac{L}{CR} = \frac{\omega_0^2 L^2}{R} = \omega_0 L \frac{\omega_0 L}{R} = \omega_0 L Q$ . Bij verandering van de afstemcapaciteit verandert niet alleen de versterking maar ook de getrouwheid en selectiviteit van de ontvanger. De breedte van de resonantie-kromme hangt af van de  $Q$ -factor van de kring, of nauwkeuriger bekeken van de  $\frac{R}{L}$ -verhouding van de kring. Bij hoge frequenties is  $\frac{R}{L}$  het grootst (bij constante zelfinductie  $L$ ). Bij hogere frequenties zijn de energieverliezen in de kring groter dan bij lagere frequenties (onder andere het skineffect, hetgeen later wordt behandeld). Bij hoge frequenties, dus grote waarde van  $\frac{R}{L}$  is de resonantiekromme het breedst, de getrouwheid is dan beter doch de selectiviteit slechter.

Het gunstigste compromis tussen getrouwheid en selectiviteit kan men bv. leggen in het midden van het met behulp van de afstemcondensator te bestrijken frequentiegebied. Bij hogere frequenties is dan de selectiviteit te slecht en bij lagere frequenties is de getrouwheid te slecht. Voor het langegolfgebied en het middengolfgebied, dus van 150 tot 1600 kHz, kan wel een bruikbare directe ontvanger volgens het schema van fig. 2,1 worden geconstrueerd met een gevoeligheid, selectiviteit en getrouwheid die nog acceptabel zijn, doch voor hogere frequenties is dit zeer moeilijk.

## 24 Tc

De variabele condensator die in het algemeen in omroepontvangers wordt gebezigd, hebben een maximale capaciteitswaarde van 490 pF. De minimale waarde van de capaciteit (bij geheel uitgedraaide condensatorplaten) is ongeveer 12 pF. In de kring komen verder nog voor de eigencapaciteit van de zelfinductie, de trimmer en de altijd aanwezige parasitaire parallelcapaciteiten, zodat deze gezamenlijke capaciteiten een waarde van ongeveer 41 pF op kunnen leveren. De minimale capaciteit die in de kring werkzaam kan zijn, is dus  $12 + 41 = 53 \text{ pF}$  en de maximale waarde van de capaciteit  $490 + 41 = 531 \text{ pF}$ . De minimale capaciteit verhoudt zich tot de maximale waarde van de capaciteit als 1 : 10. Daar de afgestemde frequentie omgekeerd evenredig is met de wortel uit de capaciteit ( $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ) verhoudt de maximale waarde van de afstemfrequentie zich tot de minimale waarde daarvan als 3,16 : 1. Hiermee is dus het maximale frequentiegebied dat met een bepaalde zelfinductie en de bovenvermelde variabele condensator bestreken kan worden, bepaald. De golfbanden die in de omroep gebezigd worden, zijn nu als volgt vastgelegd.

Lange golfgebied	150 – 405 kHz	2000 – 740 m	255 kHz
Middengolfgebied	515 – 1620 kHz	505 – 185 m	1105 kHz
	2300 – 5000 kHz	130 – 60 m	2700 kHz
	5950 – 6200 kHz	49 m band	250 kHz
	7150 – 7300 kHz	41 m band	150 kHz
	9500 – 9775 kHz	31 m band	275 kHz
Kortegolfgebied	11700 – 11975 kHz	25 m band	275 kHz
	15100 – 15450 kHz	19 m band	350 kHz
	17700 – 17900 kHz	16 m band	200 kHz
	21450 – 21750 kHz	13 m band	300 kHz
	25600 – 26100 kHz	11 m band	500 kHz

In de eerste kolom is het frequentiegebied en in de tweede kolom het overeenkomstig golflengtegebied aangegeven. In de derde kolom is de breedte van het frequentiegebied in kHz aangegeven. Deze golfbanden worden gewoonlijk alle bestreken met dezelfde variabele condensatoren. Voor elk ander golfbereik wordt dan een andere zelfinductie ingeschakeld. Voor de kortegolfbanden zijn dus kleine zelfinducties nodig. Bij de kleinere spoelen wordt de verhouding  $R/L$  steeds slechter, waardoor de gevoeligheid en selectiviteit zo slecht worden dat dergelijke ontvangers voor korte golven niet goed mogelijk zijn. Al deze moeilijkheden treden bij heterodyne ontvangers niet- of nagenoeg niet op. Daarom zijn de moderne omroepontvangers vrijwel alle van dit type en wordt de directe ontvanger vrijwel niet meer gebruikt.

### 2.3. De superheterodyne ontvanger. Het principe

De moeilijkheden die bij de directe ontvanger worden ondervonden, vinden hun oorzaak in het feit dat de ontvanger op zeer uiteenlopende frequenties moet worden afgestemd. Een ontvanger die één enkele zender behoeft te ontvangen en weer te geven, zou bij een niet te hoge frequentie van de draaggolf, zo kunnen worden gemaakt dat aan veel hogere eisen wordt voldaan wat de gevoeligheid, de getrouwheid en de selectiviteit betreft. Een superheterodyne ontvanger is in principe een ontvanger die op één draaggolfrequentie is afgestemd. Hiertoe wordt de ontvanger voorafgegaan door een mengbuis die de draaggolfrequentie van het ontvangen signaal op een vaste, door de ontvanger bepaalde, waarde brengt. De werking van de mengbuis is in de elektronica reeds besproken. De voornaamste moeilijkheden van de directe ontvanger treden hierbij niet op. Daar staat tegenover dat de superheterodyne ontvanger een nieuwe principiële moeilijkheid geeft, namelijk het optreden van fluittonen. Deze kunnen op praktisch voldoende wijze worden voorkomen door de mengbuis te laten voorafgaan door een of meer kringen, afgestemd op het te ontvangen signaal, zoals bij een directe ontvanger.

### 2.4. Het principeschema van een eenvoudige superheterodyne ontvanger

In fig. 2,3 is het schema van een eenvoudige superheterodyne ontvanger weergegeven. Het voedingsgedeelte dat op dezelfde wijze is samengesteld als in fig. 2,1 is hier achterwege gelaten.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 25

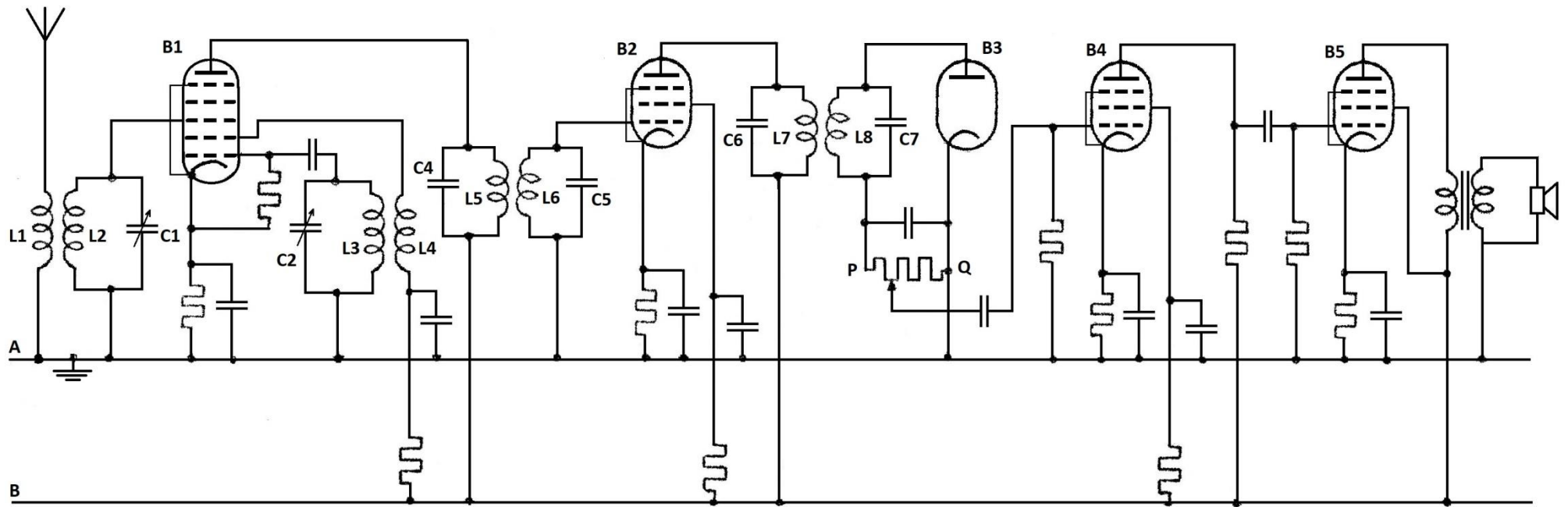


Fig. 2,3. Principeschema van een eenvoudige superheterodyne ontvanger.

De lijn *A* stelt weer het geaarde chassis voor. De lijn *B* is met de positieve klem aan de voedingsbron verbonden (bv. 250 volt). De antennestroom, gaande door  $L_1$ , induceert weer een spanning in de spoel  $L_2$  en daar de kring  $L_2C_1$  is afgestemd op het antennesignaal ontwikkelt zich over de condensator  $C_1$  een antennesignaal dat groter is dan de spanning in de antenne. De bovenzijde van de kring  $L_2C_1$  is verbonden met het 3<sup>e</sup> rooster van de mengbuis  $B_1$ . Het eerste en tweede rooster van deze buis vormen met de kathode een triode, die als oscillator werkt. De spoel  $L_3$  en condensator  $C_2$  vormen een kring die de frequentie van de door de oscillator opgewekte trilling bepaalt. De spoel  $L_4$  is de terugkoppelspoel van de oscillator. Noemen we de frequentie van het antennesignaal  $f_a$  en die van de oscillatortrilling  $f_o$ , dan ontwikkelt zich in de mengbuis o.a. een trilling met frequentie  $f_o - f_a$ . In de anodeketen van buis  $B_1$  is een afgestemde kring  $L_5C_4$  opgenomen, die is afgestemd op de frequentie  $f_o - f_a$ , de middenfrequentie. Deze kring is inductief gekoppeld met de kring  $L_6C_5$ , die gelijk is aan  $L_5C_4$ , dus ook afgestemd op de frequentie  $f_o - f_a$ . In de meeste gevallen ligt deze frequentie tussen de frequentie van het ontvangen signaal en het frequentiegebied der laagfrequente trillingen, vandaar de naam middenfrequentie.

Dankzij de afstemming van de beide kringen van het bandfilter zal alleen de component met de frequentie  $f_m = f_o - f_a$  een spanning op het rooster van buis  $B_2$  ten gevolge hebben. Deze buis wordt gevolgd door een tweede bandfilter  $L_7C_6$  en  $L_8C_7$ , eveneens afgestemd op de frequentie  $f_m$ . Het door de buis  $B_2$  versterkte signaal wordt toegevoerd aan de diodedetector  $B_3$ , die op zijn beurt weer het gewenste lf.-signaal levert.

De buizen  $B_4$  en  $B_5$  hebben dezelfde functie als de in fig. 2,1. De kringen van de bandfilters  $L_5C_4$  met  $L_6C_5$  en  $L_7C_6$  met  $L_8C_7$  zijn constant op een en dezelfde frequentie  $f_m$  afgestemd. Bij de gebruikelijke omroepontvangers is de middenfrequentie ongeveer 460 kHz. Na de buis  $B_1$  is de schakeling een ontvanger voor signalen met deze ene draaggolfrequentie  $f_m$ . Wat de gevoeligheid, selectiviteit en getrouwheid betreft kunnen we deze ontvanger zo goed mogelijk aan onze wensen laten voldoen. Immers, in de versterkers die grotendeels deze eigenschappen beheersen ( $B_2$  en  $B_3$ ), bezitten geen variabele onderdelen. De mengbuis zet alle gewenste signalen om in signalen met de frequentie  $f_m$ . Wordt de kring  $L_2C_1$  verstemd om een andere zender te ontvangen, dan moeten we de oscillatorkring  $L_3C_2$  evenveel verstemmen, opdat voor het nieuwe antennesignaal eveneens blijft gelden  $f_m = f_o - f_a$ . De kwaliteitsfactor van de kring  $L_2C_1$ , de zelfinductie van de antennekring  $L_1$  en de koppeling tussen de spoelen  $L_1$  en  $L_2$  zijn gemakkelijk zo te maken, dat in het gehele gebied dat door de variatie van de afstemcondensator  $C_1$  kan worden bestreken; de verhouding tussen de sterkte van het antennesignaal en de spanning op het stuurrooster van de buis  $B_1$  weinig varieert. De gevoeligheid van de gehele ontvanger varieert dus ook maar weinig. Het levert geen moeilijkheden op de versterking van het gedeelte dat op de mengbuis volgt, zo groot te maken dat de gevoeligheid van de gehele ontvanger de waarde heeft die men praktisch wenst. De gevoeligheid kan dus groot en constant zijn. De kwaliteitsfactor van de kring  $L_2C_1$  nemen we zo klein dat de resonantiekromme voor het frequentiegebied dat door het gewenste signaal wordt ingenomen (de draaggolf met de 2 zijbanden), vrijwel vlak is, dus de zijbanden gelijkmatig worden versterkt. De kring  $L_2C_1$  heeft dan bijna geen invloed op de getrouwheid van de ontvanger; deze wordt vrijwel uitsluitend bepaald door het gedeelte na de mengbuis. De getrouwheid is dus voor alle afstemfrequenties dezelfde. Op de selectiviteit heeft deze kring  $L_2C_1$  geen grote invloed voor signalen met frequenties die weinig van die van het gewenste signaal verschillen. Is het verschil der frequenties groot, dan geeft de kring een waardevolle bijdrage tot de selectiviteit. Met de superheterodyne ontvanger kunnen we dus aan alle praktische wensen betreffende de gevoeligheid, getrouwheid en selectiviteit voldoen. Daar de kring  $L_2C_1$ , op de voornaamste eigenschappen van de ontvanger weinig invloed heeft, rijst de vraag waarom deze kring niet achterwege wordt gelaten. Deze vraag wordt later beantwoord. We zullen dan zien dat deze kring niet kan worden gemist; soms worden zelfs wel twee afgestemde kringen voor de mengbuis aangebracht.

## 2.4. Het middenfrequent gedeelte

De spanning die aan de mengbuis wordt toegevoerd, is gewoonlijk zeer klein. De component van de anodewisselspanning van de mengbuis met de middenfrequentie is wel enige malen zo groot, maar moet toch nog aanzienlijk worden versterkt om een voldoende grote spanning voor de detector beschikbaar te stellen.

Voor de mengbuis bevinden zich een of twee kringen die op het antennesignaal zijn afgestemd. De selectiviteit hiervan is verre van voldoende. De taak van het middenfrequent gedeelte van de ontvanger is dus, het gewenste signaal in voldoende mate te versterken en de vereiste selectiviteit te geven.

Wordt in de anodeketen van een versterkerbuis een afgestemde kring opgenomen en meet men de versterking  $\frac{U_{a\text{eff}}}{U_{g\text{eff}}} = V$  als functie van de frequentie, dan ontstaat, indien men de meetresultaten grafisch uitzet, de resonantiekromme (fig. 2,4).

De versterking van de resonantiefrequentie  $f_0$  is evenredig met de impedantie  $Z_a$  van de kring.  $Z_a = \frac{L}{CR}$ . Is de buis een pentode, zoals in fig. 2,4, dan is versterking met goede benadering:

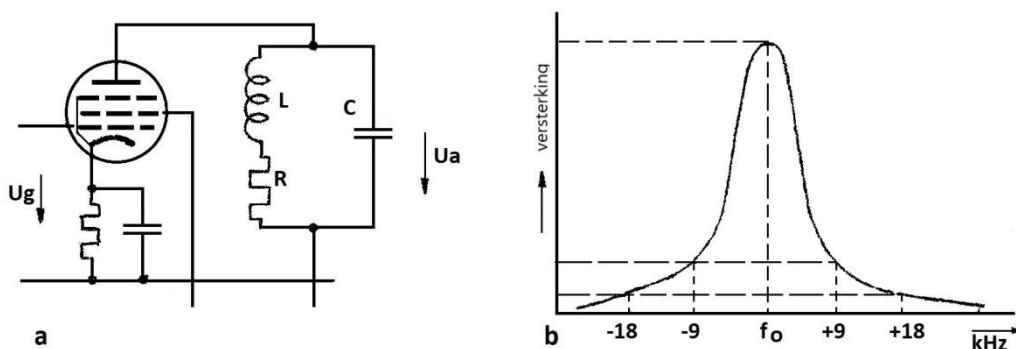


Fig. 2,4. Resonantiekromme van een hf.-versterker.

$$V = SZ_a = S \frac{L}{CR} \quad (S \text{ is de steilheid van de buis}).$$

Om gemakkelijk verschillende resonantiekrommen met elkaar te kunnen vergelijken, zet men niet de versterking zelf voor de verschillende frequenties uit, doch de versterking ten opzichte van die voor de resonantiefrequentie. Hierbij wordt de versterking voor de resonantiefrequentie als eenheid genomen en zet men de relatieve verzwakking logaritmisch naar boven uit.

Wordt dus een trilling met een frequentie die niet gelijk is aan de resonantiefrequentie van de kring tot op  $\frac{1}{3}$  van de waarde versterkt van die van de resonantiefrequentie, dan is de verzwakking 3.

De logaritmewaarde van dit getal wordt nu op de verticale as afgepast en hierbij wordt het cijfer 3 geplaatst (zie fig. 2,5).

Door voor de verzwakking een logaritmische schaal te nemen, kan een groot deel van de resonantiekromme worden getekend zonder in een al te grote grafiek te vervallen.

Bij enige versterkertrappen achter elkaar moet men om het totale effect te kunnen overzien hiervan een totale resonantiekromme opnemen. Deze totale resonantiekromme kunnen we verkrijgen door de resonantiekromme van de afzonderlijke trappen met elkaar te vermenigvuldigen. Bij gebruik van de resonantiekrommen waarbij de verzwakking op logaritmische schaal is uitgezet, kan men de

vermenigvuldiging uitvoeren door met een meetlatje de verschillende afstanden, gemeten vanaf de verzwakking 1, te meten en op te tellen. In fig. 2,5 is dit gedaan voor twee versterkertrappen.

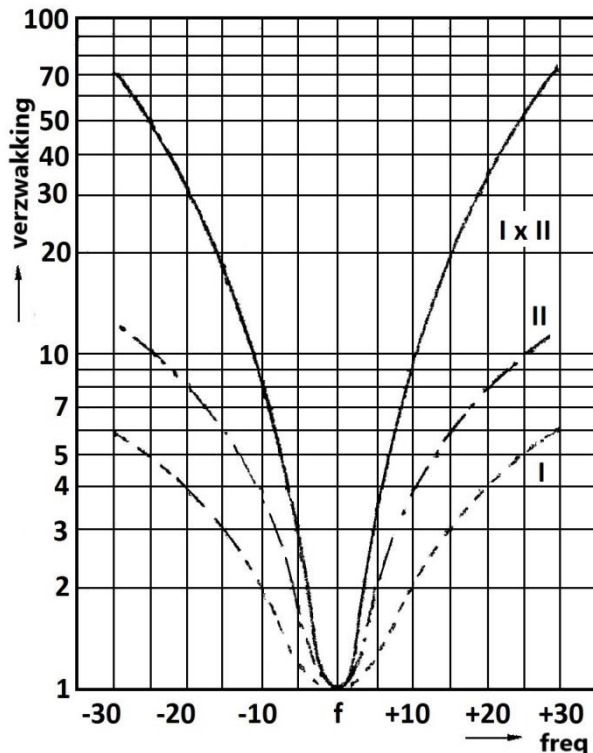


fig. 2,5. Reciproke resonantiekromme op logaritmische schaal.

met gebruik van bandfilters is deze kromme echter wel te benaderen (zie Wt).

Neemt men nu twee versterkertrappen, ieder met een bandfilter en koppelt men het ene bandfilter kritisch en het andere overkritisch, dan kan de totale resonantiekromme een vrij vlakke top vertonen (fig. 2,6). Door kringen te gebruiken met een grote kwaliteitsfactor  $Q$  en door meer dan twee bandfilters te nemen, gescheiden door versterkerbuizen, met verschillende koppelfactoren, kan een rechthoekige kromme worden benaderd. In een omroepontvanger worden echter in het middenfrequentiegedeelte bijna nooit meer dan twee bandfilters gebruikt. De kwaliteitsfactoren kunnen niet onbeperkt worden opgevoerd, omdat men de afmetingen der afschermbussen niet te groot wil maken. Meer dan twee bandfilters en een zeer grote  $Q$  zou het toestel te kostbaar maken. Met twee bandfilters, samengesteld uit kringen met een  $Q$ -factor van 100 is een bevredigende totale resonantiekromme te verkrijgen. De versterking die met de schakeling volgens fig. 2,3 wordt verkregen, is voldoende.

Zou de totale resonantiekromme van het middenfrequentiegedeelte de vorm hebben van de getrokken kromme volgens fig. 2,5, dan is de versterking voor de beide frequenties, die 5000 Hz van de draaggolfrequentie verschillen, een factor 3 kleiner dan voor de draaggolfrequentie. Bij een modulatiefrequentie van 5000 Hz worden dus de beide zijbandfrequenties van het gemoduleerde signaal drie maal zo klein, dus de modulatie diepte ook (zie Ea en Wt).

De kwaliteitsfactor van kring I is kleiner dan die van kring II. Door een kring met een grote kwaliteitsfactor te nemen, kan men de steilheid van de flanken van de resonantiekromme vergroten. Daarmee wordt de verzwakking voor de storende frequentie groter.

Naarmate de flanken van de resonantiekromme van een enkele kring steiler verlopen, wordt een top spits. Voor een goede weergave van een omroepzender waarbij de zijbandfrequenties voorkomen in een gebied van ongeveer 10 kHz onder- tot ongeveer 10 kHz boven de draaggolfrequentie, mogen deze zijbandfrequenties ten opzichte van de draaggolfrequentie niet- of althans niet te veel worden verzwakt. Dit betekent dat de resonantiekromme een vlakke top zou moeten hebben.

Deze overwegingen zouden een resonantiekromme doen verlangen met een rechthoekige gedaante; een vlakke top en steile flanken.

Deze resonantiekromme is natuurlijk niet te verwezenlijken, maar

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 29



HILVERSUM

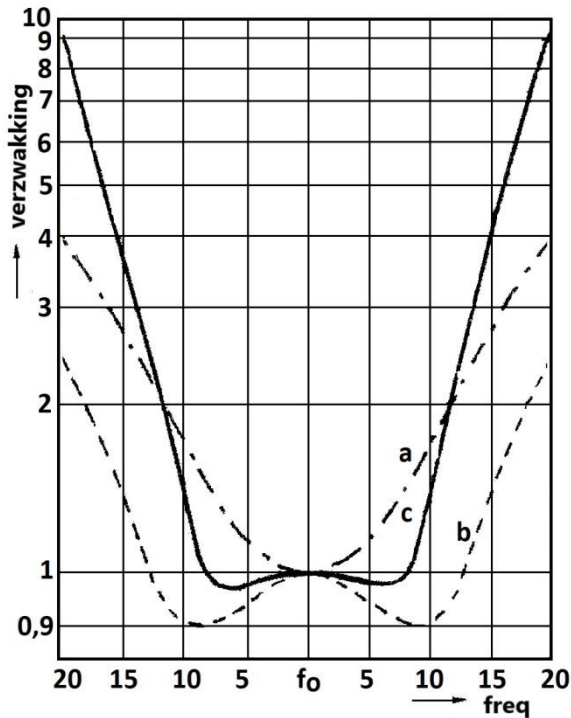


Fig. 2,6. Resonantiekromme. *a*: van een kritisch gekoppeld bandfilter; *b*: van een overkritisch gekoppeld bandfilter; *c*: de totale resonantiekromme die het product van *a* en *b* is.

versterking, dan bijvoorbeeld voor 1000 Hz. De totale versterking als functie van de frequentie vindt men dus, door de betreffende krommen van het middenfrequent gedeelte en van het laagfrequent gedeelte met elkaar te vermenigvuldigen. Een afwijking van de constante versterking in het middenfrequent gedeelte kan soms worden gecompenseerd in het laagfrequent gedeelte.

In dit opzicht biedt de superheterodyne ontvanger een voordeel boven de directe ontvanger; bij de directe ontvanger verandert de vorm van de resonantiefrequentie met de afstemming; bij de superheterodyne ontvanger wordt bij verandering van de afstemming, althans in het middenfrequent gedeelte, niets veranderd. Bij voldoende breedte van de resonantiekromme van het aan de mengbuis voorafgaande hoogfrequent gedeelte is de getrouwheid in het gehele door de ontvanger bestreken frequentiegebied constant.

Hoe breder de resonantiekromme van het middenfrequent gedeelte is, des te beter is de weergave der hoge tonen, dus des te beter is de getrouwheid. Het gevolg hiervan echter is een geringe selectiviteit. Welke vorm men aan de resonantiekromme geeft, hangt af van een compromis tussen getrouwheid en selectiviteit. Bij ontvangst van een zwak signaal is de selectiviteit het belangrijkste; bij ontvangst van een sterk signaal kan met een geringe selectiviteit worden volstaan en kan dus de getrouwheid beter zijn. Om voor deze verschillende gevallen het gewenste compromis te kunnen instellen, wordt soms de bandbreedte van het middenfrequent gedeelte variabel gemaakt. Door de koppeling tussen de spoelen der bandfilters te variëren, wordt de bandbreedte veranderd.

Voor een modulatiefrequentie van bijvoorbeeld 500 Hz worden de zijbandfrequenties bijna evenveel versterkt als de draaggolf, dus blijft de oorspronkelijke modulatie diepte behouden.

Na de detectie zal daardoor de amplitude van de component met een frequentie van 500 Hz driemaal zo groot zijn als die van de component met een frequentie van 5000 Hz, indien deze componenten in het oorspronkelijke signaal even sterk waren. Bij de resonantiekromme van fig. 2,5 is de weergave der tonen met hoge frequenties minder sterk dan die van de tonen met lage frequenties.

Ditzelfde, hoewel in mindere mate, is het geval bij een resonantiekromme volgens fig. 2,6, kromme *a*. Bij een resonantiekromme volgens kromme *c* blijft de modulatie diepte voor de frequenties tot 8000 Hz vrijwel onveranderd.

De laagfrequent versterker die op de detector volgt, geeft voor de lage en hoge frequenties een geringere

Dit kan continu gebeuren door de spoelen in de afschermbus ten opzichte van elkaar te verschuiven. Een andere, in mechanisch opzicht eenvoudiger methode is die, waarbij de beide spoelen elk in een afzonderlijke afschermbus zijn geplaatst. Op een der spoelen zijn een paar koppelwindingen aan gebracht die in serie met de andere spoel zijn geschakeld (fig. 2,7). Met een schakelaar kan het aantal koppelwindingen worden veranderd. De ene kring wordt aangesloten aan de aansluitlippen *a* en *b*, de andere aan *c* en *d*. Hierbij wordt geen continu-regeling van de bandbreedte verkregen; er zijn slechts twee standen: breed en smal. Het aantal koppelwindingen is zo klein, dat een verandering van dit aantal geen noemenswaardige verandering brengt in de resonantiefrequentie.

Ook kan men de bandbreedte variëren door de koppeling tussen beide kringen te veranderen door middel van verplaatsen van de poederijzerkern die zich in de spoelen bevindt.

De bandbreedte kan ook veranderd worden door de afstemfrequentie van de kringen te wijzigen; die van de ene kring iets te verhogen en van de andere kring iets te verlagen.

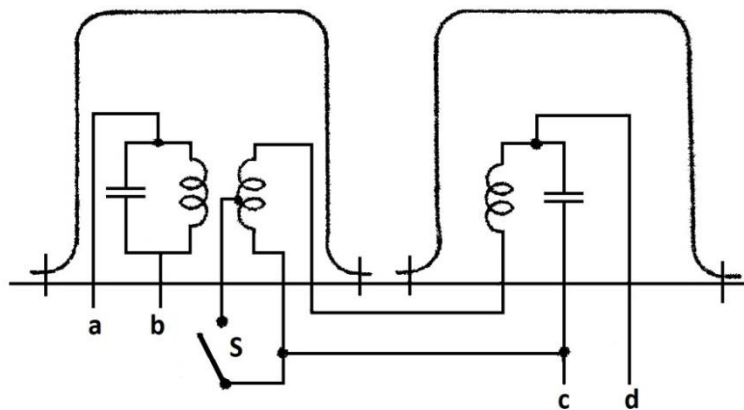


Fig. 2,7. Twee gekoppelde kringen waarbij elke kring in een afzonderlijke bus is geplaatst. Met schakelaar *S* kan de koppeling veranderd worden.

Ook is het mogelijk de resulterende resonantiekromme de gewenste gedaante te doen benaderen, door bij gebruik van twee bandfilters, het ene bandfilter overkritisch te koppelen, zodat de resonantiekromme twee pieken met een dip daartussen heeft. De invloed van die dip kan worden verminderd door het tweede bandfilter kritisch of onderkritisch te koppelen. De resulterende kromme zal dan een min of minder brede top met steile flanken hebben.

Iets dergelijks kan worden bereikt door een overkritisch bandfilter te laten volgen door een enkelvoudige kring met grote kwaliteitsfactor.





## 2.5. De mengtrap

### a. De werking van de mengtrap

De werking van de mengtrap is reeds in de Elektronica behandeld en deze kunnen we hier achterwege laten.

### b. De spiegelrequentie

Indien het door de antenne ontvangen signaal in zijn geheel aan het stuurrooster van de mengbuis zou worden gelegd, zou dit spanningen ontvanger uit het gehele met zenders bezette frequentiegebied, want alle zenders die in bedrijf zijn, induceren een spanning in de ontvangantenne. De frequenties van alle componenten zouden in de anodeketen van de mengbuis stroomcomponenten ten gevolge hebben die frequenties bezitten, bepaald door het verschil met de oscillatorfrequentie. Is de frequentie van het antennesignaal lager dan die van de oscillator, dan heeft de anodestroomcomponent van de mengbuis een frequentie die bepaald is door de oscillatorfrequentie, verminderd met de antennefrequentie.

Is de frequentie van het antenne signaal hoger dan de oscillatorfrequentie, dan wordt de verschilfrequentie bepaald door de antennefrequentie verminderd met de oscillatorfrequentie.

Het is dus mogelijk dat, als de antennekring is afgestemd op een frequentie van een bepaalde zender en de oscillator is afgestemd op een frequentie die de middenfrequentie  $f_m$  hoger is dan de antennefrequentie, dat er ook nog een zender werkzaam is op een frequentie die de middenfrequentie  $f_m$  hoger is dan de oscillator. Deze laatste frequentie zal met de oscillatorfrequentie na menging ook de middenfrequentie  $f_m$  ontwikkelen en deze zal evenals de verschilfrequentie van het eerstgenoemde antennesignaal door de middenfrequentversterker worden versterkt en waarneembaar gemaakt.

Op deze wijze worden dan twee zenders door elkaar ontvangen. Deze tweede frequentie wordt de spiegelrequentie genoemd. De spiegelrequentie is dus tweemaal de middenfrequentie hoger dan de afgestemde antennefrequentie.

Gesteld, dat een ontvanger werkt met een middenfrequentie  $f_m = 460 \text{ kHz}$  en dat de antennekring is afgestemd op  $f_a = 1200 \text{ kHz}$ . De oscillator is dan afgestemd op  $f_o = 1660 \text{ kHz}$ . De spiegelrequentie is dan  $f_s = f_a + 2f_m = 1200 + 2 \times 460 = 2120 \text{ kHz}$ . Veronderstellen we verder dat de middenfrequent versterkers een bandbreedte van 16 kHz hebben, dan doen zich nog meer spiegel frequenties voor. Een spiegelrequentie, voortgaande op hierboven aangenomen getallen van 2115 kHz, zal met de oscillator een verschilfrequentie van 455 kHz geven. Deze valt binnen de band van de middenfrequent versterkers en zal dus ten volle worden versterkt. De middenfrequentie van 460 kHz, ten gevolge van het antennesignaal  $f_a = 1200$  en de verschilfrequentie 455 kHz ten gevolge van de spiegelrequentie  $f_s = 2115$  bereiken nu samen de detector. De detector geeft dan een trilling met de verschilfrequentie van  $460 - 455 = 5 \text{ kHz}$ . Deze geeft een hoorbare fluittoon, die mits voldoende sterk zeer hinderlijk kan zijn. Dit verschijnsel treedt dus op als de frequentie van de storende zender tussen 2112 en 2128 kHz is gelegen.

Om deze fluittonen, veroorzaakt door signalen met de spiegelrequentie tegen te gaan, plaatsen we voor de mengbuis een of twee afgestemde kringen die dan op het gewenste antennesignaal zijn afgestemd. Deze maatregel is praktisch altijd nodig omdat het gehele in aanmerking komende frequentiegebied met zenders is bezet. De resonantiekromme van zo'n kring moet zo breed zijn dat de zijbanden van het gewenste signaal niet noemenswaard worden verzwakt. De kwaliteitsfactor mag dus niet te groot zijn. Daar het verschil tussen de gewenste frequentie en de spiegelrequentie vrij groot is, in het bijzonder als de middenfrequentie hoog is, is de selectiviteit die een kring voor de spiegelrequentie geeft, vrij groot, ook al is de kwaliteitsfactor van de kring niet zo groot.

### c. Fluittonen

Daar in de mengbuis de anodestroom niet alleen bestaat uit de middenfrequentcomponent, maar ook uit harmonischen van het antennesignaal, van de oscillatortrilling en dus ook uit harmonischen van het storend signaal, bestaan er zeer veel mogelijkheden waarbij de som- of verschilfrequentie van die hogere harmonischen trillingen ontstaan met een frequentie die gelijk is aan de middenfrequentie waarop de middenfrequent versterkers zijn afgeregeld.

Indien we hierbij spreken van “gelijk” aan de middenfrequentie, geldt dit ook voor “ongeveer gelijk” aan de middenfrequentie. We zullen nog enige eenvoudige gevallen waarbij een fluittoon zal ontstaan, weergeven.

In de eerste plaats, indien een zender werkzaam is op dezelfde frequentie als de middenfrequentie van de ontvanger. Deze zal dan in de detector in het algemeen een verschilfrequentie doen ontstaan die in het hoorbare gebied ligt. Deze fluittoon is dus onafhankelijk van de afstemming van de ontvanger en doet zich over het gehele bereik horen. Hieruit volgt direct, dat het niet gewenst is de middenfrequentie te kiezen in een frequentiegebied, waar zenders werkzaam zijn. We zullen de middenfrequentie zo mogelijk kiezen beneden 150 kHz of tussen 405 en 512 kHz. We kunnen het ontstaan van deze fluittonen eventueel tegengaan door aan de ingang van de ontvanger een kring op te nemen, die afgestemd is op de middenfrequentie, opdat deze trilling via de antenne niet de ontvanger kan bereiken.

Eenzelfde verschijnsel treedt op indien een of andere hogere harmonische van een zender gelijk is aan de middenfrequentie.

Is de middenfrequentie 460 kHz, dan kunnen fluittonen ontstaan ten gevolge van zenders met frequenties van ongeveer 460, 230, 153, 115 enz. kHz. Vervolgens kan een harmonische van de verschilfrequentie tussen stoorfrequentie en oscillatorfrequentie gelijk zijn aan de middenfrequentie. Gaan we uit van  $f_a = 1000 \text{ kHz}$ ,  $f_o = 1460 \text{ kHz}$ , dus  $f_m = 460 \text{ kHz}$ , terwijl een zender werkzaam is op  $f_s = 1230 \text{ kHz}$ , dan zal een verschilfrequentie van 230 kHz worden ontwikkeld. De tweede harmonische hiervan is echter weer gelijk aan 460 kHz. Deze zender kan dus ook een fluittoon ten gevolge hebben.

Hetzelfde vindt plaats voor de stoorzender met frequentie 1690 kHz.

Ten gevolge van de derde harmonische van de verschilfrequentie kunnen de zenders die met frequenties 1307 kHz en 1613 kHz ook storend optreden.

Resumerend kunnen we, om de verschillende mogelijkheden tot het ontstaan van fluittonen tegen te gaan, de op het antennesignaal afgestemde kring aan de ingang van de ontvanger niet missen. Deze kring of kringen moeten de storende signalen zoveel mogelijk onderdrukken. Hiertoe moet de kwaliteitsfactor van deze ingangskringen, voor zover de omstandigheden dit toelaten, een zo hoog mogelijke  $Q$ -factor hebben.

### 2.6. Gelijkloop van de oscillatorkring met de antennekring.

De resonantiefrequentie van de antennekring wordt bepaald door de zelfinductie  $L$  en de capaciteit  $C_v$  van de variabele condensator,  $C_t$  van de trimmer en  $C_o$ , de capaciteit van de bedrading van de spoel en van de buis die op de kring is aangesloten.

Bij een omroepontvanger is  $C_{v_{minimum}} = 12 \text{ pF}$ ,  $C_{v_{maximum}} = 490 \text{ pF}$ ,  $C_o = 26 \text{ pF}$  en van half ingedraaide trimmer 15 pF. Draait men de condensator van minimum naar maximum, dan varieert de afstemcapaciteit van  $C_{min.} = 12 + 15 + 26 = 53 \text{ pF}$  tot  $C_{max.} = 490 + 15 + 26 = 531 \text{ pF}$ .

Met de capaciteitsverhouding  $\frac{C_{max.}}{C_{min.}} = 10$  kan een frequentiegebied van  $1 : 10 = 1 : 3,16$  worden bestreken.

R.T.

Tc.



Nemen we als voorbeeld het middengolfgebied van 510 tot 1610 kHz, dan hebben we wel het belangrijkste gebied voor de omroep onder handen. Bij gebruik van 450 kHz als middenfrequentie moet de oscillatorfrequentie dan variëren van  $510 + 450 = 960 \text{ kHz}$  tot  $1610 + 450 = 2060 \text{ kHz}$ , dus in verhouding  $960 : 2060 = 1 : 2,15$ . Om dit te bereiken moet de capaciteit van de oscillatorkring variëren in de verhouding  $1 : 2,15^2 = 1 : 4,6$ .

Aannemende, dat  $C_{min.}$  van de oscillatorkring gelijk is aan  $C_{min.}$  van de antennekring, kan men de oscillatorspoel zo kiezen dat bij minimumstand van de condensator de oscillatorfrequentie goed is, nl. 2060 kHz.

Door verder de oscillatorsectie van de draaicondensator zo te maken dat  $\frac{C_{max.}}{C_{min.}} = 4,6$  en de draaibare platen een zodanige vorm te geven dat het capaciteitsverloop tussen  $C_{min.}$  en  $C_{max.}$  zo verloopt dat in iedere stand van de draaicondensator de oscillatorfrequentie precies 450 kHz hoger is dan de resonantiefrequentie van de ingangskring, zou voor het middengolfgebied een ideale gelijkloop, of wel een ideale padding worden verkregen.

Voor een andere middenfrequentie of voor een ander frequentiegebied zou echter de oscillatorsectie weer een ander capaciteitsverloop moeten hebben. Draaicondensatoren met een speciale plaatvorm voor de oscillatorsectie worden alleen aangetroffen in ontvangers, alleen voor de middengolf, zoals in sommige Amerikaanse typen. Bijna altijd worden meervoudige condensatoren gebruikt waarvan alle secties hetzelfde capaciteitsverloop hebben.

Met dergelijke meervoudige draaicondensatoren is het niet mogelijk in iedere stand de oscillatorfrequentie precies de middenfrequentie te laten verschillen van de resonantiefrequentie der hoogfrequentkringen. Door enkele elementen aan de oscillatorkring toe te voegen, kan echter een voor de praktijk voldoende benadering worden verkregen.

### 2.7. De paddingkromme

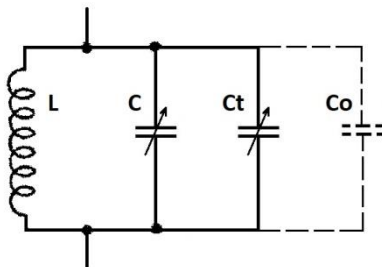


Fig. 2,8. Hoogfrequentkring.

De oscillatorkring die de frequentie van de oscillator bepaalt, is in principe op dezelfde wijze samengesteld als de hf.-kring (zie fig. 2,8).  $C_v$  is in alle condensatorstanden precies gelijk aan die van de antennekring. We kunnen echter  $L$  en  $C_t$  andere waarden geven.

We trachten nu eerst de padding goed te maken bij de maximum- en minimumstand van de draaicondensator. In het voorgaande hebben we gezien dat  $\frac{C_{max.}}{C_{min.}}$  voor de antennekring 10 en voor de oscillatorkring 4,6 moet zijn om een goede padding te krijgen.

Voor de oscillatorkring moet de verhouding  $\frac{C_{max.}}{C_{min.}}$  dus

kleiner zijn dan voor de antennekring.

Deze kleine verhouding voor de oscillatorkring kan worden verkregen door  $C_{min.}$  te vergroten, dus een extra condensator parallel schakelen of door  $C_{max.}$  te verkleinen door een extra condensator serie te schakelen. Door  $C_{min.}$  te vergroten wordt weliswaar ook  $C_{max.}$  groter, doch lang niet in dezelfde verhouding.

De nieuwe verhouding wordt nu  $\frac{C_{max.}+C}{C_{min.}+C}$ , als  $C$  de extra parallelcondensator is.

Daar  $C$  in de teller minder invloed heeft dan in de noemer, omdat  $C_{max.}$  veel groter is dan  $C_{min.}$  neemt de verhouding af. Door  $C_{min.}$  te verkleinen wordt ook  $C_{max.}$  kleiner, doch niet in dezelfde verhouding. Als we bedenken dat de vervanging van twee seriegeschakelde condensatoren altijd kleiner wordt dan de kleinste der capaciteiten zal duidelijk zijn dat de verhouding  $\frac{C_{max.}}{C_{min.}}$  ook kleiner

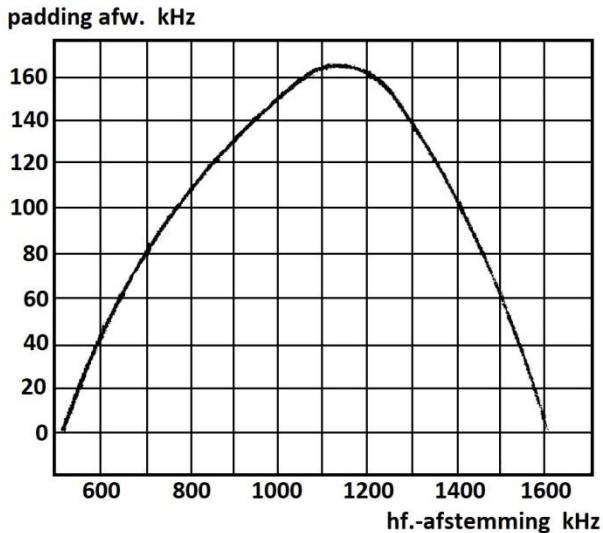


Fig. 2,9. Paddingkromme met extra parallelcondensator in oscillatorkring.

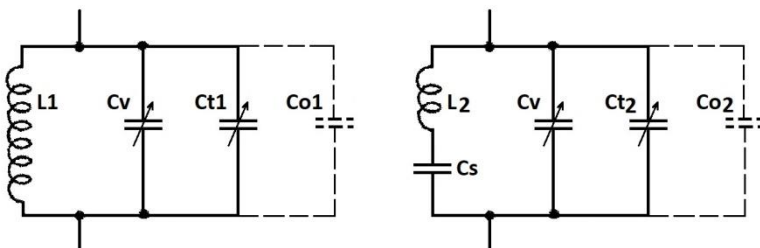


Fig. 2,11. Oscillatorkring.

wijkingen ontoelaatbaar groot zijn. We verkrijgen een veel beter resultaat als we zowel een serie- als een parallelcapaciteit aanbrengen (zie fig. 2,11). Voor beide kringen is  $C_v$  steeds even groot.  $L_2$  is kleiner dan  $L_1$ , daar de oscillatorkring op een hogere frequentie is afgestemd dan de hf.-kring. De bedraings- en buiscapaciteiten  $C_{o1}$  en  $C_{o2}$  kunnen iets verschillen.  $C_{t2}$  is groter dan  $C_{t1}$ , omdat hierbij is opgenomen de extra parallelcapaciteit. De seriecondensator  $C_s$ , gewoonlijk paddingcondensator genoemd, zouden we in serie met  $C_v$  kunnen aanbrengen, doch daar  $C_v$  aan een zijde geard is, kunnen we  $C_s$  niet aan de onderzijde van  $C_v$  aanbrengen. Daar  $C_s$  nauwkeurig moet worden ingesteld, is het bezwaarlijk deze condensator aan de bovenzijde van  $C_v$  te plaatsen; dan zou tijdens het instellen van de capaciteit van  $C_s$  het zogenaamde handeffect optreden. Brengen we bij dit instellen onze hand dicht bij de condensator, dan komt de capaciteit tussen deze condensator en onze hand parallel aan  $C_v$  en treedt een kleine verstemming op (ons lichaam kunnen we als geard beschouwen, dus elektrisch verbonden met de onderzijden van  $C_v$ ). Daarom plaatsen we  $C_s$  zoals in fig. 2,11 b is aangegeven namelijk aan de onderzijde van de spoel  $L_2$ .

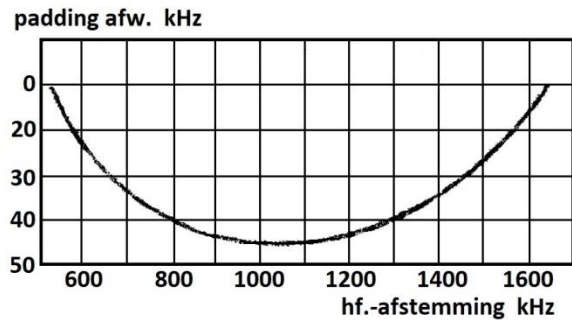


Fig. 2,10. Paddingkromme met extra seriecondensator in oscillatorkring.

zal worden. We kunnen in beide gevallen de zelfinductie  $L$  van de spoel zo kiezen dat bij de uiterste standen van de draicondensator het verschil tussen de resonantiefrequenties van de oscillatorkring en antennekring precies de middenfrequentie is. Bij andere standen is dit niet het geval. We zetten de afwijking van de optredende verschilfrequentie ten opzichte van de middenfrequentie uit als functie van de resonantiefrequentie van de hoogfrequentkring en verkrijgen dan de paddingkromme.

In fig. 2,9 is de paddingkromme weergegeven voor het geval dat alleen een parallelcondensator is opgenomen, terwijl in fig. 2,10 de paddingkromme is getekend voor het geval dat alleen een seriecondensator is opgenomen.

We zien dat de optredende af-



### 2.7. De paddingkromme (vervolg)

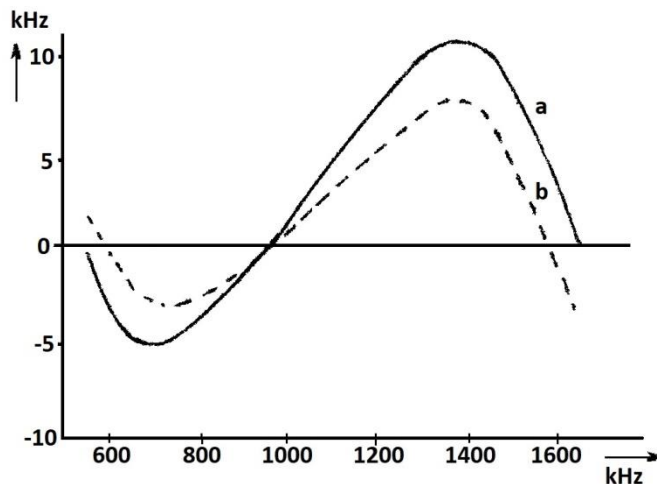


Fig. 2,12. Paddingkromme voor het middengolfgebied.

afwijking daarbij is kleiner. Daar bij 1300 kHz de breedte van de resonantiekromme van de antennekring groter is dan bij 700 kHz kan bij 1300 kHz een grotere paddingafwijking worden toegelaten dan bij 700 kHz. Het middelste punt leggen we daarom niet in het midden van het gebied, maar bij een wat lagere frequentie, zoals in fig. 2,12 reeds werd getekend.

Bij een middenfrequentie van ongeveer 450 kHz zijn de maximaal optredende paddingafwijkingen de vereiste waarden van de seriecapaciteit ongeveer als volgt.

<u>Gebied</u>	<u>Paddingafwijking (kHz)</u>		<u><math>C_s</math> (PF)</u>
LG (150 – 405 kHz)	-1	+ 2	ca. 125
MG (510 – 1620 kHz)	-4	+ 8	ca. 470
KG <sub>3</sub> (1620 – 5550 kHz)	-10	+ 20	ca. 1200
KG <sub>2</sub> (5350 – 8180 kHz)	-30	+ 60	ca. 5000

Bij hoge frequenties wordt de resonantiekromme der hf.-kringen breder ten gevolge van de grotere verliezen, dan bij lage frequenties. De paddingafwijkingen mogen bij hoge frequenties dan ook groter zijn.

Bij een lage waarde van de middenfrequentie (tussen 100 en 150 kHz) worden de paddingafwijkingen kleiner door het kleine frequentieverschil tussen oscillator en antenne-afstemming. De vereiste seriecapaciteiten worden dan groter. Bij een dergelijke lage middenfrequentie wordt het verschil tussen de frequentie van het gewenste signaal en de spiegelrequentie kleiner, dus zal meer hinder van de spiegelrequentie worden ondervonden. Daarom wordt een lage middenfrequentie zelden toegepast.

Bij L.G. en M.G. is het nodig de capaciteit van de seriecondensator, die vrij klein is, nauwkeurig in te stellen. Daarom wordt hiervoor gewoonlijk een vaste condensator genomen met een trimmer parallel. De vereiste waarde van de condensator  $C_{t_2}$  is zo klein dat deze in het algemeen met de normale trimmer kan worden verkregen.

Bij het afregelen van de oscillatorkring moeten we bedenken dat de trimmer  $C_{t_2}$  de meeste invloed heeft bij minimumstand van  $C_v$ , dus bij de hoge frequenties uit het te bestrijken gebied, ofwel bij de kortste golf uit het te bestrijken golfgebied.

Door een juiste keuze van  $L_2$ ,  $C_s$  en  $C_{t_2}$  kan een paddingkromme worden verkregen die in drie punten door nul gaat, dat wil zeggen geen paddingafwijking heeft (zie fig. 2,12, kromme a).

Het is echter beter de kromme niet aan de uiteinden van het frequentiegebied door nul te laten gaan, maar de nulpunten iets meer naar binnen te leggen. Voor het middengolfgebied bijvoorbeeld bij 550 kHz en 1500 kHz, waarbij 1500 kHz dan bij de 15°-stand van de draaicondensator ligt. We krijgen dan de kromme b in fig. 2,12. De grootste

De paddingcondensator heeft de meeste invloed bij maximumstand van  $C_v$ , dus bij de laagste frequenties uit het te bestrijken frequentiegebied ofwel bij de langste golven uit het te bestrijken golfgebied.

### 2.8. Gevolgen van de paddingafwijkingen

Bij het afstemmen van een ontvanger op het signaal van een bepaalde zender stelt men de afstemknop zo in dat het geluid dat de luidspreker geeft maximaal is. Dan is ook het signaal op de detector maximaal. De resonantiekromme van het middenfrequent gedeelte is scherper dan die van het hoogfrequent gedeelte. Bij het afstemmen stellen we dus de oscillatorfrequentie zo in dat het verschil tussen de oscillatorfrequentie en de draaggolffrequentie van het ontvangen signaal precies de middenfrequentie is.

Is de paddingafwijking in deze stand van de draaicondensator bv. 8 kHz, dan betekent dit dat de hf.-kringen zijn afgestemd op een frequentie 8 kHz lager dan de draaggolffrequentie van het gewenste signaal. Is de breedte van de resonantiekromme van de hf.-kringen niet groot, dan zal het bovenbedoelde gewenste signaal minder versterkt worden doordat de hf.-versterking kleiner is dan die voor de resonantiefrequentie. Bovendien wordt de vorm van de resonantiekromme bij 8 kHz naast de resonantiefrequentie scheef, zodat de ene zijband minder versterkt zal worden dan de andere; er treedt dus tevens vervorming op.

Erger wordt het nog indien op de resonantiefrequentie van de hf.-kringen een storende zender werkzaam is. Dit wordt dan in de hf.-kringen meer versterkt dan de gewenste trilling. Hierdoor wordt dus het storend effect van een niet gewenste zender vergroot.

Het is dus van belang de paddingafwijkingen zo klein mogelijk te houden. Bij de schakeling volgens fig. 2,11 kunnen de maximum paddingafwijkingen niet kleiner worden gemaakt dan onder 2,7 is gegeven

Zijn de paddingafwijkingen niet te groot, dan kunnen we de ongewenste gevolgen hiervan verminderen door de hf.-ingangskringen een iets bredere resonantiekromme te geven dan normaal. De optredende paddingafwijkingen behoeven dan geen kleinere versterking ten gevolge te hebben.

Door extra correctiemiddelen aan te brengen, is het mogelijk de paddingafwijkingen kleiner te maken. Een dergelijke inrichting wordt al gauw te kostbaar en wordt daarom niet veel toegepast. De schakeling volgens fig. 2,11 *b* wordt algemeen toegepast. We moeten hierbij wel bedenken dat de oscillatorafstemming bepaalt welk station ontvangen en waarneembaar wordt gemaakt.

### 2.9. De automatische sterkteregeling

Met een omroepontvanger wenst men, zowel zenders die een sterk signaal als zenders die een zwak signaal in de antenne geven, te ontvangen. Men verlangt echter in het algemeen voor sterke en zwakke antennesignalen toch vrijwel dezelfde geluidssterkte uit de luidspreker. Daartoe kan men de sterkteregelaar die zich aan het begin van het laagfrequente gedeelte van de ontvanger bevindt, bedienen. Hierbij treedt echter het bezwaar op dat bij ontvangst van een sterk signaal de wisselspanningen op de roosters der buizen, die aan de detector voorafgaan, zo groot worden dat ernstige vervorming optreedt.

Een betere methode bestaat hierin dat voor de eerste buis de ontvanger een regelbuis wordt genomen. Wordt de negatieve rooster spanning van een dergelijk buis vergroot, dan neemt de steilheid en daarmee de versterking af, terwijl de roosterwisselspanning een grotere amplitude mag hebben voor een ontoelaatbare vervorming optreedt. Met behulp van een potentiometer kan de negatieve rooster spanning voor deze buis worden ingesteld. (De regelbuis wordt in de Elektronica behandeld.)

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 37



Deze methode heeft echter nog het bezwaar dat bij het afstemmen op een andere zender deze potentiometer steeds opnieuw moet worden ingesteld. Bovendien varieert de sterkte van het ontvangen signaal soms aanzienlijk ten gevolge van fading (fading wordt later besproken). Om de sterkte van het geluid uit de luidspreker constant te houden, zou de sterkteregelaar voortdurend moeten worden bijgesteld.

Het is echter mogelijk de regeling van de negatieve roosterspanning van de buizen en daarmee de regeling van de versterking automatisch te doen geschieden in afhankelijkheid van de sterkte van het ontvangen signaal. Bij een zwak signaal is de versterking dan groot, bij een sterk signaal klein. De gevolgen van fading worden verminderd, omdat bij vermindering van de sterkte van het ontvangen signaal de negatieve roosterspanning der buizen automatisch minder wordt, zodat de versterking toeneemt. Wordt het ontvangen signaal sterker, dan neemt de versterking weer af. Men spreekt ook wel van fadingcompensatie. Zonder de sterkteregelaar te verstellen blijft het geluid dat de luidspreker voortbrengt vrijwel even sterk als op een andere, sterkere of zwakkere zender wordt afgestemd.

Het opvoeren van de versterking gaat uiteraard slechts totdat de maximale versterking is bereikt. Verzwakt het ontvangen signaal nog verder, dan neemt ook het geluid in sterke mate af. Hoe groter dus de gemiddelde ontvangststerkte van het signaal is, des te meer versterkingsreserve is er aanwezig.

## 2.10. Eenvoudige schakeling voor automatische sterkteregeling

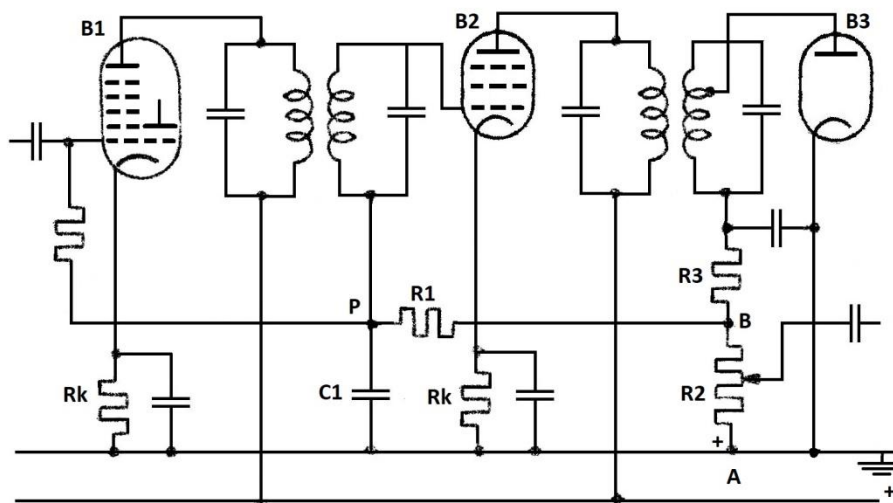


Fig. 2,13. Eenvoudige a.s.r.-schakeling.

Een eenvoudige schakeling voor automatische sterkteregeling (afgekort a.s.r.) is in fig. 2,13 weergegeven. De drie buizen zijn de mengbuis de middenfrequentbuis en de diodedetector van een ontvanger. In de kathodeleidingen van de mengbuis en middenfrequentbuis zijn weerstanden  $R_k$  opgenomen met een condensator parallel voor het verkrijgen van de negatieve roosterspanning. Deze weerstanden zijn zo groot dat hierover de negatieve roosterspanning ontstaat, die gewenst wordt om de grootste versterking met de buis te verkrijgen.

Bij ontvangst van een gemoduleerd signaal ontstaat over de weerstand  $R_2 + R_3$  in het diodecircuit een gelijkspanning die bij een voldoende groot hoogfrequent signaal op de diode bijna gelijk is aan de topwaarde van de wisselspanning en een laagfrequente wisselspanning, die van de potentiometer  $R_2$  wordt afgenomen om verder te worden versterkt. De door de diode geleverde gelijkspanning wordt gebruikt voor de a.s.r.

Het punt  $B$  wordt negatief ten opzichte van het punt  $A$ . Deze negatieve spanning wordt toegevoerd aan de stuurroosters der beide buizen. Tussen de punten  $A$  en  $B$  ontstaat echter ook de laagfrequente gedetecteerde spanning die van de roosters der buizen verwijderd moeten blijven. Daartoe zijn de weerstand  $R_2$  en de condensator  $C_1$  aangebracht. Daar  $R_1 \gg R_2$  heeft  $R_1$  zeer weinig invloed op de werking van de diodedetector. Gewoonlijk neemt men  $R_1$  1 á 2 M $\Omega$  en  $C_1$  50 000 á 100 000 pF. Het resultaat is dat tussen het punt  $P$  en het geaarde chassis een gelijkspanning ontstaat, evenredig met de amplitude van de draaggolf van het hoogfrequente signaal dat de detector bereikt.

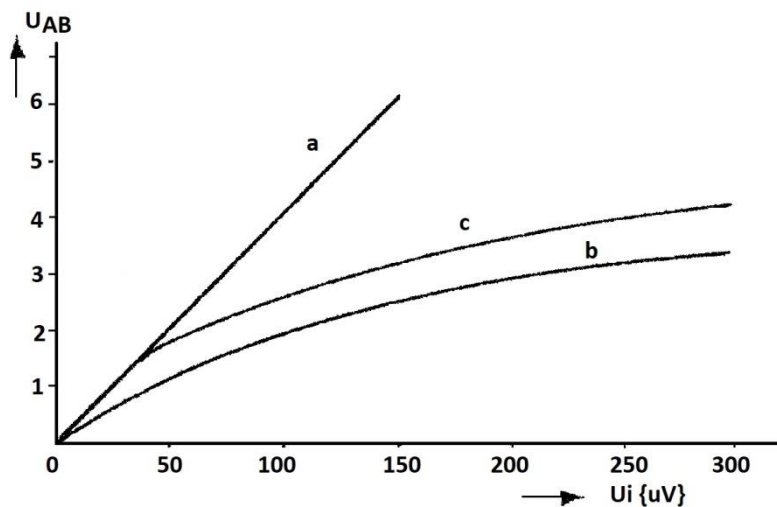


Fig. 2,14. De gelijkspanning tussen de punten  $A$  en  $B$  van fig. 2,13 als functie van deingangsspanning. a zonder a.s.r.; b met a.s.r.; c met vertraagde a.s.r.

tieve roosterspanning verkrijgen bij afwezigheid van een signaal en ook vrijwel niet bij ontvangst van een zwak signaal.

In fig. 2,14 is het effect van de a.s.r. aangegeven. Als er geen a.s.r. aanwezig is, stijgt de spanning  $U_{AB}$  tussen de punten  $A$  en  $B$  van fig. 2,13 evenredig met deingangsspanning  $U_i$  (de rechte lijn  $a$ ). Met de a.s.r. (kromme  $b$ ) neemt  $U_{AB}$  minder toe; bij grote waarden van  $U_i$  neemt  $U_{AB}$  slechts weinig toe als  $U_i$  groter wordt. Door de a.s.r. is de amplitude van de draaggolf aan de detector en daarmee ook het gedetecteerde laagfrequente signaal, dus ook het door de luidspreker voortgebrachte geluid, in veel mindere mate afhankelijk van de sterkte van het inkomende signaal.

De resulterende negatieve roostergelijkspanning van de buizen is nu gelijk aan de gelijkspanning tussen de punten  $A$  en  $B$ , vermeerderd met de spanning over de weerstanden  $R_k$  in de kathodeleidingen der buizen. Bij ontvangst van een signaal wordt de negatieve roostergelijkspanning dus groter dan bij afwezigheid van een signaal. De stroom door de buizen daalt, zodat ook de spanning over de weerstanden  $R_k$  afneemt. De negatieve roostergelijkspanning neemt dus bij een sterker signaal wel toe, maar minder dan het signaal op de detector toeneemt. De weerstand  $R_k$  kan men echter niet weglaten, want dan zouden de buizen geen nega-





De kathode van buis  $B_2$  dient als kathode van de diode en tevens als kathode van de pentode. De anode van de diode in buis  $B_2$  is door de weerstand  $R_5$  met het chassis verbonden. Tussen anode en kathode van deze diode bevindt zich de gelijkspanning die over de weerstand  $R_4$  ontstaat. Er vloeit alleen diodestroom als de amplitude van de wisselspanning, die op de anode van de diode komt, en die vrijwel gelijk is aan de wisselspanning van de diode  $B_3$ , groter is dan de gelijkspanning die over de weerstand  $R_4$  ontstaat. Alleen dan werkt de a.s.r., zodat het verband tussen  $U_{AB}$  en  $U_i$  wordt gegeven door kromme  $c$  van fig. 2,14.

### 2.12. De invloed van a.s.r. op de vervorming

Een der redenen waarom a.s.r. aanbeveling verdient, is dat hiermee bij ontvangst van een sterk signaal ernstige vervorming (bijvoorbeeld ten gevolge van de daarbij optredende roosterstroom) kan worden voorkomen. Er moet echter voor worden gezorgd dat inderdaad dit doel wordt bereikt en dat niet door te grote of te kleine regelspanning toch ernstige vervorming optreedt. Deze vervorming kan tot oorzaak hebben:

- 1°. te kleine negatieve roostergelijkspanning
- 2°. te grote negatieve roostergelijkspanning
- 3°. te kleine momentele waarde van de anodegelijkspanning.

Om vervorming door te kleine negatieve roostergelijkspanning te voorkomen, moet de momentele waarde van de roostergelijkspanning steeds meer dan 1,3 V negatief blijven (bij een rooster spanning van  $-1,3$  V begint in het algemeen roosterstroom te vloeien). De amplitude  $U_g$  van de roosterwisselspanning moet dus kleiner blijven dan de absolute waarde van de roostergelijkspanning, verminderd met 1,3 V.

Hieruit volgt dat bij vertraagde a.s.r. de regeling niet zo ver vertraagd mag zijn dat de wisselspanning op een der roosters reeds teveel is toegenomen voor de a.s.r. in werking treedt.

Wordt de momentele waarde van de negatieve roosterspanning te groot, dan vloeit er gedurende de negatieve toppen van de roosterwisselspanning geen anodestroom waardoor ernstige vervorming in de modulatie kant ontstaat. Tweemaal de amplitude van de roosterwisselspanning moet dus kleiner blijven dan de roosterruimte van de buis, verminderd met 1,3 volt. Hieruit volgt dat regelbuizen met grote roosterruimte gebruikt moeten worden, daar waar grote wisselspanningen kunnen optreden. Bovendien mag de regelspanning van een buis niet te groot zijn. In vele gevallen is het daarom nodig voor een buis niet de volle beschikbare regelspanning te gebruiken, doch van een spanningsdeler slechts een gedeelte van de gehele regelspanning af te nemen.

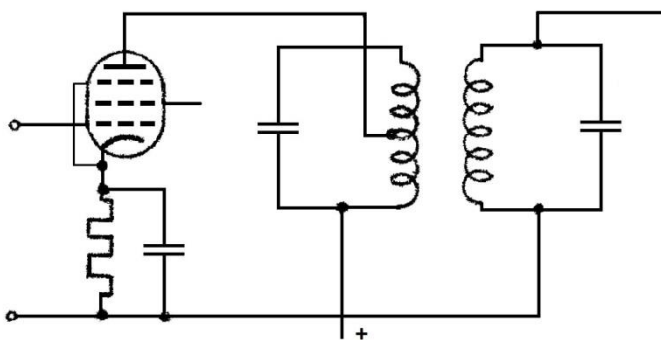


Fig. 2,16. Anode van de versterkerbuis op een aftakking van de afgestemde kring.

Als van een pentode de anodespanning daalt tot beneden ongeveer 50 V, neemt de anodestroom af; onafhankelijk van de anodespanning. Het is daarom nodig te zorgen dat de momentele waarde van de anodespanning niet beneden ongeveer 50 V daalt. De amplitude van de anodewisselspanning moet dus minstens 50 V kleiner blijven dan de anodespanning. De amplitude van de anodewisselspanning is gelijk aan het product van de steilheid, de impedantie in de anodeketen en de am-

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 41



HILVERSUM

plitude van de roosterwisselspanning:  $\hat{U}_a = SZ_a \hat{U}_g$ . Zijn  $Z_a$  en  $\hat{U}_g$  gegeven, dan volgt hieruit de maximaal toelaatbare steilheid, dus de negatieve roosterspanning die minstens wordt vereist. Vooral bij middenfrequent versterkers kan  $\hat{U}_g$  vrij groot zijn en is het soms gewenst de anode van de buis niet aan de top van de kring, doch aan een aftakking op de spoel aan te sluiten (fig. 2,16), waardoor  $Z_a$  kleiner wordt. De mate waarin de negatieve roosterspanning door de a.s.r. wordt vergroot, moet voor een buis waar de roosterwisselspanning een grote amplitude kan bereiken met zorg worden ingesteld. Dit kan bijvoorbeeld bij de schakeling volgens fig. 2,13 geschieden door de verhouding der weerstanden  $R_2$  en  $R_3$  doelmatig te kiezen. Dit geldt dus in het bijzonder voor de middenfrequentbuis. Bij de eerste buis van een ontvanger is de amplitude van de roosterwisselspanning veel kleiner en is de grootte van de regelspanning minder kritisch, althans met het oog op de hier besproken oorzaken van vervorming.

### 2.13. Invloed van a.s.r. op de kruismodulatie

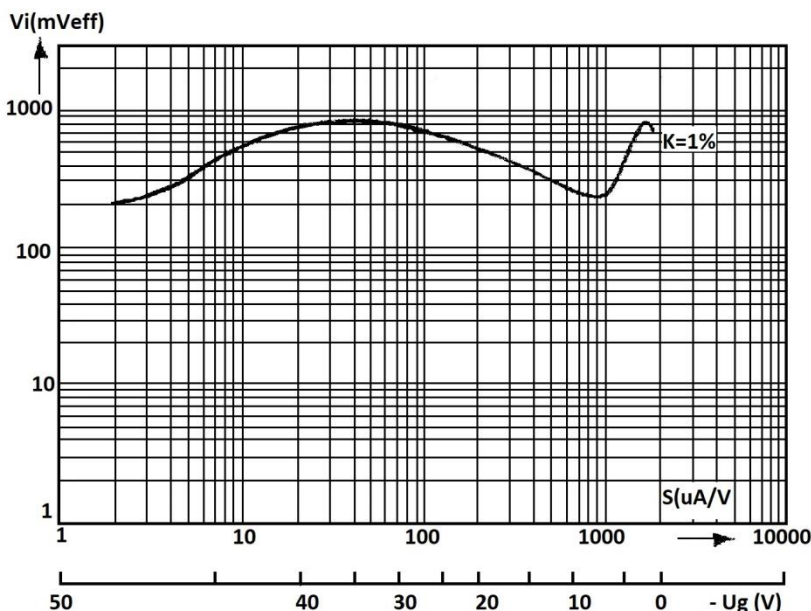


Fig. 2,17. Kruismodulatiekarakteristiek van een hf.-buis.

rakteristiek van een hoogfrequent versterkerbuis aangegeven. Deze geeft aan hoe groot de effectieve waarde van de roosterwisselspanning van het storend signaal mag zijn voor 1 % kruismodulatie bij een modulatie diepte van 100 % van het storende signaal als functie van de steilheid van de buis.

Een grote steilheid komt overeen met een kleine negatieve roostergelijkspanning. Voor praktisch gebruik is het handiger de kromme uit te zetten als functie van de steilheid dan als functie van de negatieve roosterspanning. De bijbehorende waarden van de negatieve roosterspanning zijn echter ook in de figuur aangegeven. De diepte van de kruismodulatie is onafhankelijk van de sterkte van het gewenste signaal.

Bij de meeste buizen is bij vrij kleine negatieve roosterspanning een dal in de karakteristiek aanwezig. De roosterspanning, nodig om 1 % kruismodulatie te veroorzaken, is dan plotseling klein (3 tot 10 maal zo klein als bij een regelspanning die een weinig groter of kleiner is).

De kruismodulatie waardoor de modulatie van een ongewenst signaal verschijnt als modulatie van een gewenst signaal wordt veroorzaakt door kromming in de  $I_a - U_g$ -karakteristiek van de eerste buis van een ontvanger, wanneer het ongewenste signaal sterk is (zie Elektronica). Aan de middenfrequentbuis gaan enige afgestemde kringen vooraf die zoveel selectiviteit geven dat de ongewenste signalen zoveel zijn verzwakt dat door deze buis geen kruismodulatie optreedt.

De sterkte van de kruismodulatie is een functie van de negatieve roosterspanning. In fig. 2,17 is als voorbeeld een kruismodulatieka-

Een instelling van de buis die met het dal overeenkomt, moet zoveel mogelijk worden vermeden het is raadzaam dat dit punt eerst dan wordt gepasseerd als de sterkte van het gewenste signaal een bepaalde waarde heeft overschreden. De kruismodulatie is weliswaar onafhankelijk van de sterkte van het gewenste signaal, doch in het algemeen is er meer kans dat een zwak signaal door een sterk signaal wordt gestoord, dan dat bij een ontvangen sterk signaal kruismodulatie optreedt.

Om van bedoeld minimum in de karakteristiek van fig. 2,17 weinig last te ondervinden is vertraagde a.s.r. voor de eerste buis gewenst. Dan behoudt de buis voor zwakke gewenste signalen de beste instelling wat de kruismodulatie betreft en wordt het gevaarlijke punt pas bereikt als het gewenste signaal reeds vrij sterk is en dus de kans op een sterk storend signaal, dat er weinig in frequentie mee versterkt, gering is.

#### 2.14. De invloed van a.s.r. op de ruis

De ruis die een buis geeft, kunnen we uitdrukken is de equivalente ruisweerstand. Wordt de negatieve roosterspanning van een buis groter, dan neemt de anodestroom af; daarmee neemt ook de ruiscomponent in de anodestroom af. De steilheid van de buis neemt echter ook af, waardoor de equivalente ruisweerstand meer toeneemt dan de afname was ten gevolge van de verkleining van de stroom. (In de noemer van de breuk staat  $S^2$ .)

Het gevolg is dus, dat bij grotere negatieve roosterspanning de equivalente ruisweerstand toeneemt. De vergroting van de ruisspanning is een gevolg van de toename van de signaalspanning. De verhouding tussen signaal en ruis hoeft dus niet toe te nemen.

De belangrijkste bijdrage tot de ruis wordt geleverd door de eerste buis van de ontvanger. Hier is dus de verhouding signaal-ruis het kleinst. Zouden we op deze buis a.s.r. toepassen, dan zou bij sterkere signalen de signaal-ruisverhouding niet verbeteren. Bij ontvangst van sterkere signalen wensen we zo spoedig mogelijk een gewenste signaal-ruisverhouding te bereiken. Bij ontvangst van zwakke signalen is dus a.s.r. niet gewenst. Is het signaal eenmaal zoveel aangegroeid dat een gewenste signaal-ruisverhouding is bereikt, dan kan verder met a.s.r. gewerkt worden. Het verdient uit deze overwegingen dus aanbeveling vertraagde a.s.r. te gebruiken.

Verder verdient het dus aanbeveling de a.s.r. voor de middenfrequentversterker onvertraagd of met een zeer kleine vertraging uit te voeren en op de hoogfrequentbuis of op de mengbuis pas te laten beginnen als de gewenste signaal-ruisverhouding is bereikt.

### 2.15. De invloed van a.s.r. bij fading

Het voornaamste doel van het toepassen van a.s.r. is het verbeteren van de ontvangst bij fading (fading wordt later besproken). Wordt het ontvangen signaal zwakker, dan wordt de regelspanning kleiner en stijgt de versterking van de buizen. het gevolg is dat de sterkteverschillen aan de uitgang van de ontvanger kleiner zijn dan de sterktevariaties van het ingangssignaal.

Oppervlakkig bekeken zou men denken, dat indien de a.s.r. er voor zorgt dat geen sterktevariaties in het uitgangssignaal ten gevolge van fading voorkomen, de a.s.r. ideaal zou werken. Dit is echter niet geheel juist. In vele gevallen treedt de zogenaamde selectieve fading op. Het gemoduleerde signaal beslaat een zekere frequentieband. Het komt voor dat de fadingverschijnselen niet voor alle frequenties in deze band dezelfde zijn; componenten in de ene zijband kunnen meer worden verzwakt dan de componenten in de andere zijband. Een signaal met ongelijke zijbanden geeft na detectie een vervormd signaal.

Ook kan het voorkomen dat alleen de draaggolf met de naastliggende zijcomponenten worden verzwakt en niet de meer verwijderd liggende zijcomponenten. Voor deze componenten kan de modulatie diepte groter dan 100 % worden, dus ook vervorming meebrengen. Het optreden van de vervorming is dikwijls minder onaangenaam bij een zwak signaal, dan bij een sterk signaal. Het verdient dan de voorkeur het signaal niet de maximale versterking te geven, dat wil zeggen: de regel karakteristiek een stijgend karakter te laten behouden en deze niet horizontaal te laten verlopen.

### 2.16. Invloed van de a.s.r. op de selectiviteit en de afstemscherpte

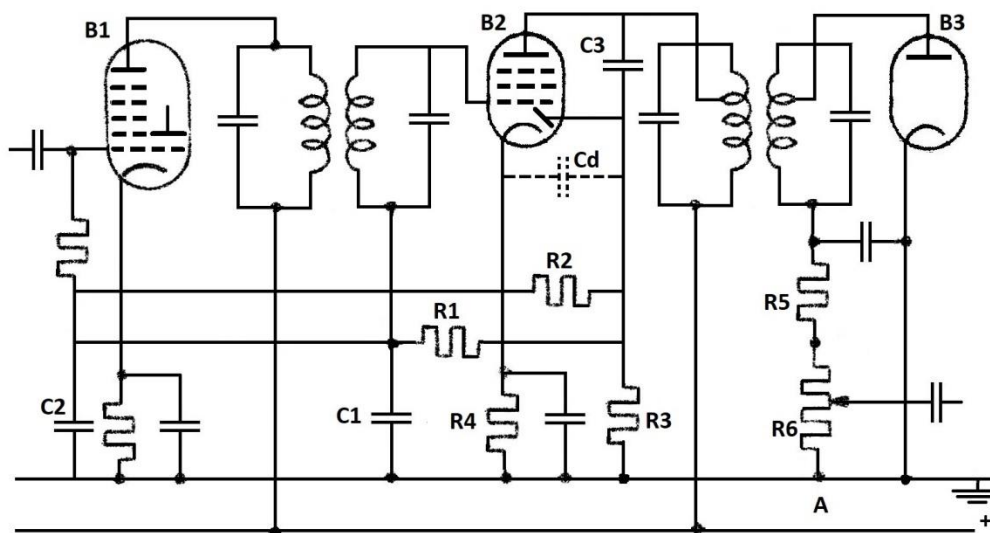


Fig. 2,18. A.s.r. waarbij de middenfrequentiebuis onvertraagd en de mengbuis vertraagd geregeld wordt.

Sluiten we de a.s.r.-diode aan op de primaire kring van het bandfilter, dan wordt de primaire kring gedempt door de inwendige weerstand van de voorafgaande buis en door de a.s.r.-diode. (In fig. 2,18 een derde van de vervanging van de parallelschakeling van  $R_2$  en  $R_3$ .) De secundaire kring is alleen gedempt door de detectiediode  $\frac{1}{2}(R_5 + R_6)$ .

Wordt de a.s.r.-diode ook op de secundaire kring van het bandfilter aangesloten, dan neemt de demping op de secundaire kring iets toe, terwijl de demping op de primaire kring alleen gevormd wordt door de inwendige weerstand van de voorgaande buis.

Wiskundig is aan te tonen dat, indien we beide diodes op de secundaire kring aansluiten, een betere selectiviteit wordt verkregen dan indien de a.s.r.-diode primair wordt aangesloten. We kunnen ons dit voorstellen dat de demping op de secundaire ten gevolge van de detectiediode vrij groot is en de a.s.r.-diode maar een kleine toename van de demping veroorzaakt. De primaire kring is slechts weinig gedempt en dus zeer gevoelig voor een kleine toename van de demping.

Uit selectiviteitsoverwegingen zou men de a.s.r.-diode ook op de secundaire kring aansluiten. Hieraan is echter ook weer een bezwaar verbonden.

De nauwkeurigheid van de afstemming op een zender wordt door de automatische sterkteregeling verminderd. Wordt de ontvangststerkte ten gevolge van een verstemming kleiner, dan zal de a.s.r. een grotere versterking instellen en zullen we slechts een kleine afname van het uitgangssignaal waarnemen.

Indien de diode voor de automatische sterkteregeling op de primaire kring wordt aangesloten, heeft ze de neiging de spanning over deze kring constant te houden. Op de primaire volgt de secundaire kring van het bandfilter, waardoor bij verstemming een verzwakking van de middenfrequentspanning aan de detectiediode wordt veroorzaakt, die met de selectiviteit van deze kring overeenkomt.

Wordt de a.s.r.-diode op de secundaire kring van het bandfilter aangesloten, dan zal de a.s.r. een verandering in signaalsterkte op de detector ten gevolge van de verstemming tegenwerken, waardoor de spanning op de detector een meer constant karakter krijgt. Op deze wijze wordt de afstemming dus bemoeilijkt en is het met het oog op de afstemscherpte gewenst de a.s.r.-diode op de primaire kring van het bandfilter aan te sluiten.

### 2.17. Vertraagde a.s.r. met drie diodes

De beschreven methoden voor vertraagde a.s.r. bezitten enkele bezwaren. De diode die de regelspanning levert, is aangesloten op een der kringen van het laatste middenfrequentbandfilter, gewoonlijk op de primaire kring. Zolang de drempelwaarde niet wordt overschreden en er dus geen regeling is, is er ook geen demping. Wordt de drempelwaarde overschreden, dan wordt de primaire kring door de a.s.r.-diode gedempt. De resonantiekromme van het middenfrequentbandfilter verandert bij deze verandering van de demping en wordt breder. Als de kringen niet precies op dezelfde frequentie zijn afgestemd, wordt de resonantiekromme asymmetrisch en veroorzaakt vervorming in het gedetecteerde signaal.

Een tweede oorzaak van het optreden van vervorming is de volgende: Als het signaal in ongemoduleerde toestand een waarde heeft die iets beneden de drempelwaarde ligt, dan zal bij aanwezigheid van modulatie bij de toppen in de modulatie de drempelwaarde worden overschreden. Gedurende die ogenblikken dat de drempelwaarde wordt overschreden, treedt demping op de afgestemde kring op. De demping varieert nu in laagfrequent ritme. Deze variabele demping heeft vervorming van het signaal ten gevolge.

De dempingsverschillen kunnen worden verminderd door de diode te verbinden met de aftaking op de spoel, zoals in fig. 2,16 is weergegeven. Door de schakeling met drie diodes te gebruiken, kan deze vervorming worden voorkomen.

Ter vereenvoudiging zijn in fig. 2,19 drie afzonderlijke diodes getekend. De diode  $D_1$  wordt op de gebruikelijke wijze als diode detector geschakeld. De diode  $D_2$  dient voor gelijkrichting van de

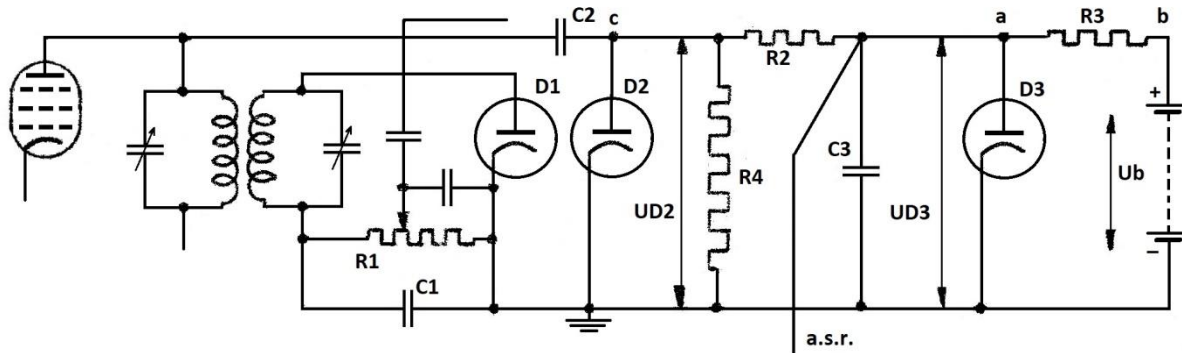


Fig. 2,19. Drie-dioden-schakeling.

middenfrequente spanning ten behoeve van de automatische sterkteregeling. Deze diode is op de primaire van het laatste middenfrequentbandfilter aangesloten en werkt zonder enige vertraging. De diode  $D_3$  verzorgt de vertraging ofwel de drempeling van de a.s.r. De anode van diode  $D_3$  ligt via een weerstand  $R_3$  aan een positieve spanning die in de figuur door een batterij is weergegeven.

Ten gevolge van deze positieve spanning aan diode  $D_3$  vloeit door deze diode stroom. Daar de inwendige weerstand van de diode bij positieve anodespanning zeer klein is, is de anode (punt  $a$ ) van deze diode slechts weinig positief ten opzichte van de kathode.

Wordt aan diode  $D_2$  een draaggolfspanning toegevoerd, dan ontwikkelt zich, als gevolg van de gelijkrichting, een negatieve gelijkspanning over de weerstand  $R_4$  (punt  $c$  wordt dus negatief ten opzichte van de kathode). Het gevolg hiervan is dat punt  $a$  (anode van  $D_3$ ) het aftakpunt is van een spanningsdeler, gevormd door  $R_3R_2$ , waarvan punt  $b$  positief ( $U_b$ ) en punt  $c$  negatief ( $U_{D_2}$ ) is ten opzichte van de kathode (aarde). Naarmate de amplitude van de ontvangen draaggolf groter wordt, wordt punt  $c$  meer negatief en de potentiaal in punt  $a$  daalt eveneens. Zolang de potentiaal van  $a$  negatief blijft, (bij kleine waarden van de hoogfrequentspanning) zal  $D_3$  stroom voeren. Bij grote waarde van de negatieve potentiaal  $U_{D_2}$  zal de spanning een punt  $a$  negatief worden en kan er geen stroom door  $D_3$  vloeien. In dit geval is de potentiaal van punt  $a$  direct afhankelijk van de potentiaal  $U_{D_2}$ . De spanning aan punt  $a$  wordt dan bepaald door

$$U_{D_3} = U_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + U_{D_2} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Worden de roosters van de te regelen buizen met punt  $a$  gekoppeld, dan hebben we een automatische sterkteregeling. Zolang dus bij zwakke draaggolven de negatieve spanning aan de anode van  $D_2$  slechts gering is, vloeit door  $D_3$  ten gevolge van de positieve spanning  $U_b$  een stroom en werkt de automatische sterkteregeling niet. Boven een bepaalde grenswaarde van de negatieve spanning  $U_{D_2}$  werkt ze daarentegen wel. We zien dus, dat we een a.s.r. hebben die bij een bepaalde spanning  $U_{D_2}$ , dus bij een bepaalde draaggolfspanning begint te werken. De sterkteregeling is dus vertraagd. De keuze van de weerstanden  $R_2$  en  $R_3$  en van de spanning  $U_b$  in bovenstaande vergelijking wordt bepaald door de sterkte van de draaggolf aan de detectiediode waarbij de automatische volumeregeling moet beginnen te werken. Als deze spanning bekend is, is  $U_{D_2}$  als amplitude van de ongemoduleerde draaggolf aan  $D_2$  bekend. Neemt men aan dat door de buis  $D_3$  juist geen stroom vloeit als de negatieve anodespanning 0,75 volt bedraagt, dan wordt de vergelijking:

$$-0,75 = U_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + U_{D_2} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

De condensator  $C_3$  wordt door de diode  $D_2$  en weerstand  $R_2$  opgeladen, bij sterker ingangssignaal dus ook meer opgeladen. Als de signaalsterkte afneemt, dan moet  $C_3$  zich via  $R_2$  ontladen. Deze weerstand is vrij groot, zodat de spanning op  $C_3$  maar zeer langzaam zal afnemen. De a.s.r. stelt zich dan niet snel genoeg op een zwakker signaal in. Is het toestel dus op een sterke zender ingesteld en draait men de afstemknop snel verder, dan worden enkel zwakke aangrenzende zenders niet gehoord. Door de weerstand  $R_4$  aan te brengen, kan de condensator zich sneller over  $R_2$  en  $R_4$  ontladen, zodat dit storende verschijnsel achterwege blijft. Tevens hebben we bereikt dat de demping van de a.s.r.-diode  $D_2$  onafhankelijk is van de drempelwaarde; deze demping is steeds aanwezig met- en zonder regeling, dus hierbij is vervorming voorkomen. In fig. 2,20 is een praktische uitvoering van de drie-diodenschakeling weergegeven. In dit schema zijn de diodes, condensatoren en weerstanden genummerd overeenkomstig de nummering in fig. 2,19. De regelspanning voor de mengbuis wordt van punt  $a$  en de regelspanning voor de middenfrequentbuis van punt  $c$  afgenomen. De regelspanning voor de middenfrequentbuis wordt met behulp van  $R_{12}$  en  $C_7$  eerst nog gefilterd.

Op deze wijze is een gecombineerde, vertraagde en niet-vertraagde sterkteregeling verkregen, daar de regelspanning aan de middenfrequentbuis niet vertraagd is. Deze schakeling bevat ook een tegekoppeling van de luidsprekerketen naar het rooster van de lf.-voorversterkerbuis  $B_1$ . Daar voor de juiste werking van de schakeling de kathode van de buis  $B_2$  aan aarde moet liggen, wordt de negatieve voorspanning van het pentodegedeelte van deze buis verkregen door de spanningsval in de weerstand in de negatieve leiding van het voedingsapparaat. Het rooster ligt aan de negatieve kant van de weerstand  $R_{15}$  en de kathode aan de positieve kant. Het punt  $c$  is bij afwezigheid van de draaggolfspanning aan de diode  $D_1$  positief ten opzichte van aarde. De potentiaal van dit punt is dan gelijk aan:

$U_k \frac{R_9}{R_4 + R_9}$ , daar de kathode van de buis  $B_1$  positief is en punt  $a$  nagenoeg op aardpotentiaal ligt (de diode  $D_2$  is dan geleidend en haar anode ligt dientengevolge op kathodepotentiaal). Het rooster van de middenfrequentbuis is via weerstand  $R_{12}$  met punt  $c$  verbonden en heeft dus de overeenkomstige potentiaal, zodat, om de juiste negatieve roostervoorspanning te verkrijgen, de kathodespanning van deze buis enige volts hoger gekozen moet worden dan de negatieve roosterspanning. Het punt  $c$  is bv. 3 V positief t.o.v. de kathode. De potentiaal van de kathode moet dan 3 V hoger zijn dan de vereiste negatieve roosterspanning, daar vanaf punt  $c$  een positieve spanning aan het rooster wordt meegedeeld.

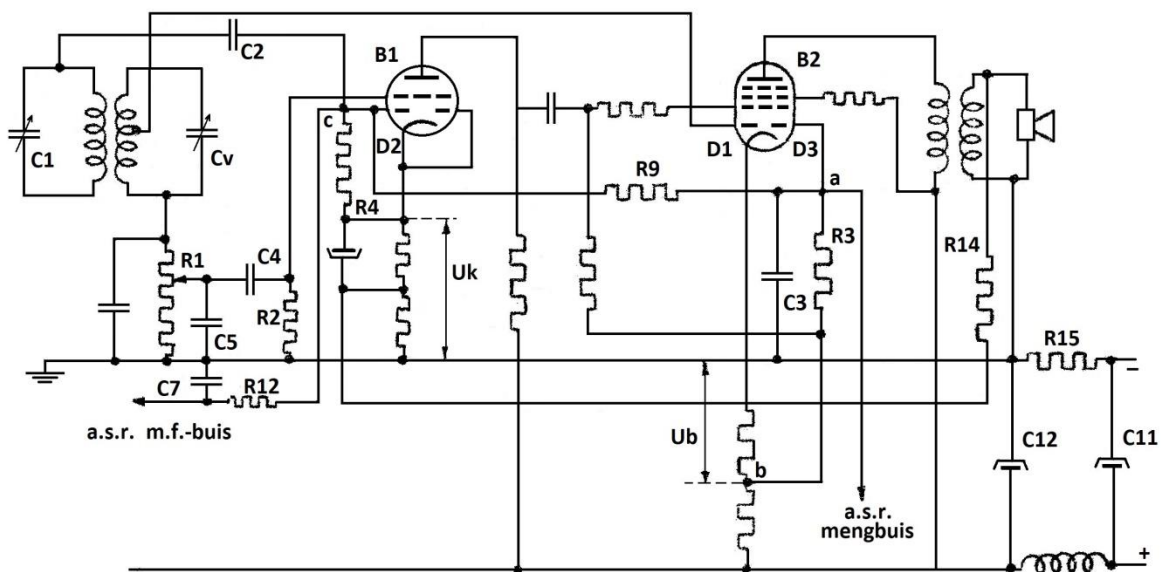


Fig. 2,20. Praktische uitvoering van de drie-diodenschakeling.



2.18. Afstemindicatie

De aanwijzing voor een goede afstemming van een ontvanger is de maximale geluidssterkte. Indien een ontvanger goed is geconstrueerd en juist is afgeregeld, zijn alle afstembare kringen op de juiste frequentie ingesteld. Het door de luidspreker voortgebrachte geluid is dan maximaal en de vervorming minimaal.

Vrijwel alle moderne ontvangers zijn voorzien van automatische sterkteregeling. Aangezien deze regeling het uitgangssignaal constant tracht te houden, vermindert de verkregen geluidssterkte weinig bij een niet al te grote verstemming van de ontvanger. Voor de gemiddelde luisteraar is het minder eenvoudig op het gehoor af te stemmen. Daarom heeft men andere hulpmiddelen te baat genomen die een aanwijzing voor de juiste afstemming kunnen geven.

a. Afstemindicatie met een mA-meter

Bij een ontvanger met a.s.r. is bij de juiste afstemming de regelspanning het grootst, dus de anodeglijkstroom der geregelde buizen het kleinst. Plaatst men een draaispoel mA-meter in de anodeleiding van de middenfrequentbuis, dan is bij juiste afstemming de aanwijzing van deze meter minimaal.

In plaats van een wijzer draagt de meter soms een plaatje dat door een lampje wordt verlicht. De schaduw van het plaatje is in een venstertje zichtbaar. Het geheel is zo opgesteld dat de schaduw bij juiste afstemming het breedst is.

De bezwaren van deze methode zijn, dat het instrument vrij teer is en bovendien traag, zodat het draaien aan de afstemknop langzaam moet geschieden.

De a.s.r. voor de middenfrequentbuis moet niet vertraagd werken, omdat anders de afstemindicatie alleen werkt bij ontvangst van sterke signalen. Verder moet de a.s.r. worden ontleend aan de laatste middenfrequentkring, daar de spanning op deze kring bij afstemming een maximum vertoont. De spanning van de voorlaatste kring (de primaire kring van een gewoonlijk ongeveer kritisch gekoppeld bandfilter) vertoont in dat geval bij juiste afstemming een minimum, met ter weerszijden maxima (zie Wt).

b. Afstemindicatie met behulp van een neonbuis

Het bezwaar van mechanische traagheid van een mA-meter treedt niet op als in plaats daarvan een neonbuis-indicator wordt gebruikt (zie fig. 2,21). Deze buis, die gevuld is met neon onder lage druk, bevat een staafvormige kathode, een anode  $a$  in de vorm van een klein plaatje en een hulpanode  $a'$ . Is de anode  $a$  voldoende positief ten opzichte van de kathode  $k$ , dan vindt een gasontlading plaats. Aan de kathode ontstaat een lichtzuil die langer wordt als de spanning tussen anode en kathode toeneemt.

De anode  $a$  is via een beveiligingsweerstand  $R_2$  verbonden met de weerstand  $R_1$ , die is opgenomen in de anodeleiding van de middenfrequentbuis. Bij het regelen van deze buis door de a.s.r. daalt de anodestroom en daarmee de spanning over  $R_1$ , zodat de spanning aan de anode  $a$  stijgt. Daardoor wordt de lichtzuil aan de kathode langer.

Om te voorkomen dat de ontleding dooft als de anodespanning daalt, is de hulpanode  $a'$  over een grote weerstand  $R_3$  (ca.  $6\text{ M}\Omega$ ) met de positieve spanning (bijvoorbeeld 250 V) verbonden. Het gas in de buis blijft daardoor geïoniseerd. Op deze wijze wordt voorkomen dat de anodespanning eerst aanzienlijk moet stijgen voor de gasontlading optreedt; de buis blijft steeds ontsteken. De neonbuisindicator wordt weinig meer gebruikt, daar de elektronenstraal-indicator een veel mooier effect geeft.

c. De elektronenstraal-indicator

Evenals de grotere elektronenstraalbuizen die in oscillografen en als weergeefbuis bij de televisie worden gebruikt, bevat de elektronenstraal-indicatorbuis een schermplaat die met een fluores-



R.T.

Tc.

Nadruk verboden 49



HILVERSUM

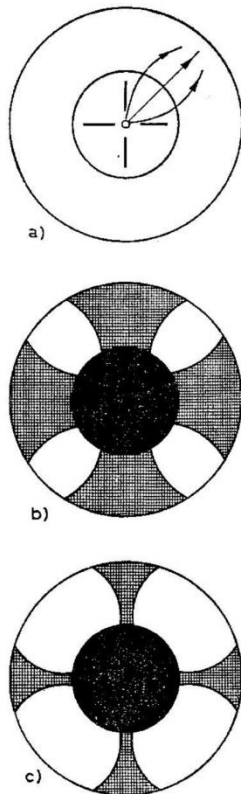


Fig. 2,22. Bovenaanzicht van het indicatorgedeelte van de indicatorbuis.

a: Vier afbuigplaatjes met enige krachtlijnen; b: Het scherm bij kleine negatieve roosterspanning. c: Het scherm bij grote negatieve roosterspanning.

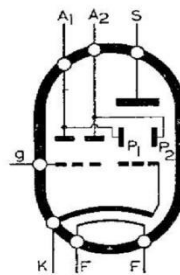


Fig. 2,23. Principeschema van een indicator.

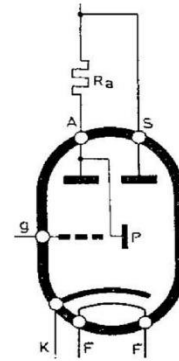


Fig. 2,24. Indicatorbuis met dubbele gevoeligheid.

Daar het minimum van de lichtvlek en het maximum daarvan gelegen moet zijn binnen het vierde deel van de schermoppervlakte zal de lichtvlekverandering klein blijven en niet gemakkelijk waar te nemen zijn.

Een betere indicatie wordt verkregen met de elektronenstraalindicator met dubbele gevoeligheid. Deze buis bestaat uit twee triodes met verschillende steilheid. Voor een kleine verandering in de signaalsterkte die wordt ontvangen, zal het indicatorgedeelte

met de grote gevoeligheid (grote steilheid) een duidelijke waarneembare verandering van de lichtvlek veroorzaken, terwijl de lichtvlek van het indicatorgedeelte met de kleine steilheid nagenoeg niet verandert. Bij grote verandering in de signaalsterkte zal het indicatordeel met grote gevoeligheid al gauw een maximum lichtvlek veroorzaken en dus geen nauwkeurige indicatie geven; nu echter zal het indicatorgedeelte met de kleine gevoeligheid een waarneembare lichtvlekverandering ten gevolge hebben.

In fig. 2,24 is het principeschema van de indicatorbuis met dubbele gevoeligheid weergegeven. De buis bezit nu twee afbuiganodes  $A_1$  en  $A_2$ , die via een grote weerstand aan de hoogspanning liggen. De ene afbuiganode behoort bij het triodegedeelte met de grote steilheid, de andere bij het triodegedeelte met de kleine steilheid. De twee afbuiganodes zijn elk aan een afzonderlijke afbuigstaaf verbonden. Het scherm is weer rechtstreeks aan de hoogspanning verbonden.

Tussen de kathode en afbuigplaatjes is een extra rooster aangebracht om de ruimtelading die zich daar vormt af te voeren naar de kathode. Dit rooster is dan ook doorverbonden met de kathode. De kathode wordt aan de bovenzijde afgedekt met een zwart plaatje om te voorkomen dat het licht van de kathode de indicator gaat hinderen.

In fig. 2,25 is de schakeling van een elektronenstraalindicator met enkele gevoeligheid aangegeven. De gelijkspanning van de detectiediode wordt aan het rooster van de indicator toegevoerd, zodat ook voor zwakke signalen zichtbare afstemming mogelijk is. Zou de roosterspanning voor de indicator betrokken worden van de a.s.r.-diode, dan zou voor zwakke signalen geen zichtbare afstemming mogelijk zijn, daar de getekende a.s.r. vertraagd werkt. De weerstanden  $R_3$  en  $R_4$  doen dienst als spanningsdeler voor de spanning over de filterweerstand  $R_1$ . De waarde van  $R_3 + R_4$  moet groot zijn ten opzichte van  $R_1$  om de totale filterweerstand niet te veel te verkleinen. De kathode van de indicator mag niet aan aarde worden verbonden, maar moet met de bovenkant van  $R_2$  worden verbonden om te zorgen dat de drempelspanning niet tussen rooster en kathode van de indicator komt te staan.

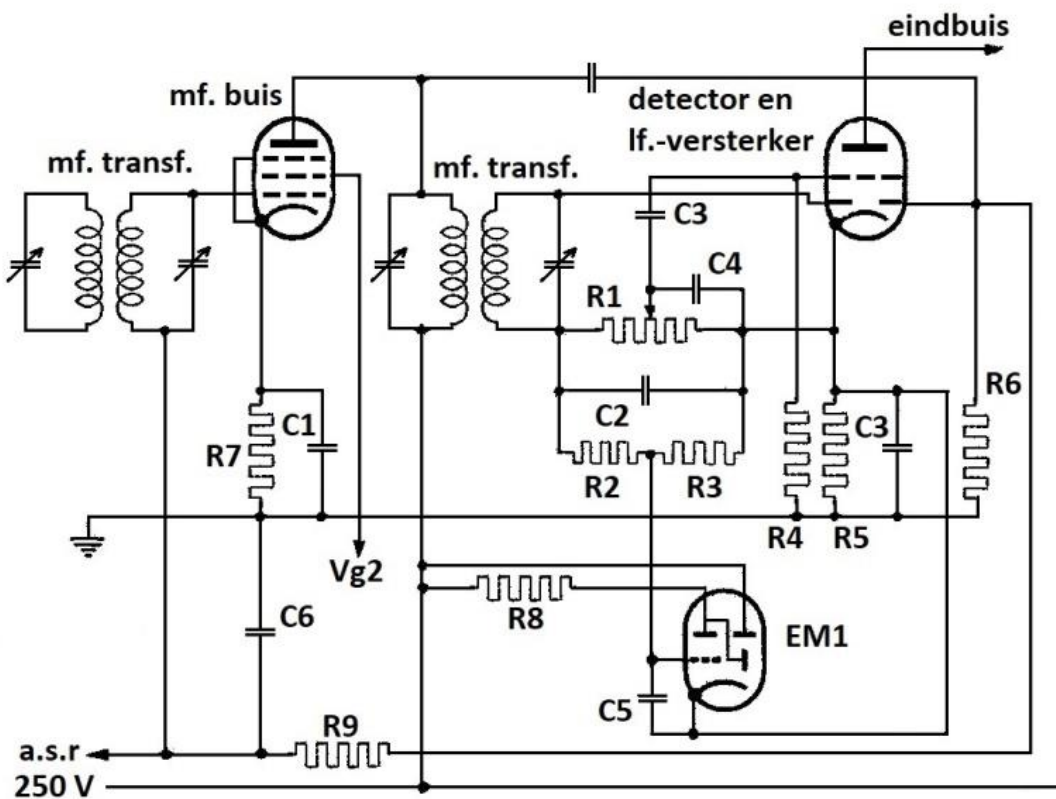


Fig. 2,25. Principeschema van een schakeling met een elektronenstraal-indicatorbuis.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 60 t/m 64.



### 2.19. Complete superheterodyne-ontvanger

In fig. 2,26 is een principeschema van een superheterodyne-ontvanger weergegeven die geschikt is voor de golfbanden: lange golf, midden golf en korte golf. Deze ontvanger is geschikt om aangesloten te worden op zowel gelijkspanning als op wisselspanning. Enkele belangrijke punten van deze ontvanger zullen we achtereenvolgens aan een nadere beschouwing onderwerpen.

Bij de antenne-aansluiting is de weerstand  $R_{22}$  opgenomen om elektrische ladingen, die bijvoorbeeld bij onweer op de antenne kunnen komen te laten afvloeien naar aarde, hetgeen de ontvanger voor de gebruiker veiliger maakt. Eveneens ter wille van de veiligheid zijn de condensatoren  $C_{34}$  en  $C_{35}$  aangebracht. Het chassis van het apparaat is verbonden met de netspanning, zodat de antenne- en aarde-aansluiting door een condensator met hoge doorslagspanning hiervan gescheiden moeten zijn, opdat schokken bij aanraking van de aansluitbussen worden voorkomen.  $S_5$  en  $C_6$  vormen een seriekring die is afgestemd op de middenfrequentie, opdat de zender die werkt op dezelfde frequentie als de middenfrequentie van de ontvanger geen ingangssignaal veroorzaakt.

De spoel  $S_{11}$  dient voor het lange golfgebied,  $S_9$  voor het midden golfgebied en  $S_7$  voor het korte golfgebied. De condensator  $C_4$  dient voor afstemming. Elk der afstemkringen bezit een trimmer ( $C_{10}$ ,  $C_9$  en  $C_{41}$ ), die tegelijk met de spoelen worden omgeschakeld als van golfgebied wordt veranderd. Met de schakeling van de spoelen ( $S_8$ ,  $S_{8a}$  en  $S_{10}$ ) wordt een goede onderdrukking van de spieglfrequentie verkregen.

De oscillator is op de bekende wijze geschakeld. Voor de laagste frequenties in het korte golfgebied is het mogelijk dat de oscillatorspanning te klein wordt. Om dit te voorkomen zijn de condensator  $C_{15}$  en spoel  $S_{14}$  in de roosterkring opgenomen.  $C_{15}$  en  $S_{14}$  vormen samen met  $S_{12}$  een afgestemde kring die zijn resonantiefrequentie iets lager heeft dan de laagst voorkomende oscillatorfrequentie. Hierdoor ontstaat aan het einde van het korte golfgebied (waar de frequentie het laagst is) een extra opslingering, met als gevolg een hogere oscillatorspanning.

Door de aanwezigheid van  $C_{15}$  wordt in de afgestemde oscillatorkring  $C_{16} - S_{13}$  een seriecapaciteit geïntroduceerd. Het is dus mogelijk om de grootte hiervan met behulp van  $C_{15}$  te variëren. Deze condensator wordt dan ook als paddingcondensator in het korte golfgebied gebruikt op dezelfde wijze als  $C_{18}$  en  $C_{20}$  voor resp. het midden- en langegolf gebied.

In het middenfrequent gedeelte van de ontvanger is gebruik gemaakt van spoelen met variabele zelfinductie. De instelling van de uit magnetisch materiaal (ferroxcube) bestaande kernen worden de bandfilters getrimd.

Zoals we in het schema zien, is het stuurrooster van middenfrequentbuis  $B_2$  aangesloten op een aftakking van de secundaire van het eerste middenfrequent bandfilter. Het is op 0,7 van de hoogte aangesloten. Hiermee wordt bereikt dat de variaties van  $C_{gk}$  van buis  $B_2$  die ontstaan ten gevolge van de regelspanning van de a.s.r. geen verstemmende invloed op de middenfrequentkring hebben. Door deze capaciteit  $C_{gk}$  werkzaam te doen zijn over een gedeelte van de spoel hebben de veranderingen minder effect. Zou het rooster aan de top van de middenfrequentkring zijn aangesloten, dan zou de verstemmende invloed tweemaal zo groot zijn.

Ter verkrijging van de regelspanning voor de a.s.r. doet de diode in de laagfrequentbuis  $B_3$  dienst. De wisselspanning voor deze diode wordt afgenomen van de primaire kring van het tweede middenfrequent bandfilter, ook deze aansluiting is op een aftakking op de spoel gemaakt. Deze aftakking dient om de juiste wisselspanning op de a.s.r.-diode te verkrijgen.

R.T.

Nadruk verboden

50 Tc

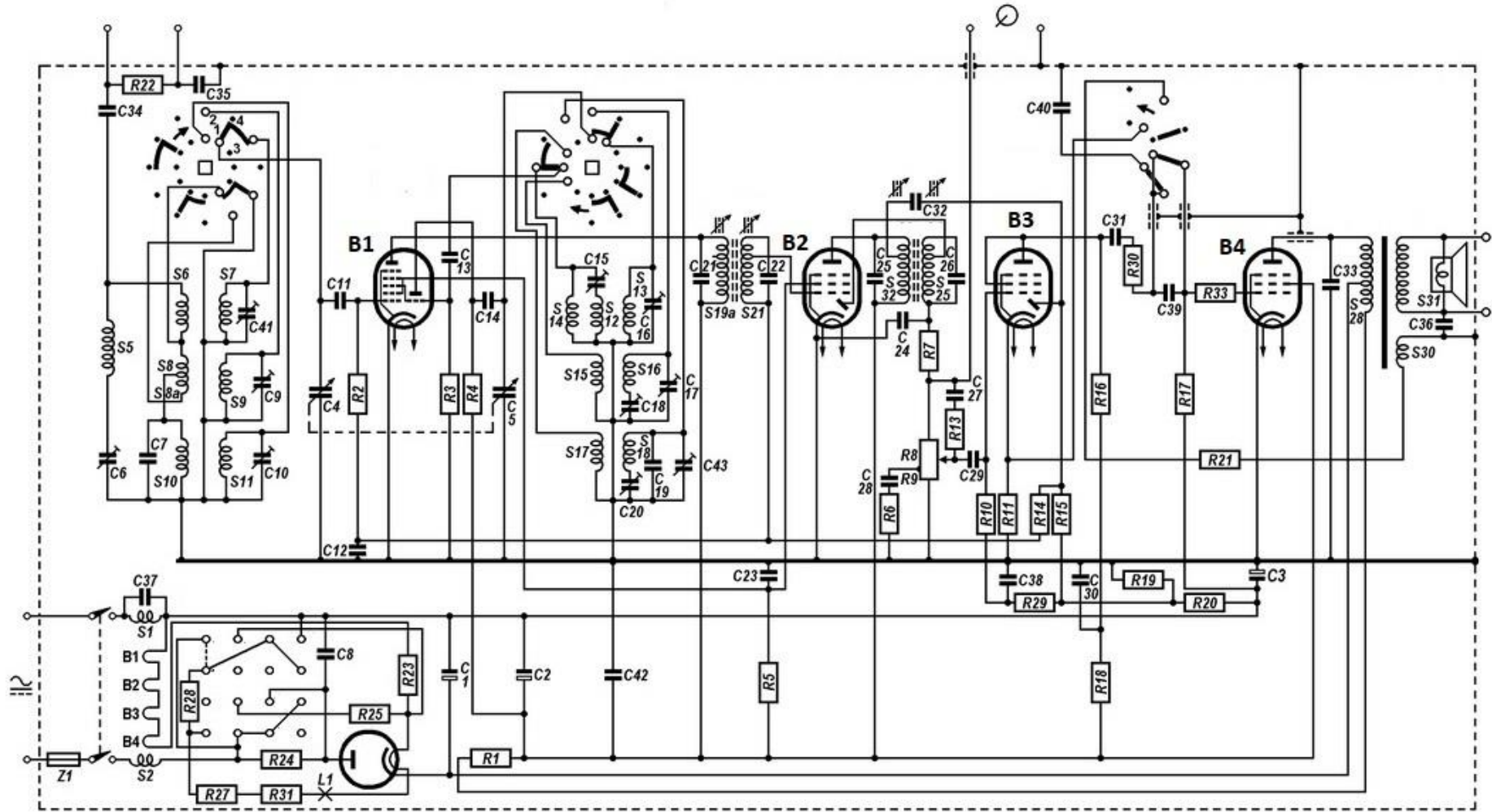


Fig. 2,26. Zie onderschrift volgende bladzijde.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 53



HILVERSUM

$R_1 = 1200 \Omega$	$R_{20} = 100 \Omega$	$C_7 = 39 pF$	$C_{25} = 115 pF$
$R_2 = 0,82 M\Omega$	$R_{21} = 270 \Omega$	$C_8 = 47\ 000 pF$	$C_{26} = 115 pF$
$R_3 = 22\ 000 \Omega$	$R_{22} = 0,1 \Omega$	$C_9 = 32 pF$	$C_{27} = 47 pF$
$R_4 = 10\ 000 \Omega$	$R_{23} = 260 \Omega$	$C_{10} = 32 pF$	$C_{28} = 27\ 000 pF$
$R_5 = 33\ 000 \Omega$	$R_{24} = 180 \Omega$	$C_{11} = 220 pF$	$C_{29} = 10\ 000 pF$
$R_6 = 12\ 000 \Omega$	$R_{25} = 75 \Omega$	$C_{12} = 47\ 000 pF$	$C_{30} = 0,1 \mu F$
$R_7 = 0,1 M\Omega$	$R_{27} = 170 \Omega$	$C_{13} = 82 pF$	$C_{31} = 10\ 000 pF$
$R_8 = 0,28 M\Omega$	$R_{28} = 200 \Omega$	$C_{14} = 470 pF$	$C_{32} = 10 pF$
$R_9 = 0,07 M\Omega$	$R_{29} = 1,5 M\Omega$	$C_{15} = 200 pF$	$C_{33} = 4700 pF$
$R_{10} = 1,5 M\Omega$	$R_{30} = 22\ 000 \Omega$	$C_{16} = 30 pF$	$C_{34} = 1000 pF$
$R_{11} = 10 \Omega$	$R_{31} = 1000 \Omega$	$C_{17} = 30 pF$	$C_{35} = 4700 pF$
$R_{13} = 0,82 M\Omega$		$C_{18} = 350 - 575 pF$	$C_{36} = 4700 pF$
$R_{14} = 1,5 M\Omega$	$C_1 = 50 \mu F$	$C_{19} = 39 pF$	$C_{37} = 220 pF$
$R_{15} = 1,5 M\Omega$	$C_2 = 50 \mu F$	$C_{20} = 200 pF$	$C_{38} = 47\ 000 pF$
$R_{16} = 0,1 M\Omega$	$C_3 = 100 \mu F$	$C_{21} = 115 pF$	$C_{39} = 470 pF$
$R_{17} = 0,56 M\Omega$	$C_4 = 12 - 492 pF$	$C_{22} = 115 pF$	$C_{40} = 10\ 000 pF$
$R_{18} = 0,1 M\Omega$	$C_5 = 12 - 492 pF$	$C_{23} = 0,22 \mu F$	$C_{41} = 32 pF$
$R_{19} = 27 \Omega$	$C_6 = 30 pF$	$C_{24} = 82 pF$	$C_{42} = 3300 pF$
			$C_{43} = 30 pF$

Fig. 2,26. Principeschema van een superheterodyne-ontvanger voor gelijk- en wisselstroom.

De regeling begint pas te werken als de amplitude van de diodewisselspanning groter wordt dan 2 volt. Hiertoe wordt het diodeplaatje 2 V negatief gemaakt ten opzichte van de kathode. Deze zelfde negatieve spanning staat via de weerstand  $R_{14}$  ook op de stuurroosters van de mengbuis en middenfrequentbuis. Voordat de regeling gaat werken, krijgen de buizen dus een 2 volt negatieve roosterspanning.

De detectie van de gemoduleerde middenfrequente spanning geschiedt op de bekende manier met behulp van de diode in buis  $B_2$ .

In de volumeregeling ( $C_{29}$  op de weerstanden  $R_8$  en  $R_9$ ) zijn twee RC-combinaties opgenomen.  $R_6$  en  $R_{28}$  zorgen ervoor dat met teruggedraaide sterkteregelaar de hoge tonen meer worden verzwakt dan de lage. Bij zeer kleine geluidsterkte moeten de hoge tonen weer iets worden opgehaald. Dit kan plaats vinden met  $R_{13}$  en  $C_{27}$ . De grammofoonaansluiting staat rechtstreeks op de sterkteregelaar. Omdat een der aansluitbussen aan het chassis ligt, mag uit veiligheidsoverwegingen de grammofoon niet zonder meer op deze bussen worden aangesloten. Scheidingscondensatoren kunnen hier niet worden gebruikt, daar deze de lage tonen teveel zouden verzwakken. Het is dus noodzakelijk een transformator met veilige isolatie tussen grammofoon en het apparaat op te nemen.

De als triode geschakelde pentode  $B_3$  (schermrooster is doorverbonden aan de anode) zorgt voor laagfrequente versterking. Zowel de anodespanning als de roosterspanning zijn door een RC-filter afgevlakt ter voorkoming van brom.

De weerstand  $R_{11}$  dient niet voor het leveren van de negatieve roosterspanning, daar is deze te klein voor, maar voor het aanleggen van de tegenkoppelspanning die door middel van de extra wikkeling  $S_{30}$  op de uitgangstransformator wordt verkregen. De tegenkoppelspanning is onafhankelijk van de frequentie.

Tussen anode van de laagfrequentbuis en het stuurrooster van de eindbuis is een schakelaar voor de toonregeling opgenomen. Deze heeft drie standen; dof, goede kwaliteit en spraak. In de stand "dof" worden met behulp van  $R_{30}$  en  $C_{40}$  de hoge tonen verzwakt, hetgeen nodig kan zijn voor de onderdrukking van ruis of een storende fluittoon. De tweede stand van de schakelaar geeft een gun-

## 54 Tc

stige karakteristiek voor muziekweergave. In de stand “spraak” wordt in serie met de normale koppelcondensator  $C_{31}$  een veel kleinere condensator  $C_{39}$  opgenomen. Hierdoor worden de lage frequenties die bij spraak dikwijls de verstaanbaarheid ongunstig beïnvloeden, onderdrukt. Via de weerstand  $R_{33}$  die tot doel heeft het genereren van de eindbuis in hoge frequenties te voorkomen, worden de laagfrequent signalen aan het stuurrooster toegevoerd. Dit rooster krijgt zijn negatieve voorspanning van de serieschakeling  $R_{19} - R_{20}$ . Door deze twee weerstanden vloeit de totale gelijkstroom van het apparaat. De eindbuis neemt ongeveer 70 % van de totaalstroom op, zodat de ontwikkelde negatieve spanning sterk afhankelijk is van de stroom door de eindbuis. Hoewel in mindere mate dan bij gebruik van een kathodeweerstand, is dus ook hier een beveiliging van de eindbuis tegen een te grote anodedissipatie aanwezig.

De condensator  $C_{33}$  dient om de anode-impedantie van de eindbuis voor eventueel nog aanwezige hoogfrequentstromen kort te sluiten. Deze condensator moet een hoge doorslagspanning hebben, daar zeer hoge plotselinge anodespanningen, bijvoorbeeld bij kraakstoringen kunnen optreden. Deze anodespanningspieken kunnen veel hoger zijn dan de anodegelijkspanning.

De luidsprekertransformator is voorzien van een wikkeling voor compensatie van de brom. De werking hiervan berust op het feit dat door  $C_2$  een aanzienlijke 50-periodenstroom vloeit. Deze wordt door  $S_{28}$  geleid en compenseert daar de 50 Hz-stroom die in de keten  $C_1 - S_{27}$  -eindbuis- $C_3$  vloeit.

De secundaire wikkeling van de luidsprekertransformator is uitgevoerd op de bussen van de extra luidsprekeraansluiting. De secundaire mag daarom slechts met tussenschakeling van  $C_{36}$  aan het chassis worden gelegd. Ook moet de isolatie tussen primaire en secundaire wikkeling aan hoge eisen voldoen.

De weerstand  $R_{31}$  in het voedingsgedeelte is voor het schaalverlichtingslampje  $L_1$  geschakeld. De functie van deze weerstand is het begrenzen van de inschakelstroom van de gloeidraden en het schaalverlichtingslampje. Zonder voorzorgsmaatregelen kan deze stroom enige malen groter zijn dan de normale waarde van de gloeistroom; dit is zeer schadelijk voor de levensduur van het schaalverlichtingslampje. De weerstand  $R_{31}$  heeft een hoge negatieve temperatuurscoëfficiënt. In koude toestand is de weerstandswaarde zo hoog, dat de inschakelstroom slechts weinig boven de bedrijfsstroom uitkomt. Door de stroomdoorgang wordt  $R_{31}$  verwarmd, de weerstandswaarde daalt en na ongeveer 30 seconden is de evenwichtstoestand bereikt waarin de gloeistroom ongeveer 100 mA bedraagt.

De condensator  $C_{37}$  dient om de netomvormspoelen kort te sluiten voor het antennesignaal. Als het apparaat is geaard, vloeit de antennestroom door  $C_{34}$ , de antennekoppelspoel via  $C_{35}$  naar aarde en veroorzaakt dan een vrij grote spanning over de antennekoppelspoel.

Is het apparaat niet geaard, dan moet de antennestroom zijn weg zoeken door de netsmoorspoelen en het net naar aarde. Wordt  $C_{37}$  weggelaten, dan zal de antennespanning zich verdelen over de antennekoppelspoel en de netsmoorspoelen. De gevoeligheid van het apparaat gaat dan aanzienlijk achteruit. Door het aanbrengen van  $C_{37}$  zal over de netsmoorspoel geen antennespanning vallen en is de gevoeligheid even groot als met aarding van het apparaat.



2.20. Diverse ontvangers

Naast de ontvangapparaten die dienen om de verschillende omroepzenders te ontvangen, komt nog een zeer grote verscheidenheid van ontvangers voor. Wij denken hier aan ontvangers die gebruikt worden in openbare diensten (P.T.T.), bij het radioverkeer met schepen en vliegtuigen, bij radio-installaties van grote ondernemingen, politiediensten, amateurs enz.

Batterij-ontvangers

We treffen hierbij aan de zogenaamde draagbare ontvangers, die afhankelijk van de functie die zij moeten vervullen met variabele afstemming dan wel met vaste afstemming zijn uitgerust. De voeding van dergelijke ontvangers moet dan veelal ook onafhankelijk gemaakt worden van het grote 220 volt energienet. De voeding vindt dan dikwijls plaats met behulp van batterijen of indien mogelijk met behulp van een accumulator (autoradio-ontvangers).

Bij de ontvangers, gevoed met batterijen, worden veelal de anode- en schermroosterspanningen geleverd door een batterij van 90 of 120 volt, terwijl de gloeistroom wordt betrokken van een batterij van 1,4 V. De constructie van de beide batterijen verschilt hierin dat de gloeistroombatterij een grotere stroom moet kunnen leveren dan de anodebatterij.

Om de levensduur van de batterijen zo groot mogelijk te doen zijn, moeten de stromen die de anoden, de schermroosters en gloeidraden van de buizen opnemen zo klein mogelijk gehouden worden. Om deze redenen worden speciale buizen die een laag stroomverbruik hebben, geconstrueerd.

De gloeidraden der buizen worden veelal serie geschakeld en omdat we over een vrij grote gelijkspanning beschikken, is dit het voordeligst. De gloeidraden hebben dan echter alle een verschillende spanning ten opzichte van aarde. In serie met deze gloeidraden moet dan een weerstand worden opgenomen om een teveel aan spanning teniet te doen.

Daar het gebruik van schaalverlichting erg onvoordelig voor de batterijen is, wordt deze zoveel mogelijk achterwege gelaten. Echter is in elk geval een signaalinrichting nodig die aangeeft of de batterijspanning al of niet staat ingeschakeld. Als namelijk de sterkteregeling zover is teruggedraaid dat het apparaat stil is, dan zou men kunnen vergeten de hoogspanning uit te schakelen. Door nu een signaallampje in serie met de gloeidraad op te nemen, hebben we een verklikker hiervoor.

Bij het ouder worden van de batterijen neemt de inwendige weerstand toe waardoor bij belasting de klemspanning daalt. Men beschouwt een batterij gewoonlijk als uitgeput wanneer de klemspanning bij belasting is gedaald tot  $\frac{2}{3}$  van de aanvangswaarde. De ontvanger moet dus zo geconstrueerd zijn dat hij nog werkt, ook al is de klemspanning van de batterij lager dan deze aanvankelijk was.

Ter beperking van het stroomverbruik worden in batterij-ontvangers buizen met directe verhitte gebruikt.

Er zijn buizen geconstrueerd, uitgevoerd met twee gloeidraden, die men naar wens serie of parallel kan schakelen of één der gloeidraden kan gebruiken. Bij gebruik van de gloeidraden, hetzij parallel, hetzij serie (in dit laatste geval aangesloten op de dubbele spanning), zijn de steilheid en het afgegeven vermogen groter dan bij het gebruik van één gloeidraad, doch het vermogen dat de anodekring, schermroosterkring en gloeidraad opnemen, wordt groter, zodat de batterijen eerder uitgeput zijn.

Wenst men nu eens een groter uitgangsvermogen en een grote gevoeligheid, dan weer een klein uitgangsvermogen en een geringere gevoeligheid, dan spaart men de batterijen door een schakelaar aan te brengen die in het laatste geval een der gloeidraden uitschakelt en bovendien een weerstand in de gemeenschappelijke anode – en schermrooster schakelt, waardoor ieder der batterijen opgenomen vermogen daalt.

Een betere methode om de anodebatterij te sparen, bestaat uit het toepassen van een balans-eindtrap in klasse B-instelling. Daarbij verkrijgt men een vrij groot uitgangsvermogen, terwijl de belasting van de anodebatterij vrij laag blijft.

Het uitschakelen van de batterij-ontvanger geschiedt gewoonlijk door de pluspool van de gloeispanning en de pluspool van de anodespanning met een dubbelpolige schakelaar, die gekoppeld is aan de geluidssterkteregelaar, te onderbreken. Meestal worden echter de contacten van de schakelaar, die de hoogspanning onderbreekt, overbrugd door een hoge weerstand ter beveiliging van de gloeidraden van de eindbuis. De werking hiervan is als volgt in te zien.

De anode van de laagfrequent versterker is via een koppelcondensator met het rooster van de eindbuis verbonden. Wanneer het apparaat wordt ingeschakeld, treedt een plotselinge positieve spanningsstoot op aan de anode van de laagfrequent versterkerbuis. Deze spanningsstoot komt ook via de koppelcondensator op het rooster van de eindbuis, zodat deze buis een grote positieve roosterspanning krijgt. Dit is nadelig voor de gloeidraad van deze buis, vooral wanneer deze nog niet de normale gloeidraadtemperatuur heeft bereikt, waardoor de emissie nog klein is. Overbrugt men de onderbreekcontacten van de schakelaar in de positieve hoogspanningsleiding met een grote weerstand, zodat de anodespanning op de anode van de laagfrequent versterkerbuis blijft staan wanneer het apparaat is uitgeschakeld, dan kunnen bij weer inschakelen geen grote spanningsstoten optreden.

Daar bij gebruik van de anodebatterijen de inwendige weerstand daarvan toeneemt, terwijl de klemspanning daalt, kan deze weerstand, terwijl de klemspanning 10 á 15 % is gedaald, zo groot geworden zijn dat er ongewenste koppelingen ontstaan, aangezien de anode- en schermroosterstromen van alle buizen door dezelfde batterij vloeien. Om deze koppelingen te voorkomen, brengt men een grote condensator met een capaciteit van 10 á 15  $\mu F$  aan parallel aan de batterij.

De oscillatorspanning is bij de gebruikelijke batterijbuizen, wegens de geringe steilheid, vooral in het korte golfgebied, vrij laag. Om deze reden wordt de positieve spanning voor de als oscillator-anode fungerende elektroden, gewoonlijk niet toegevoerd over een weerstand die parallel aan de afgestemde kring staat, doch over de afstemspoel of terugkoppelspoel.

De buizen krijgen gewoonlijk geen extra negatieve roosterspanning (uitgezonderd de eindbuis). Daar de kathode direct verhit wordt door gelijkstroom en het roostercircuit met de negatieve gloeidraadpool wordt verbonden, is de roosterspanning voldoende negatief ten opzichte van de gemiddelde spanning van de gloeidraad.

Het stuurrooster van de laagfrequent versterkerbuis wordt meestal over een grote weerstand (enkele  $M\Omega$ ) aan het chassis gelegd, zodat bij optredende roosterstroom het rooster automatisch negatief wordt. De negatieve roosterspanning voor de eindbuis wordt verkregen door een weerstand op te nemen in de leiding waar de gezamenlijke anode- en schermroosterstromen in het gehele apparaat door vloeien.

Daar het afgegeven vermogen van een batterij-eindbuis vrij klein is, vergeleken met dat van een wisselstroomeindbuis, gebruikt men bij voorkeur een luidspreker met een zo hoog mogelijk rendement om het akoestisch uitgangsvermogen op een redelijk peil te brengen.

Een groot voordeel van de batterij-ontvangers boven de wisselstroomapparaten is dat er geen zogenaamde netstoringen kunnen optreden.

Ook weer om het verbruikte vermogen zo klein mogelijk te houden, worden bij batterijontvangers geen schaalverlichtingslampjes aangebracht. Er moet echter een verklikker worden aangebracht die aangeeft of het apparaat al of niet ingeschakeld staat.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 57



HILVERSUM

Een bezwaar van batterijbuizen is dat ze in het algemeen eerder door een groot signaal overbelast worden dan wisselstroombuizen. Om deze reden worden batterij-ontvangers veelal uitgevoerd met een tweede antenne-aansluiting die over een weerstand of een condensator met de normale aansluiting is verbonden. Bij ontvangst van een zender die ter plaatse van ontvangst een sterk veld geeft, sluit men de antenne aan op deze tweede aansluiting waardoor het signaal op het rooster van de hoogfrequentbuis en mengbuis kleiner wordt.

### 2.21. Omroepontvangers voor auto's

Wat de schema's van deze ontvangers betreft, kunnen we opmerken dat deze vrijwel gelijk zijn aan die van andere omroepontvangers,

Daar het opvangvermogen van de antennes die bij auto's gebruikt worden klein is, moeten de auto-ontvangers een grote gevoeligheid hebben. Het opvangvermogen van de antennes is klein, omdat ze vrij klein van afmetingen zijn en een deel van de antenne door de autocarrosserie wordt afgeschermd

Verder moeten de afmetingen van de auto-ontvangers zo klein mogelijk zijn, hetgeen een compacte constructie van het apparaat meebrengt. Deze compacte constructie brengt weer andere problemen mee, zoals de ontwikkelde warmte in deze kleine ruimte en de grotere mate van koppeling tussen de onderdelen.

De gevoeligheid van de auto-ontvanger mag niet te klein gekozen worden, daar in een rijdende auto altijd enig lawaai te horen is en het geluid uit de luidspreker daar toch altijd bovenuit moet komen.

De voeding geschiedt uit de auto-accu die een spanning van 6 V of 12 V bezit en bij autobussen 24 V bedraagt.

Afhankelijk van de laadtoestand en kwaliteit van de accu's kan de klemspanning nogal variëren. Een goed geladen accu zal in een stilstaande auto een klemspanning van 6,3 volt leveren, terwijl deze bij een slechte accu wel kan dalen tot 5,5 V. Ondanks deze voedingsvariaties moet de ontvanger toch zo goed mogelijk blijven functioneren. Natuurlijk zal bij 5,5 V spanning de gevoeligheid en het uitgangsvermogen minder zijn dan bij een spanning van 6,3 V.

Voor het verkrijgen van de gewenste anodespanningen wordt gebruik gemaakt van een triller-omvormer (zie Bo 6). Deze kan bestaan uit een enkelvoudige triller met een gelijkrichtbuis of uit een dubbelwerkende (synchrone) triller, waarbij een tweede stel contacten voor de gelijkrichting zorgt. Men moet er echter voor zorg dragen dat de trillerstoringen niet te hinderlijk worden.

Door het lawaai in een auto kan men een iets hoger storingsniveau toelaten dan bij een normale ontvanger, doch aan de andere kant is de ontstoring ook weer veel lastiger door de compacte bouw en de grote gevoeligheid.

De bougies met de overspringende vonken vormen met de bougiekabels een vrij sterke vonkzender. Hierdoor ontstaan knetterstoringen in het tempo waarin de ontstekingen in de cilinders van de motor elkaar opvolgen.

Om te zorgen dat de storingen niet in de ontvanger binnendringen, wordt deze in een metalen kast geplaatst.

Het hoogfrequent storingsveld dat door de ontstekingsvonken van de motor ontstaat, veroorzaakt een spanning in de antenne. De antenne moet zo worden geplaatst dat deze spanning zo klein mogelijk blijft. Hieraan werkt de motorkap veelal in belangrijke mate mee, daar het hf.-veld door de capacatieve afscherming daarvan afgeschermd wordt van de antenne.

De verbindingsleiding tussen antenne en apparaat moet ook goed afgeschermd worden. Men gebruikt hiervoor enkeladerig afgeschermd kabel met kleine capaciteit en geringe verliezen.

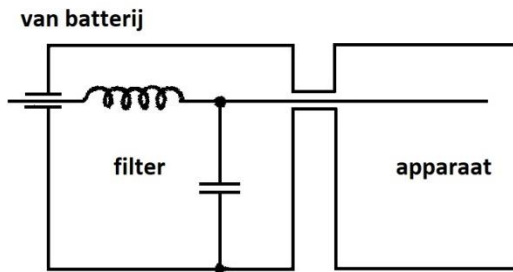


Fig. 2,27. Ontstoringfilter tussen ontvanger en accu.

lijkspanningsverlies te groot wordt. De gebruikte condensator moet zelfinductievrij zijn, daar anders de hoogste frequenties niet kortgesloten worden.

Om te voorkomen dat de storingen via de afscherming van de antennekabel binnenkomen, moet deze afscherming aan het ene einde goed aan het apparaat en aan het andere einde aan de carrosserie geaard worden.

Het hoogfrequent storingsveld kan men meestal sterk verminderen door het motorblok (waar de bougies zijn aangebracht) met een zo kort mogelijke aardstrip (weinig zelfinductie) aan de scheidingwand tussen motor en bestuurdersruimte te aarden. Ook is het dikwijls nuttig in de leidingen van de verdeler naar de bougies en in de toevoerleiding naar de verdeler dempingsweerstand van 5000 á 10 000  $\Omega$  aan te brengen. Deze dempingsweerstand worden suppressorweerstand, ook wel suppressors genoemd.

Het schakelen van de gloeidraden kan op dezelfde manier geschieden als bij de gelijkstroomontvangers. Ook kan men een afzonderlijke transformator opnemen die de spanning, afkomstig van de triller op de juiste waarde voor de gloeidraden transformeert, zodat de gloeidraden met wisselstroom worden gevoed. (Hiervoor moeten de buizen dus indirect verhit worden.)

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 69 t/m 74.

De storingen ten gevolge van de ontstekingen in de motor planten zich voort langs de bedrading van de auto, dus ook langs de voedingskabel. Om het binnendringen langs deze weg te verhinderen, moet tussen voedingskabel en ontvanger een direct aan het apparaat geaard afgeschermd filter tegen motorstoringen worden aangebracht. Veelal bestaat dit filter uit een in serie met de voedingskabel aangebrachte smoorspoel met daarachter een naar aarde geschakelde condensator (zie fig. 2,27).

De smoorspoel moet een lage weerstand hebben, daar anders het ge-

## 2.2. Ontvangapparaten voor voeding uit het gelijkstroomnet als wisselstroomnet

HILVERSUM

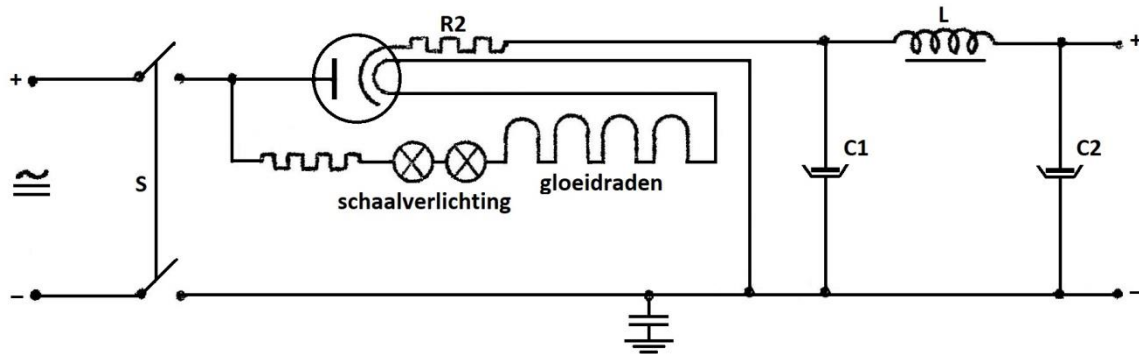


Fig. 1,28. Voeding van een ontvanger die gevoed kan worden uit het gelijkstroomnet en wisselstroomnet.

Onder universeelontvangers verstaan we ontvangapparaten die zowel op het gelijkspanningsnet als op het wisselspanningsnet kunnen worden aangesloten. Deze ontvangers kunnen worden gevoerd zonder transformator. Het bezwaar hiertegen is echter dat men geen hogere spanning kan gebruiken dan die van het net, terwijl voor een goede werking der buizen dikwijls en hogere spanning is gewenst.

In fig. 2,28 is een prinsipeschema gegeven van een schakeling die uit het gelijkstroomnet en het wisselstroomnet gevoed kan worden.

Bij aansluiting op het gelijkstroomnet komt over de serieschakeling van  $R_1$ , de schaalverlichtingslampjes en de gloeidraden een gelijkspanning te staan. De gelijkrichtdiode treedt nu slechts als geleider voor de gelijkstroom op.

Het chassis wordt nu rechtstreeks met een pool van het net verbonden en via condensator  $C_3$  geaard. Het chassis kan dus een gelijkspanning ten opzichte van aarde hebben. Hiermee moet bij aanraking van de ontvanger terdege rekening worden gehouden. Doordat het chassis een spanning kan hebben, is de ontvanger gevoeliger voor stoorspanningen. Men kan deze gevoeligheid voor storingen verminderen door smoorspoelen in serie met het net op te nemen (zie fig. 2,29). Nu het net met deze smoorspoelen niet meer als een kleine impedantie voor de antennestroom kan optreden, moet het chassis met tussenschakeling van een condensator  $C_3$  (fig. 2,28) aan aarde gelegd worden, opdat dit een gemakkelijke weg voor de antennestroom vormt.

Bij aansluiting op het wisselstroomnet doet de diode dienst als gelijkrichtbuis en wordt de gelijkgerichte spanning door het afvlakfilter  $C_1$ ,  $C_2$  en  $L$  afgevlakt. Men wenst de voeding gewoonlijk zo in te richten dat het apparaat kan worden aangesloten op een net van 220 V zowel als op een net van 110 V. Bij 220 V worden de gloeidraden serie geschakeld en bij 110 V parallel. Daar geen transformator aanwezig is, zal men bij aansluiting op een 110 V wisselstroomnet ongeveer de helft van de anode-gelijkspanning hebben dan die bij een 220 V-net verkregen wordt.

Bij seriegeschakelde gloeidraden zullen netspanningsschommelingen veel meer variatie in de verhitting van de kathoden tot gevolg hebben dan bij parallelgeschakelde gloeidraden. Dit vindt zijn oorzaak in de weerstand die in het algemeen in serie met de gloeidraden moet worden opgenomen om

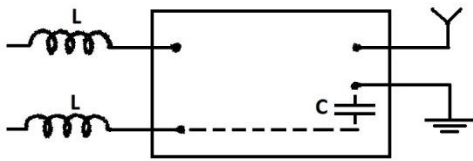


Fig. 2,29. Smoorspoelen geplaatst tussen net en ontvanger ter vermindering van storing.

bij de gloeidraden alleen, omdat de waarde van de geschakelde weerstand nagenoeg niet toeneemt. Het gevolg hiervan is dat de stroom nu meer zal toenemen dan bij de schakeling van de gloeidraden alleen. De gloeidraden lopen nu dus de kans teveel verhit te worden en te verbranden. Het is dan ook aan te bevelen bij dergelijke toestellen een gloeistroomregulatorbuis in serie met de gloeidraden op te nemen.

Een stroomregulatorbuis bestaat uit een ijzerdraadje dat zich in een ruimte bevindt die gevuld is met waterstofgas. Deze buizen hebben de eigenschappen dat bij toenemende spanning de weerstand zodanig toeneemt dat de stroom constant blijft. Neemt men een dergelijke stroomregulatorbuis in serie met de gloeidraden op, dan blijft de gloeistroom nagenoeg constant en dit heeft een gunstige invloed op de levensduur der buizen.

Het verdient aanbeveling in serie met de gloeistroomregulatorbuis een weerstand op te nemen daar bij het inschakelen, als de buizen nog koud zijn, een grote stroomstoot optreedt, waarbij de stroomregulatorbuis gevaar loopt. De weerstand van de gloeidraden in koude toestand bedraagt ongeveer  $\frac{1}{7}$  tot  $\frac{1}{10}$  van de weerstand in warme toestand.

Ook kunnen de eventueel opgenomen schaalverlichtingslampjes gevaar lopen bij het inschakelen te verbranden ten gevolge van de inschakelstroomstoot.

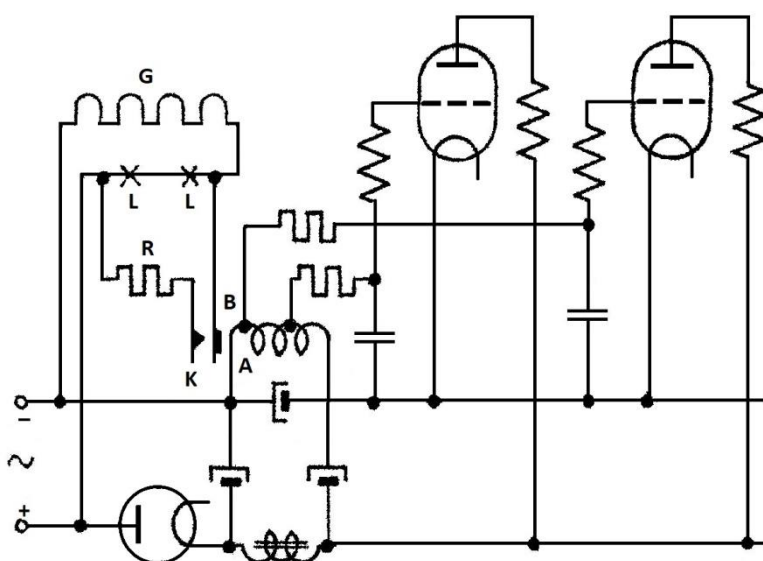


Fig. 2,30. Voeding van een universeel apparaat.

tot de gewenste gloeispanning te komen. Zouden alleen de gloeidraden in serie op de netspanning staan, dan zou een toename van de netspanning een toename van de stroom veroorzaken, waardoor de weerstand van de gloeidraden eveneens stijgt. Hierdoor zal de stroom niet zoveel kunnen toenemen. Is in serie met de gloeidraden een weerstand opgenomen, dan zal de totale weerstand van gloeidraden en weerstand niet zoveel toenemen als

Men kan deze stroomstoot ook kleiner doen zijn door een of meer weerstanden op te nemen waarbij de weerstand afneemt bij verhoging van de temperatuur. Op het moment van het inschakelen hebben deze weerstanden, N.T.C., een hoge waarde die ten gevolge van de negatieve temperatuurscoëfficiënt bij stijgende temperatuur afneemt.

Ook is het mogelijk de schaalverlichtingslampjes te bevestigen op de manier zoals in fig. 2,30 in principe is weergegeven.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 61



Gedurende de tijd van het opwarmen der buizen (direct na het inschakelen) kan men een weerstand  $R$  parallel schakelen die na het opwarmen automatisch weer wordt uitgeschakeld. Hiertoe wordt een relais  $B$  in de keten opgenomen waardoor de stroom vloeit die door de andere buizen gezamenlijk wordt opgenomen. Het relais wordt zo ingesteld dat gedurende het opwarmen de weerstand over de schaalverlichtingslampjes geschakeld staat, dus  $B$  rust tegen  $K$ . Als de stroom de normale waarde heeft bereikt, trekt het relais  $B$  los van  $K$  en is de weerstand uitgeschakeld. De spanning die over de relaiswikkeling  $A$  valt, kan ook benut worden voor de negatieve roosterspanning voor de buizen.

### 2.23. Ontvangapparaten voor voeding uit gelijkstroom- of wisselstroomnet met trilleromvormer

De in het voorgaande behandelde voeding uit het wisselstroom- of gelijkstroomnet voor ontvangapparaten voldoet goed; echter hebben zij het bezwaar dat de anodespanning niet hoger kan zijn dan die van het net, terwijl voor de gunstigste werking der buizen gewoonlijk een hogere spanning gewenst is. Voor eenvoudige goedkope ontvangers past men bovengenoemde methode toe. Voor de duurere ontvangers stelt men hogere eisen en past men trilleromvormers toe. De trilleromvormers zetten de gelijkspanning om in een wisselspanning. Deze wisselspanning kan omhoog getransformeerd worden en daarna gelijkgericht.

Bij voeding van de ontvanger uit het wisselstroomnet sluit men het net rechtstreeks aan op de transformator, op dezelfde wijze als bij de gewone apparaten met wisselstroomvoeding. Bij aansluiting op gelijkstroomnet wordt het net verbonden met de trilleromvormer, terwijl de door deze omvormer geleverde wisselspanning wordt aangesloten op een geschikte aftakking van de reeds genoemde transformator.

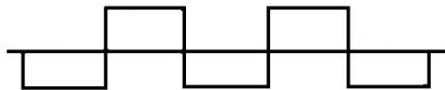


Fig. 2,31. Spanning geleverd door de trilleromvormer.

Men moet hierbij in de eerste plaats er voor zorgen dat de spanning voor de gloeidraden in beide gevallen dezelfde is. De anodespanning der buizen is dan echter bij gelijkstroomvoeding lager dan bij wisselstroomvoeding. Dit komt, omdat het wisselstroomnet een vrijwel sinusvormige spanning levert en de trilleromvormer een blokspanning of rechthoekspanning (zie fig. 2,31). De verhitting der gloeidraden wordt bepaald door de effectieve waarde van de spanning. Bij sinusvormige

spanning is de effectieve waarde  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  maal de topwaarde, terwijl de effectieve waarde bij een rechthoekspanning volgens fig. 2,31 gelijk is aan de topwaarde. Gaan we uit van de gedachte dat de gloeispanningen bij gelijk- en wisselstroomvoeding gelijk zijn, dan is de effectieve waarde van de sinusvormige wisselspanning gelijk aan de topwaarde van de rechthoekspanning. Daar de sinusvormige wisselspanning een anodespanning levert die gelijk is aan de topwaarde, volgt hier dus uit dat de anodespanning bij wisselstroomvoeding hoger is dan bij gelijkstroomvoeding.

Verder moet men bedenken dat de blokspanning veel meer en veel sterkere harmonischen bezit dan de spanning uit een wisselstroomnet. Men moet dan ook veel meer zorg besteden aan afvlakking en de plaatsing der voedingsleiding. Hiertoe worden de gloeistroomleidingen niet in het apparaat gemonteerd, maar er bovenop en moet het midden van de gloeispanning geaard worden.

Door het gebruik van een transformator is het chassis niet met het net verbonden en voert dus geen spanning ten opzichte van aarde. Hiermee is de gevoeligheid voor storingen ook belangrijk verminderd

### 2.24. Brom

Bij de ontvangst is soms een hinderlijk gebrom hoorbaar. Dit kan verschillende oorzaken hebben. Is de afvlakking van de gelijkgerichte spanning in het voedingsapparaat onvoldoende, dan is op de gelijkspanning van de anodes en schermroosters der buizen een wisselspanning van 100 Hz (bij dubbelfasige gelijkrichting) gesuperponeerd. Daardoor verkrijgt de anodestroom een component met deze frequentie. Een laagfrequentcomponent in de anodestroom van een hoogfrequent- of middenfrequentversterker heeft geen invloed op de detector en geeft dus geen brom uit de luidspreker. Deze component wordt hierin niet versterkt.

Een bromspanning in het gedeelte dat op de detector volgt, heeft brom uit de luidspreker tot gevolg. Behalve door een minder goede afvlakking kan brom ook worden veroorzaakt doordat de gloeistroomleiding te dicht langs het rooster en de bedrading van de laagfrequentbuis lopen. Door de capaciteit tussen de leidingen wordt de bromspanning overgebracht. Men hoort nu een brom met een frequentie van 50 Hz (de frequentie van de netspanning).

Ook kan het voorkomen dat de uitgangstransformator ongunstig is opgesteld ten opzichte van de voedingstransformator waardoor er in de wikkelingen van de uitgangstransformator een bromspanning van 50 Hz wordt geïnduceerd. Door de kernen van deze transformatoren loodrecht op elkaar gericht op te stellen, wordt deze mogelijkheid tot een minimum beperkt.

In het chassis waaraan alle “geaarde” punten van de schakeling zijn verbonden, vloeien hoogfrequentie en laagfrequente stromen.

Tussen twee punten van het chassis is dus een spanning aanwezig ten gevolge van de weerstand die het materiaal waaruit het chassis bestaat, bezit en de overgangswaerstand die de verbindingpunten met het chassis vormen.

Worden nu twee punten van het roostercircuit met twee verschillende punten van het circuit verbonden, dan is er een spanning in dit circuit werkzaam die door de laagfrequentbuis wordt versterkt en door de eindbuis aan de luidspreker wordt toegevoerd. Het is dus zeer gewenst de aardpunten van het roostercircuit op één plaats aan het chassis te leggen.

Al wordt een bromspanning in het hoog- of middenfrequent gedeelte niet rechtstreeks versterkt, toch kan deze brom uit de luidspreker tot gevolg hebben. Door de kromming van de buiskarakteristieken wordt het hoog- of middenfrequent signaal door de bromspanning gemoduleerd. Dit gemoduleerde signaal wordt op de normale wijze gedetecteerd, zodat de brom de luidspreker bereikt. We spreken dan van modulatiebrom. Deze is alleen hoorbaar als er een hoogfrequent signaal aanwezig is. Daardoor kan men nagaan of we te doen hebben met modulatiebrom of brom ten gevolge van de eerst genoemde oorzaak.

Modulatiebrom kan worden veroorzaakt door onvoldoende afvlakking van de voedingsspanningen voor de hoogfrequentbuis. Ook kan in de middenfrequentspoelen bromspanning worden geïnduceerd door het magnetisch veld van de voedingstransformator. Bij middenfrequentspoelen met ijzeren kern is het gevaar hiervoor aanwezig, ook al is de afstand tussen deze spoelen en de voedingstransformator vrij groot. Een magnetische afscherming, bestaande uit een ijzeren bus van bijvoorbeeld 1 mm dikte om de aluminiumspoelbus kan soms gewenst zijn.





### Hoofdstuk 3

#### Zenders

##### 3.1. Zender voor in amplitude gemoduleerde signalen

In een zender moet het uit te zenden signaal worden opgewekt en worden gemoduleerd met de signalen die van zender naar ontvanger moeten worden overgedragen. In de eerste plaats moet de zendinstallatie dus bestaan uit een oscillatorschakeling, meestal de stuurtrap genoemd. Deze oscillator-schakeling moet bij een zender aan hoge eisen voldoen, voor wat betreft de frequentienauwkeurigheid en frequentieconstantheid. De constructie moet dus zeer zorgvuldig geschieden, terwijl extra maatregelen moet worden genomen om de vereiste frequentiestabiliteit te verkrijgen. Hiertoe wordt de oscillator veelal uitgevoerd als kristaloscillator, die om nog grotere stabiliteit te krijgen in een thermostaat geplaatst kan worden. Tevens moet gezorgd worden voor een zo constant mogelijke voedingsspanning voor de oscillator. De oscillatortrap kan gevolgd worden door versterkers of indien de uitzendfrequentie anders is dan de oscillatorfrequentie door frequentievermenigvuldigingstrappen waarin dan tevens nog versterking mogelijk is. Vooral als de uitzendfrequentie hoog is, zodat van de oscillator op deze hoge frequentie niet al te grote frequentiestabiliteit te verwachten is, verdient het aanbeveling de oscillator op een lagere frequentie te laten oscilleren en deze frequentie te verveelvoudigen.

Indien de zender moet kunnen zenden op verschillende frequenties kan natuurlijk niet zonder meer met een kristaloscillator worden volstaan en moet het frequentiebepalend orgaan van de oscillator variabel zijn.

De inrichting van de schakeling volgend op de oscillator is afhankelijk van het signaal dat de zender moet uitzenden; met andere woorden: hoe wordt de mededeling (de informatie) in het hoogfrequent signaal aangebracht, dus welke modulatiemethode wordt toegepast en welk soort informatie moet worden uitgezonden.

In de eerste plaats onderscheiden we zenders voor:

Amplitudemodulatie	(AM)
Frequentiemodulatie	(FM)
Impulsmodulatie	(PM)

Bij elk der genoemde modulatiemethoden kan de informatie op verschillende wijzen worden verkregen.

##### 3.2. Telegrafiezenders

Bij de eenvoudigste methode van telegrafie wordt de hoogfrequent trilling die in de zender wordt opgewekt in het ritme van de morsetekens of andere tekens onderbroken. Men spreekt dan van ongedempte telegrafie of van seinwijze  $A_1$  (zie fig. 3,1).

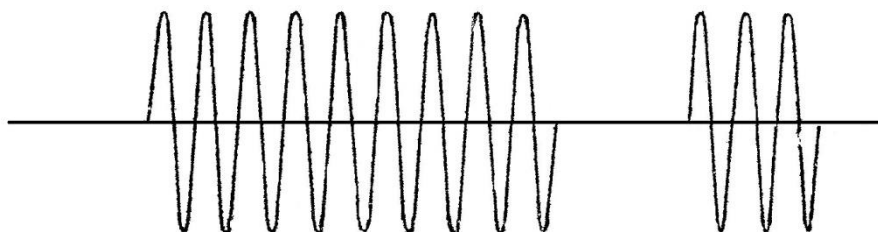


Fig. 3,1. Ongedempte trilling.

64 Tc

Op pag. 66 is een overzicht van het alfabet in morsetekens weergegeven. Een tweede methode bestaat in het voortdurend uitzenden van een hoogfrequenttrilling die in het ritme van de telegrafietekens met een hoorbare frequentie in amplitude wordt gemoduleerd. Men spreekt dan van tootelegrafie of seinwijze  $A_2$  (zie fig. 3,2).

Ook kan men de frequentie van de hoogfrequenttrilling in het ritme van de telegrafietekens met een bepaald bedrag veranderen. Men verkrijgt een soort frequentiemodulatie en spreekt van telegrafie met frequentieverschuiving of seinwijze  $F_1$  (zie fig. 3,3).

### 3.3. Telefoniezers

Bij een telefoniezer geschiedt de modulatie met frequenties voorkomende in het audiofrequent gebied, afkomstig van spraak of muziek. Hierbij kan op veel verschillende manieren worden gemoduleerd en amplitudemodulatie, frequentiemodulatie of verschillende vormen van impulsmodulatie worden toegepast. Men duidt deze achtereenvolgens aan met ( $A_3$ ).

Het is ook mogelijk slechts een der zijbanden uit te zenden en de andere te onderdrukken, men spreekt dan van enkelzijbandmodulatie ( $A_{3a}$ ).

### 3.4. Facsimile

Onder Facsimile wordt verstaan het overdragen van schriftstukken of foto's. Het over te brengen beeld wordt in punten afgetast en deze volgens de helderheid achtereenvolgens gemoduleerd op de hf-trilling. Men kan dit doen met behulp van AM of FM en geeft dit aan met  $A_4$  of  $F_4$ .

### 3.5. Televisie

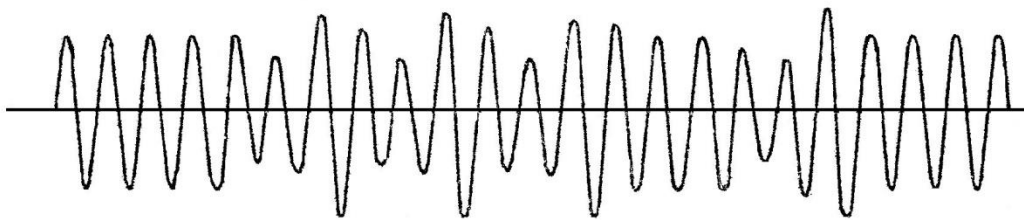


Fig. 3,2. Tootelegrafie, gemoduleerd in de letter a.

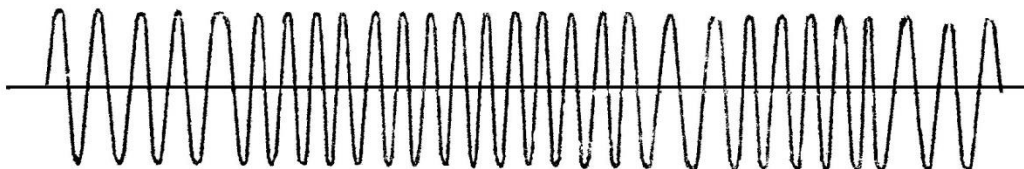


Fig. 3,3. Telegrafie met frequentieverschuiving.

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 65



HILVERSUM

Televisie vertoont veel overeenkomst met facsimile. Bij TV wordt het over te brengen beeld ontleed in punten en volgens hun helderheid meer of minder diep gemoduleerd op de hf-draaggolf. Dit kan ook met AM of FM geschieden. Het wordt aangeduid met  $A_5$  resp.  $F_5$ .

### 3.6. Inrichting van de zender voor amplitude gemoduleerde signalen

Zoals reeds werd opgemerkt, bevat de zender in de eerste plaats een oscillator of stuurtrap waarin de hoogfrequente trilling wordt opgewekt.

Veronderstellen we dat de frequentie van de oscillator gelijk is aan die die moet worden uitgezonden, dan kan de oscillatortrap gevolgd worden door een versterkertrap, dan wel door de modulatortrap. Komt deze modulator eerst in een der laatste trappen van de zender voor, dan spreekt men van "High Power" modulatie.

De versterkers tussen de modulatortrap en de stuurtrap moeten dan de hoogfrequent draagtrilling versterken; deze versterkers kunnen dan met een zo gunstig mogelijk rendement werken en dus klasse C worden ingesteld. Het blokschema is in fig. 3,4 weergegeven.

Wordt gemoduleerd in een der trappen die direct op de stuurtrap volgen, "Low Power" modulatie ( zie fig. 3,5), dan moeten de versterkers die tussen de modulatortrap en de eindtrap voorkomen, de in amplitude gemoduleerde signalen versterken. Deze versterkers kunnen niet in klasse C werken, daar dan een ontoelaatbare vervorming van het signaal zou optreden.

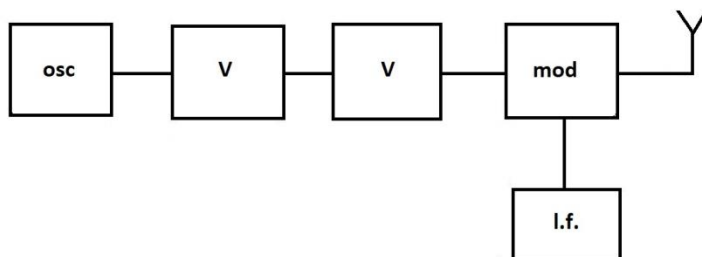


Fig. 3,4. Blokschema zender met High Power modulatie.

Deze versterkertrappen kunnen dus niet met een hoog rendement werken, daar zij hoogstens in klasse B mogen worden ingesteld.

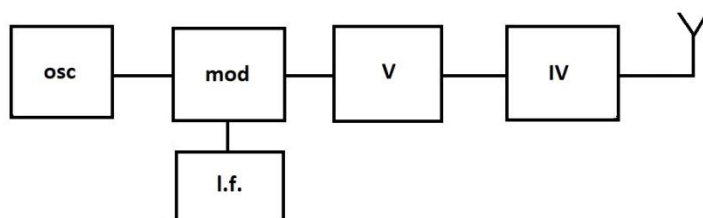


Fig. 3,5. Blokschema zender met Low Power modulatie.

Verder bepaalt de methode waarop de gemoduleerde trilling tot stand wordt gebracht of de Lf-versterker al of niet een groot vermogen moet leveren. Bij stuurroosmodulatie is bijvoorbeeld nagenoeg geen laagfrequent vermogen nodig, terwijl bij anodemodulatie een vrij groot vermogen door de lf-versterker geleverd moet worden.

Bij het versterken van het gemoduleerde signaal ontstaat natuurlijk lineaire vervorming. De grootte van deze vervorming is afhankelijk van de modulatie diepte. Bij een modulatie diepte van 90 % mag de distorsie niet meer dan 4 % bedragen, om in elk geval beneden deze grens te blijven, wordt meestal in de zender tegenkoppeling toegepast.

66 Tc

Naast de gewenste modulatie komt veelal ook nog een modulatie voor van brom en geruis. De brom is dan vaak te danken aan de wisselstroomvoeding van de gloeidraden en de rimpelspanning van de gelijkrichters. Het geruis ontstaat in hoofdzaak door de emissie in de buizen. Gewoonlijk wordt gezegd dat deze modulatie niet dieper dan 0,1 % wordt.

a	— — — —	1	— — — — — — — —
b	— — — — — — — —	2	— — — — — — — —
c	— — — — — — — —	3	— — — — — — — —
d	— — — — — — — —	4	— — — — — — — —
e	—	5	— — — — — — — —
f	— — — — — — — —	6	— — — — — — — —
g	— — — — — — — —	7	— — — — — — — —
h	— — — — — — — —	8	— — — — — — — —
i	— —	9	— — — — — — — —
j	— — — — — — — —	0	— — — — — — — —
k	— — — — — — — —		
l	— — — — — — — —		
m	— — — — — — — —		
n	— — — — — — — —		
o	— — — — — — — —		
p	— — — — — — — —		
q	— — — — — — — —		
r	— — — — — — — —		
s	— — — — — — — —		
'e of e'	— — — — — — — —		
t	— — — — — — — —		
u	— — — — — — — —		
v	— — — — — — — —		
w	— — — — — — — —		
x	— — — — — — — —		
ij	— — — — — — — —		
z	— — — — — — — —		
		komma	— — — — — — — —
		koppelteken	— — — — — — — —
		dubbelpunt	— — — — — — — —
		vraagteken	— — — — — — — —
		haakjes	— — — — — — — —
		punt	— — — — — — — —
		oproepteken	— — — — — — — —
		scheidingsteken	— — — — — — — —
		onderstreping	— — — — — — — —

In bovenstaande tabel zijn de belangrijkste morsetekens weergegeven. De tekens voor dienst-aanduidingen en de verkorte morsetekens hebben we niet vermeld.

De strepen zijn drie maal zo lang als de lengte van een punt en de ruimte tussen twee tekens is gelijk aan de lengte van een punt.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 79 t/m 84.



## Telecommunicatie Les 17

### 3.7. Kortegolfzender voor het frequentiebereik van 6 – 20 MHz (golflengte 50 – 12 m) en een vermogen van 40 kW

In fig. 3,6 is een vereenvoudigd principeschema weergegeven van de 40 kW kortegolfzender van Philips.

Het principeschema kunnen we als volgt indelen:

- |     |                                |
|-----|--------------------------------|
| I   | kristaloscillator              |
| II  | scheidingstrap                 |
| III | eerste frequentieverdubbeltrap |
| IV  | tweede frequentieverdubbeltrap |
| V   | versterkertrap                 |
| VI  | eindtrap                       |

De modulatieversterker, die wordt aangesloten op de eindtrap via de modulatietransformator, is in dit principeschema niet opgenomen, deze is in fig. 3,7 weergegeven.

In trap I is de kristaloscillator aangebracht, drie kristallen in thermostaat, zijn omschakelbaar in de roosterkring van deze buis opgenomen. Deze zender is ingericht voor het werken op vaste frequenties zoals gebruikelijk is bij kortegolfzenders, die dan twee- tot driemaal per dag op een andere frequentie overgaan. De omschakeling van de kristallen en kringen gebeurt door middel van een palmechanisme. Door de druk op een knop wordt een mechanisme in werking gesteld waardoor de gehele zender automatisch ingesteld wordt op de nieuw gekozen zendfrequentie die dan na een tijd van 30 tot ten hoogste 60 sec. na het indrukken van de knop wordt verkregen waarna de zender klaar staat om op de nieuwe golflengte te gaan zenden.

De gloeidraden van de buizen, die zijn toegepast in de eindtrap van het hoogfrequent gedeelte en de eindtrap van de modulator (zie fig. 3,7) worden gevoed met draaistroom. De buizen hebben namelijk drie gloeidraden die in "ster" zijn geschakeld, ook het sterpunt is met een aansluitklem verbonden, zodat in totaal vier gloeidraadaansluitingen aanwezig zijn. De beide laatste trappen waarin triodes in een balansschakeling zijn gebruikt, zijn geneutrodyniseerd. De anodekring van de eindtrap bevat twee paren spoelen die parallel zijn geschakeld. Het eerste paar dient voor afstemming, het tweede paar voor aanpassing van de antennevoedingslijn aan de kring.

Deze zender wordt gekoeld met gedestilleerd water, hetgeen ook door de spoelen stroomt

Voor de hoogste frequenties wordt als kringcapaciteit uitsluitend de buis- en bedradingscapaciteit gebruikt, voor de lagere frequenties worden vacuümcondensatoren ingeschakeld. Voor de hoogste frequenties wordt de roosterkring van de eindtrap afgestemd door middel van een Lecher-systeem (zie later hoofdstuk 'kabels').

De modulatieversterker (fig. 3,7) bestaat uit 4 trappen M1 t/m M4. Alle trappen zijn voorzien van in balans geschakelde buizen. In verband met het feit dat in de eindtrap van de zender anodemodulatie toegepast wordt, zijn in de laatste trap van de modulatieversterker buizen toegepast die eenzelfde vermogen kunnen leveren als die van de eindtrap van het hf-gedeelte. De buizen van de voorlaatste trap M3 zijn in anodebasisschakeling opgenomen. Door de geringe uitgangsweerstand die hiermee wordt verkregen, wordt de invloed van de veranderlijke roosterstroom in de eindtrap, die anders een te grote vervorming zou kunnen veroorzaken, aanzienlijk verminderd. Er wordt tegenkoppeling toegepast van de anodeketen van de eindbuizen naar de roosterketen van de eerste trap

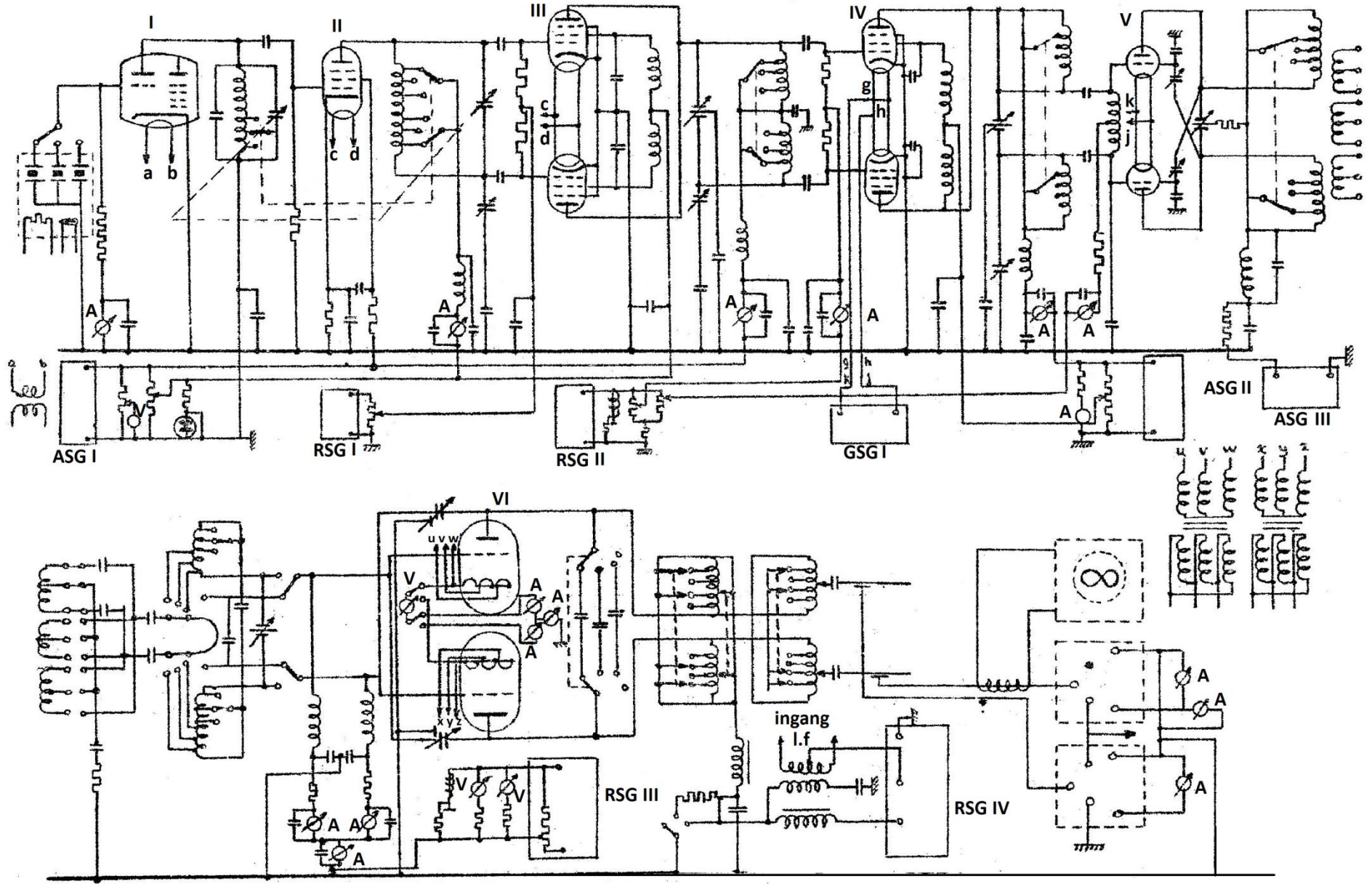


Fig. 3,6. Principeschema kortegolfzender voor 40 kW.

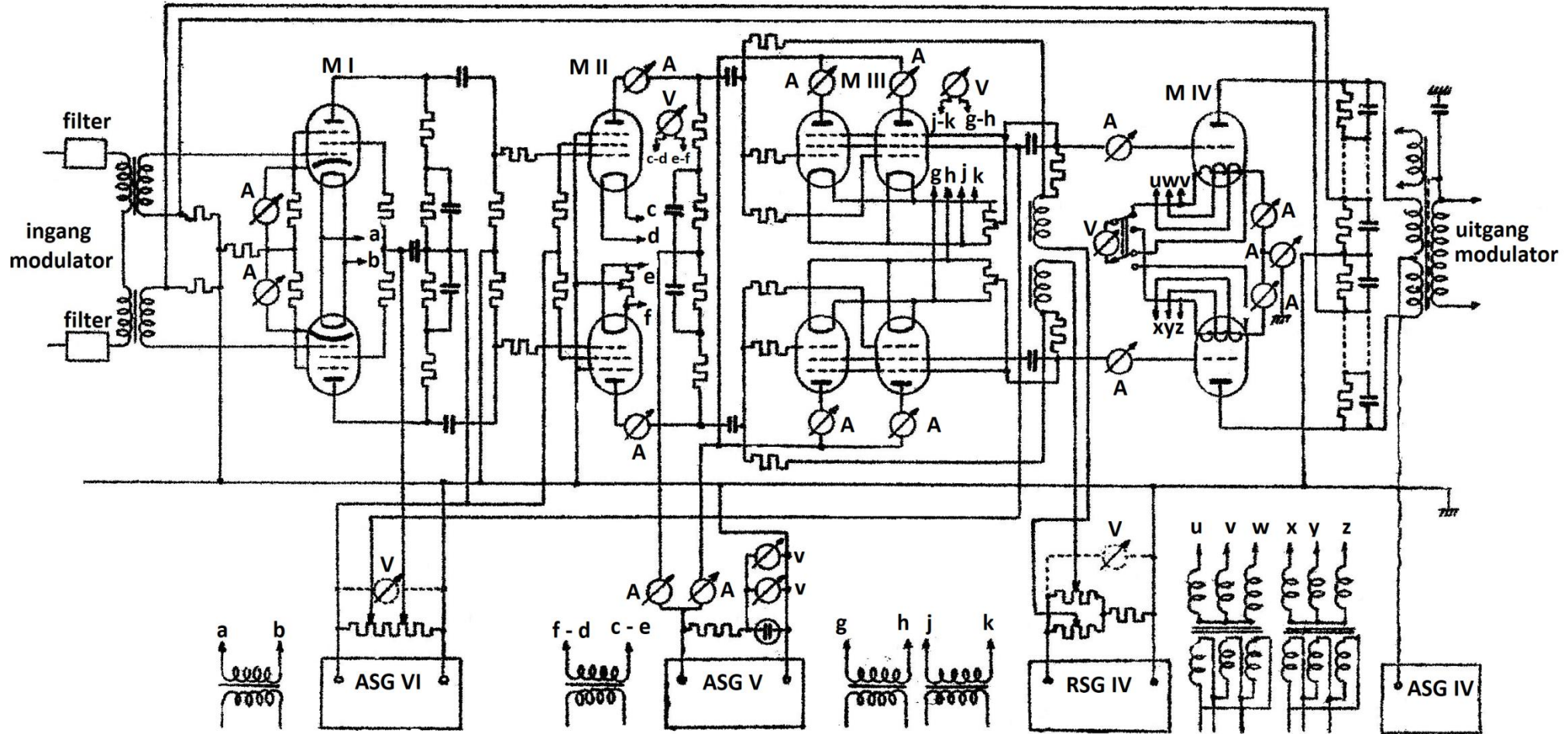


Fig. 3,7. Principeschema modulator.

## 70 Tc

De waterkoeling vormt een zogenaamd gesloten systeem waarbij gedestilleerd water wordt gebruikt. De benodigde hoeveelheid water voor de beide hf-eindbuizen en de twee lf-buizen bedraagt ten minste 80 liter per minuut waarbij de temperatuur van het water ten hoogste 13° C mag zijn.

De benodigde voedingsspanningen worden achtereenvolgens geleverd door:  
ASG I, anodespanningsgelijkrichter I aan de anode van de 1<sup>e</sup>, 2<sup>e</sup> en 3<sup>e</sup> trap;  
ASG II aan de anode van de 4<sup>e</sup> trap, door ASG III aan trap V en door:  
ASG IV aan trap VI. De roosterspanningsgelijkrichter RSG I levert de roosterspanning aan de trap III, RSG II aan trap IV, RSG III aan trap VI.

De gloeispanningsgelijkrichter GSG I levert de gloeispanning aan de trap IV en V. De gloeispanning van de trappen I, II en VI wordt direct uit het 220 V – 50 Hz net betrokken waarbij trap VI gevoed wordt met drie fasen.

We zien de schakelaars alle in drie standen zijn uitgevoerd met het oog op de drie afstemfrequenties die met behulp van het palmechanisme worden ingesteld. Verder is de meter op alle belangrijke punten voorzien van controle meters.

Zonder modulatie neemt de zender totaal een vermogen op van 155 kW, terwijl bij een modulatie diepte van 30 % een vermogen van 158 kW en bij een modulatie diepte van 100 % 200 kW wordt opgenomen. Over lange tijd gedurende welke de modulatie diepte gemiddeld ongeveer 30 % bedraagt, is het rendement ongeveer 27 %.

### Omroepzenders

Men deelt tegenwoordig de omroepzenders in de volgende groepen in:

1. Langegolvenzenders (golflengte 1000 – 2000 m). Dit soort zenders heeft zijn grootste betekenis verloren. Een bekende zender in dit golfgebied is Droitwich, een zender die in de tweede wereldoorlog met een vermogen van 800 kW werkte.
2. Middengolvenzenders (golflengte 180 – 570 m). Het vermogen van deze zenders varieert van 5 tot 150 kW. Zij bestrijken, al naar het vermogen, een straal tot 200 km. In de tropen is ten gevolge van het hogere storingsniveau het bestreken gebied kleiner.
3. Tussengolvenzenders (golflengte 100 – 150 m). Hiertoe behoren de plaatselijke zenders in tropische gebieden. Voor gebieden van beperkte omvang worden hier zenders met een vermogen tot 1 kW gebruikt.
4. Kortegolvenzenders (golflengte 11 – 100 m).
  - a. Voor afstanden tot 1000 km worden golflengten tussen 30 en 100 m toegepast. Deze zenders zijn in gebruik in tropische gebieden met grote afstanden tussen de bevolkingscentra en bij de continentale omroep in Europa. De zenders hebben een vermogen van 5 tot 50 kW.
  - b. Voor zeer grote afstanden worden golflengten beneden 50 m gebruikt. Dit zijn de zenders van de wereldomroepen van de verschillende landen. De vermogens variëren van 40 tot 200 kW. Over het algemeen worden hierbij richtantennes toegepast. Verder worden steeds verschillende golflengten gebruikt voor de dag en de nachtzendingen in verband met het feit dat de eigenschappen van de Heaviside-laag overdag en 's-nachts niet gelijk zijn.
5. Frequentiemodulatie (frequentie tussen 88 en 108 MHz). In verband met de grote benodigde bandbreedte kunnen FM-zenders alleen worden toegelaten bij vrij hoge frequenties. Zij zijn daarom uitsluitend geschikt voor plaatselijke ontvangst. De reikwijdte bedraagt 30 tot 50 km, afhankelijk van de hoogte van de antenne boven aarde.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 85 t/m 90.





## Telecommunicatie Les 18

### 3.8. Inrichting van een zender voor in frequentie gemoduleerde signalen

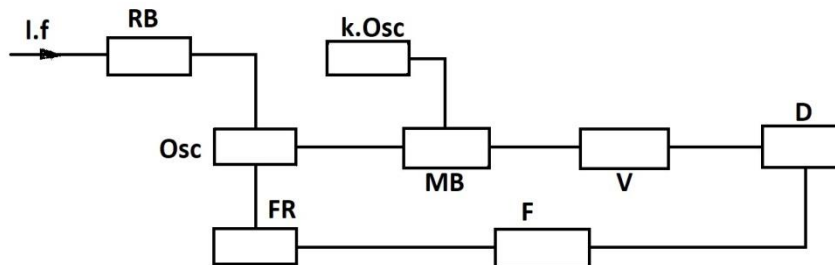


Fig. 3,8. Schakeling voor stabilisatie van de centrale frequentie voor een in FM gemoduleerd signaal.

lang dat de centrale frequentie een grote mate van constantheid bezit, daar variaties daarvan vervorming van de frequentiemodulatie tot gevolg hebben.

We zullen een methode beschouwen waarmee de centrale frequentie kan worden gestabiliseerd. In fig. 3,8 is een principeschema van een dergelijke inrichting weergegeven. De oscillator (Osc) wordt voorafgegaan door de reactantiebuis waaraan het  $I.f$ -signaal wordt toegevoerd. De door de osc geleverde wisselspanning wordt met die van de kristaloscillator ( $k.osc$ ) toegevoerd aan de mengbuis (MB), waaruit een wisselspanning wordt verkregen met een frequentie gelijk aan het verschil van de frequentie van de oscillator en kristaloscillator. Deze laatste frequentie die natuurlijk ook in frequentie is gemoduleerd, wordt in de versterker (V) versterkt en toegevoerd aan een frequentiedetector (discriminator D).

De inrichting hiervan is zoals deze in "Elektronica" wordt besproken. Door de frequentiedetector wordt nu een spanning geleverd, bestaande uit een wisselspanning die ontstaat uit de frequentiemodulatie; een gelijkspanning die afhankelijk is van de gemiddelde waarde van de frequentie.

De discriminator wordt nu zo ingesteld dat deze gelijkspanning nul is wanneer de gemiddelde frequentie gelijk is aan de gewenste waarde. Vertoont de gemiddelde frequentie een afwijking van de gewenste waarde, dan levert D een gelijkspanning die positief of negatief is, afhankelijk van de richting waarin de frequentie-afwijking plaats heeft. Deze gelijkspanning wordt nu via het filter (F) toegevoerd aan een frequentieregelinrichting (FR), met behulp waarvan de frequentie van de oscillator Osc zo wordt beïnvloed dat de afwijking, die de centrale frequentie vertoont ten opzichte van de gewenste frequentie, wordt verkleind.

Het frequentieregelmechanisme kan bestaan uit bijvoorbeeld een variabele condensator waarvan de as door een kleine elektromotor wordt verdraaid. Ook kan hiervoor een reactantiebuis worden gebruikt. Een andere methode is die waarbij de zelfinductie van een spoel wordt gewijzigd doordat deze is gewikkeld op een kern van ferromagnetisch materiaal waarvan de magnetische permeabiliteit wordt beïnvloed door een gelijkstroommagnetisatie, die wordt teweeggebracht met behulp van een tweede op deze kern aangebrachte spoel.

Deze stabilisatie kan nooit volkomen werken, daar, als de centrale frequentie volkomen constant zou zijn, geen gelijkspanning door de frequentiedetector geleverd zou worden, terwijl toch een zekere gelijkspanning voor een frequentieregeling nodig is.

Bij een zender voor in amplitude gemoduleerde signalen gaf het voordelen te moduleren in de eindtrap van de zender, daar de versterkers dan zo economisch mogelijk kunnen worden ingesteld.

Het is bij een FM-zender natuurlijk van het grootste belang

### 3.9. Het principe van een FM-zender

Zoals uit de Elektronica blijkt, is het ook mogelijk te moduleren in de anodekring van een versterker die voorafgegaan wordt door een kristalgestuurde oscillator. Deze methode heeft het voordeel dat dankzij het kristal de centrale frequentie een grote stabiliteit zal bezitten. Passen we de schakeling volgens fig. 20,5 uit Elektronica toe, dan is hiermee echter geen grote frequentiezwaai te verkrijgen, daar de maximaal te verkrijgen fasevariatie ongeveer 1 radiaal =  $\frac{180}{\pi}$  graden is.

Nu is  $\Delta\omega = mp$ . Waarin  $m$  de frequentiezwaai voorstelt. Bij een frequentie van 50 Hz is de maximale frequentiezwaai dus:

$$\Delta\omega_{max} = \frac{\frac{180}{\pi} \times 2\pi \cdot 50}{360} = 50 \text{ Hz} = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/sec.}$$

Teneinde een voldoende grote frequentiezwaai te krijgen, past men frequentiezwaai-vermenigvuldiging toe. Daar de voordelen van FM pas tot uiting komen wanneer een grote frequentiezwaai wordt gebruikt, moet de frequentie in een groot aantal vermenigvuldigingstrappen tot hoge waarde worden opgevoerd

Wenst men bijvoorbeeld een maximale waarde van de frequentiezwaai van 75 kHz, dan dient frequentievermenigvuldiging met een factor  $\frac{75000}{50} = 1500$  plaats te hebben. Daar de frequentievermenigvuldiging meestal plaats vindt door middel van een aantal frequentieverdubbelings- en verdrievoudigingstrappen, zal men hier bijvoorbeeld het getal 1458 ( $2 \times 3^6$ ) kiezen, zodat men met een verdubbelingstrap en zes verdrievoudigingstrappen de gewenste grootte van de frequentiezwaai ongeveer kan bereiken.

Meestal zal hierbij de centrale frequentie veel te hoog worden. Om dit bezwaar te ondervangen, wordt na een aantal frequentievermenigvuldigingstrappen een mengbuis met oscillator gebruikt, met behulp waarvan een lagere centrale frequentie wordt verkregen zonder dat de (reeds vergrote) frequentiezwaai wordt gewijzigd. Hierna volgen dan weer enkele frequentievermenigvuldigingstrappen, waardoor de gewenste waarde van de centrale frequentie en de frequentiezwaai wordt verkregen.

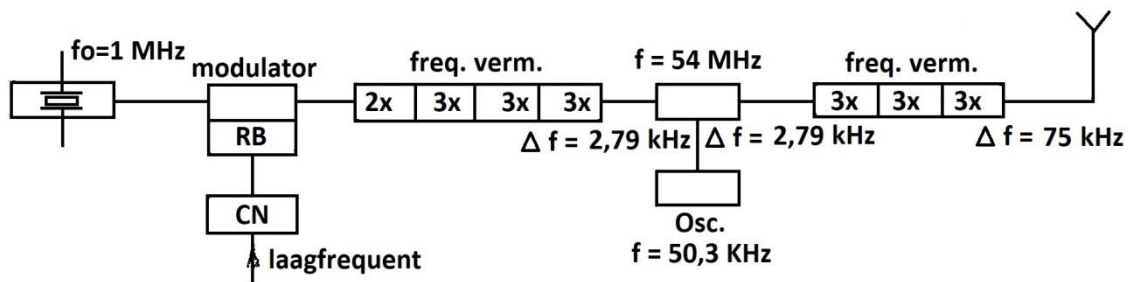


Fig. 3,3. Blokschema van FM-zender voor centrale frequentie van 100 MHz.

Wenst men bv. dat de zender werkt met een centrale frequentie van 100 MHz en een maximale frequentiezwaai van 75 kHz, terwijl de fasemodulatie plaatsvindt bij een frequentie van 1 MHz, dan zou men, zoals in fig. 3,10 is aangegeven een aantal frequentievermenigvuldigingstrappen kunnen gebruiken waarmee de frequentie verhoogd wordt tot 54 MHz ( $2 \times 3^3$ ) fig. 3,9. Vervolgens kan met een mengbuis en een oscillator, waarvan de frequentie 50,3 MHz bedraagt een spanning met een frequentie van 3,7 MHz worden verkregen waaruit na een drietal trappen, waarin de frequentie wordt verdrievoudigd, een spanning met de gewenste frequentie van 100 MHz worden verkregen. De frequentiezwaai die de modulator dient te leveren, bedraagt dan  $\frac{75 \times 10^3}{2 \times 10^6} = 51,5 \text{ Hz}$ , terwijl de frequentiezwaai van de aan de mengbuis toegevoerde spanning (dus ook van de door deze buis geleverde spanning)  $54 \times 51,5 = 2790 \text{ Hz}$  bedraagt.



## Telecommunicatie Les 19

### 3.10. Frequentiemodulatiezender met een vermogen van 700 Watt

In fig. 3,10 is het principeschema van deze zender van Philips weergegeven. De zender bestaat uit de volgende delen:

I	Oscillator met frequentiemodulator
II	Frequentieverdubbeltrap
III	Frequentieverdrievoudiger
IV	Versterkertrap
V	Frequentieverdrievoudiger
VI	Versterkertrap
VII	Eindtrap
VIII	Frequentiestabilisator
IX	Modulatiecontrole-apparaat
X	Modulatieversterker

De modulatieversterker is niet in fig. 3,10 opgenomen. Het modulatiecontrole-apparaat is afzonderlijk in fig. 3,10a weergegeven.

Aan de oscillator I zijn twee modulatorbuizen aangesloten. Aan de stuurroosters van deze twee buizen worden hf-wisselspanningen toegevoerd die ten opzichte van de anodewisselstroom in de oscillatorbuis een faseverschuiving van  $90^\circ$  vertonen. In deze twee buizen vindt anodemodulatie plaats, zodat elk der buizen een in amplitude gemoduleerd signaal levert. Daar elk der toegevoerde hf-signalen  $90^\circ$  verschoven waren ten opzichte van de wisselstroom der oscillator zijn deze spanningen onderling in tegenfase. Daar de beide ontwikkelde in amplitude gemoduleerde signalen aan het stuurrooster van de oscillatorbuis worden toegevoerd, zullen de draaggolfcomponenten elkaar opheffen en de zijbandcomponenten elkaar ondersteunen. Deze zijbandcomponenten worden door de oscillatorbuis versterkt en zullen met de opgewekte trilling van de oscillatorbuis een in fase gemoduleerd signaal vormen. We kunnen dit als volgt toelichten. Gaan we uit van de anodewisselstroom van de oscillator en stellen we deze weer voor door  $U_1 = \hat{U}_1 \sin \omega t$  en  $U_2 = -\hat{U}_1 \sin \omega t$ .

Ten gevolge van de anodemodulatie in beide buizen ontstaan de volgende anodewisselstromen:

$$I_1 = \hat{I}_1 (1 + m \sin pt) \sin \omega t = I_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} m \hat{I}_1 \cos(\omega - p) - \frac{1}{2} m \hat{I}_1 \cos(\omega + p)t$$

$$\text{en } I_2 = \hat{I}_1 (-1 + m \sin pt) \sin \omega t = -I_1 \sin \omega t + \frac{1}{2} m \hat{I}_1 \cos(\omega - p) - \frac{1}{2} m \hat{I}_1 \cos(\omega + p)t$$

Over de ingangswaerstand van de oscillatorbuis zullen de draaggolfcomponenten elkaar opheffen en de zijbandcomponenten elkaar ondersteunen. Deze zijbandcomponenten worden door de oscillatorbuis versterkt en hebben overeenkomstige stroomcomponenten in de anodekring tot gevolg. Deze stroomcomponenten toegevoegd aan de door de oscillator opgewekte stroomcomponent geven nu:

$$I = \hat{I}_0 \cos \omega t + S m \hat{I}_1 \cos(\omega - p)t - S m \hat{I}_1 \cos(\omega + p)t$$

Hetgeen een in fase gemoduleerd signaal voorstelt wat met behulp van een vectordiagram gemakkelijk is in te zien. Door de modulatorbuizen aan te sluiten op het stuurrooster van de buis en niet op de oscillatorkring, voorkomt men de demping op deze kring.

Ter vermindering van bromverschijnselen worden de gloeidraden van de modulatieversterker, de modulator en de eerste buis hoogfrequenttrappen met gelijkstroom gevoed.

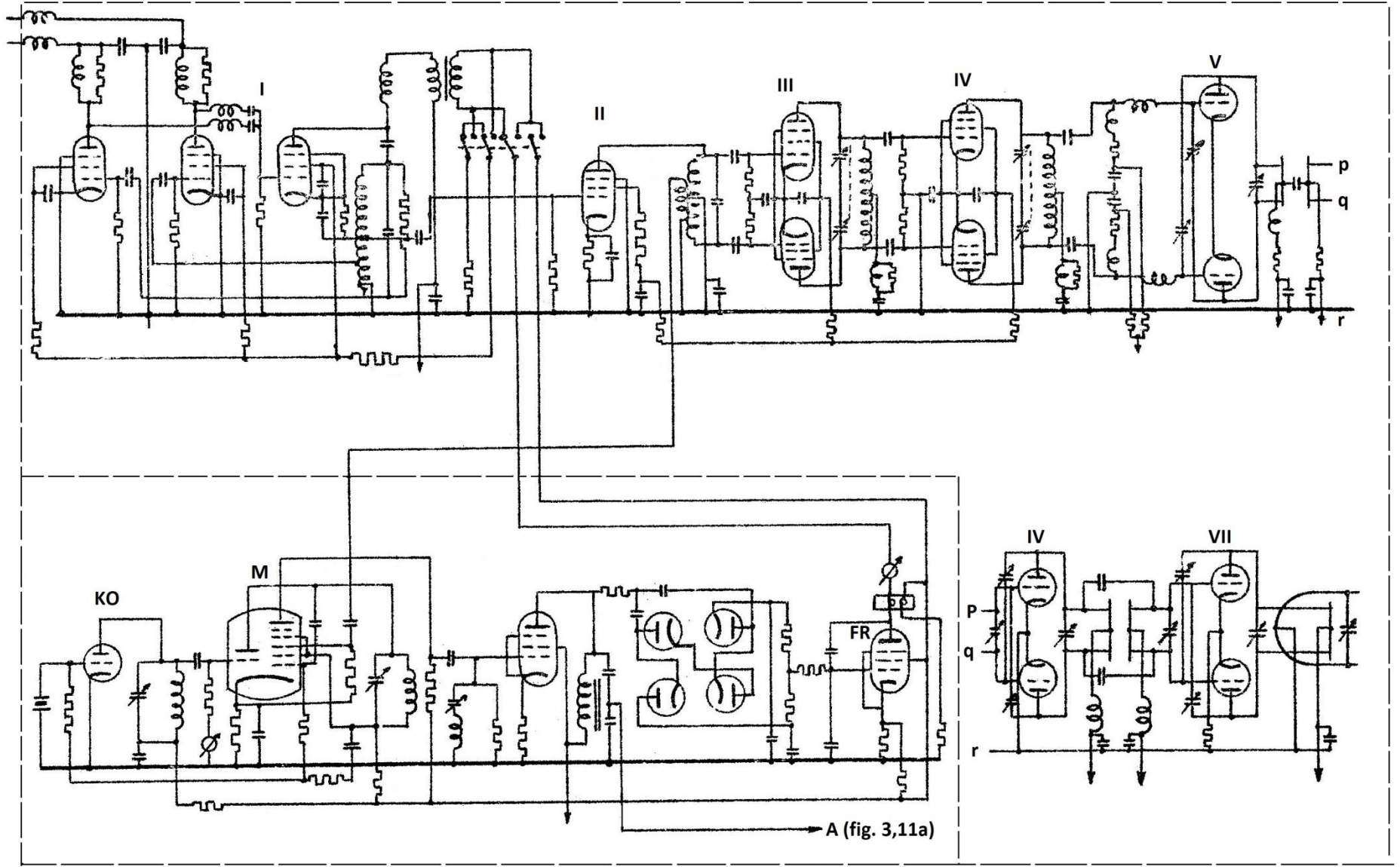


Fig. 3,10. Principe van de zender volgens Philips.

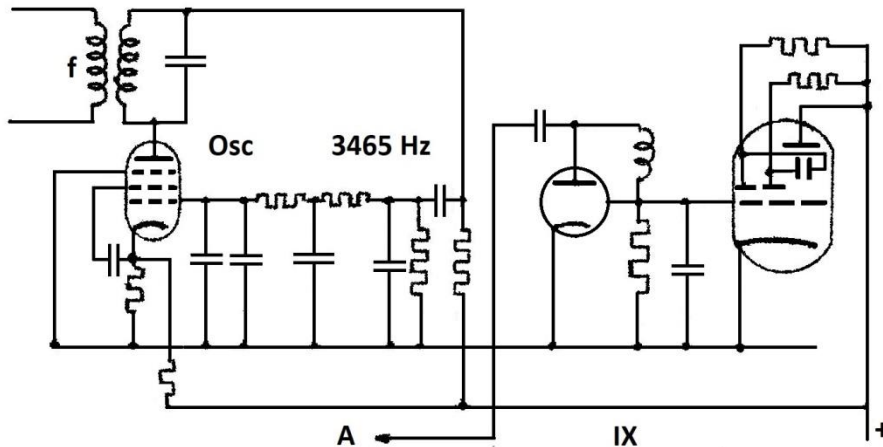
R.T.

Tc.

Nadruk verboden 75



HILVERSUM



Het frequentiebereik van deze zender bedraagt 88 – 108 MHz (golflengte 3,41 – 2,77 m).

Afhankelijk van de antennehoogte kan een gebied worden bestreken met een straal van ongeveer 40 km.

De maximale waarde van de frequentiezwaai bedraagt normaal 75 kHz, doch deze kan desgewenst opgevoerd worden tot

Fig. 3,11. De modulatieversterker behorende bij fig. 3,10.

120 kHz. De laatste drie trappen worden afgestemd en gekoppeld met behulp van Lechersystemen; de overige trappen zijn uitgerust met condensatoren en spoelen.

De frequentie wordt gestabiliseerd door middel van de schakeling VIII. Aan de mengbuis MB worden twee spanningen toegevoerd, namelijk de spanning van de kristaloscillator KO en een spanning waarvan de frequentie gelijk is aan die van de uitgangsspanning van de frequentieverdubbeltrap II. Een spanning met de verschilfrequentie, die 31 kHz gekozen is, wordt toegevoerd aan een discriminatorschakeling, bestaande uit 4 diodes.

De spanning die deze discriminator levert en waarvan de grootte en richting afhangen van de mate waarvan de verschilfrequentie afwijkt van 31 kHz, dus de gemiddelde frequentie waarmee de zender afwijkt van de gewenste waarde, wordt aan het rooster van de frequentieregelbuis FR toegevoerd. In de anodeketen hiervan is, behalve een relais en een meetinstrument een spoel opgenomen die is gewikkeld op een kern van ferro-magnetisch materiaal, op welke kern tevens een andere spoel is gewikkeld die parallel met de oscillatorkring is geschakeld. De permeabiliteit van het kernmateriaal verandert als de anodestroom van de regelbuis verandert en daarmee de zelfinductie van de spoel parallel aan de oscillatorkring. Variatie van de anodestroom van de regelbuis heeft dus een verandering van de gewenste oscillatorfrequentie tot gevolg, waardoor eventuele afwijkingen van de gewenste frequentie in hoge mate gecompenseerd worden, daar de stroom een maat is voor de afwijking van de zenderfrequentie van de gewenste waarde.

Rechts onder in fig. 3,11 vinden we het prinsipschema van de schakeling die dient voor controle van de frequentiezwaai IX. In deze schakeling is opgenomen een oscillator die is afgeregeld op een frequentie van 3465 kHz. Voor een meting wordt de door deze oscillator geleverde spanning aan de ingang van de modulatieversterker aan gesloten. Via de modulatieversterker wordt dit laagfrequent signaal in frequentie gemoduleerd op de centrale frequentie.

Een diodedetector en een kathodestraalindicatorbuis geven nu de sterkte van de draaggolf aan. De hiervoor benodigde spanning wordt verkregen uit de frequentiestabilisator.

76 Tc

Zoals uit de behandeling van het in frequentie gemoduleerd signaal is gebleken, is bij bepaalde waarde van de modulatie-index de amplitude van de component met de centrale frequentie nul. Dit vindt plaats bij de volgende waarden van m:

$$2,405 \quad 5,520 \quad 8,654 \text{ enz.}$$

Is een dergelijke waarde van de modulatie-index ingesteld, dan zijn dus alleen de zijbanden aanwezig.

Daar de frequentiezwaai het product is van de modulatie-index en de frequentie van het modulerende signaal, kan de grootte van de frequentiezwaai worden berekend. Bij eerste van de hierboven vermelde modulatie indices is de frequentiezwaai.

$$\Delta f = 2,405 \times 3465 = 8333 \text{ Hz.}$$

Daar in deze ontvangers de frequentie en dus ook de frequentiezwaai nog tweemaal wordt verdrievoudigd, bedraagt de frequentiezwaai van de zender  $9 \times 8333 \text{ Hz} = 75000 \text{ Hz}$ .

### 3.11. Het beproeven van de zender

De beproeving van de zender begint in het algemeen met de controle van de voedingsbronnen. Zijn deze in orde bevonden, dan wordt trap voor trap van het hoogfrequent gedeelte van de zender ingeschakeld, waarbij natuurlijk wordt begonnen met de oscillatortrap. Moet door de zenders een frequentiegebied worden bestreken, dan moet dit hele gebied ook worden onderzocht. Is de oscillator ingericht voor gebruik van kwarskristallen, dan zou men voor dit onderzoek een groot aantal kristallen nodig hebben. In het algemeen controleert men de zender in het betreffende frequentiegebied met een absorptiemeter. Door de parallelkring van de golfmeter (die een kleine capaciteit heeft) in serie te schakelen met een grote condensator, krijgt men een schakeling, die evenals een kristal, een parallel- en een serieresonantiefrequentie heeft die dicht bij elkaar liggen. De beproeving van de oscillator gaat nu als volgt. De als kristal fungerende golfmeter wordt nu op een bepaalde frequentie ingesteld. Vervolgens wordt in de anodeketen van de oscillatorbuis opgenomen trillingskring verstemd totdat een vermindering van de anodegelijkstroom optreedt, waaruit volgt dat de schakeling oscilleert. Op deze wijze kan bij vele verschillende frequenties de stand van het variabele element in de anodekring (bv. variabele condensator) worden vastgesteld en hiervan een ijkcurve worden opgenomen.

De grootte van de oscillatorspanning is niet zo belangrijk, daar deze in het algemeen gemakkelijk op de gewenste waarde kan worden ingesteld. Wel is van belang dat de oscillatorspanning in het hele frequentiegebied constant is.

Het afstemmen van de verschillende kringen geschiedt zodanig dat de anodestroom van de voorafgaande buis een minimum vertoont.

Zendertrappen die met triodes zijn uitgerust, zijn steeds voorzien van neutrodynisering. Is deze niet juist ingesteld, dan treedt veelal oscilleren op in de desbetreffende zendertrap. In sommige gevallen, nl. wanneer het oscilleren vrij zwak is, wordt dit niet direct opgemerkt, doch komt dit pas later tot uiting in een te grote vervorming in de modulatie.

De instelling van de neutrodynisering kan zodanig geschieden dat op de desbetreffende buis geen anodespanning wordt gezet. Bij juiste afregeling van de neutrodynisering mag dan geen hf-spanning op de anodekring optreden. Tevens mag bij het verstemmen van de anodekring de roosterstroom van de buis niet veranderen. Als verdere controle op de juiste instelling van de neutrodynisering kan men bij uitgeschakelde roosterwisselspanning de anodespanning inschakelen en deze opvoeren tot de hoogste waarde die in verband met de toelaatbare anodedissipatie kan worden toegelaten. Is de neutrodynisering correct, dan mag geen oscilleren optreden.

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 95 t/m 100.



## Hoofdstuk 4

### Ontvangers voor in frequentie gemoduleerde signalen

#### 4.1. Omroepontvangers voor signalen met frequentiemodulatie

De algemene opbouw van een ontvanger voor in frequentie gemoduleerde signalen (FM-ontvangers) vertoont veel overeenkomst met de ontvanger voor signalen met amplitudemodulatie (AM-ontvanger). De FM-ontvanger wordt evenals de AM-ontvanger gebouwd volgens het superheterodyne principe en wel om dezelfde redenen, namelijk, constante gevoeligheid en selectiviteit voor een groot golfgebied.

De middenfrequentie is het verschil tussen de frequentie van het ontvangen signaal en de oscillatorfrequentie. Daar het ontvangen signaal nu frequentievariëaties bezit, zal het middenfrequent signaal dezelfde frequentievariëaties bezitten. De frequentiezwaai van het middenfrequent signaal is dus even groot als die van het ontvangen signaal, die in de praktijk 75 kHz wordt genomen. Daar, met het oog op de constructie van de middenfrequent afstemkringen, in verband met de doorlaatkromme, het gewenst is dat de frequentiezwaai klein is ten opzichte van de middenfrequentie mag de middenfrequentie niet te laag gekozen worden; deze ligt in de praktijk tussen 2 en 10 MHz.

Bij AM-omroepontvangers neemt men de oscillatorfrequentie hoger dan frequentie van het ontvangen signaal teneinde het gewenste frequentiegebied te kunnen bestrijken.

Bij FM-omroepontvangers is het te bestrijken frequentiegebied in het algemeen klein ten opzichte van de afstemfrequentie, dit gebied ligt gewoonlijk tussen 90 – 110 MHz. Er is dus bij FM geen bezwaar de oscillatorfrequentie lager dan de signaalfrequentie te kiezen. Dit heeft zelfs nog een voordeel. De oscillatorfrequentie moet een zo groot mogelijke frequentiestabiliteit bezitten, ondanks variaties in de voedingsspanning en in de temperatuur. Dit is bij een lage oscillatorfrequentie beter te bereiken dan bij een hoge.

Daar het te bestrijken frequentiegebied relatief klein is, is het niet aan te bevelen in de afstemkringen een variabele condensator van maximaal 500 pF te gebruiken. Beter is hiervoor geschikt een variabele condensator van maximaal 50 pF te gebruiken. Hiermee is het gehele voor FM te bestrijken frequentiegebied te bestrijken en is dan over de gehele afstemschaal uitgestrekt.

Bij FM-ontvangers dient men de ontvanger zo zorgvuldig te construeren dat het microfonisch effect niet op kan treden. Geluidstrillingen, afkomstig van de luidspreker, kunnen de platen van de afstemcondensator van de oscillator treffen en deze platen in trilling brengen. Daardoor zal de oscillatorfrequentie variëren, zodat het middenfrequente signaal in frequentie wordt gemoduleerd. Deze ongewenste modulatie wordt evenals de gewenste modulatie door de frequentiedetector in een laagfrequente trilling omgezet, daarna versterkt en aan de luidspreker toegevoerd. Hiermee is de keten gevormd door: luidspreker, variabele condensator, oscillator, middenfrequentversterker, detector, lf-versterker, luidspreker gesloten.

Indien de “rondgaande versterking” voldoende groot is, is er altijd wel een frequentie waarvoor aan de oscilleerwaarde wordt voldaan. In een AM-ontvanger kan op deze wijze een in frequentie gemoduleerde middenfrequenttrilling worden gedetecteerd, doordat in het middenfrequent gedeelte altijd wel een stel gekoppelde kringen aanwezig is, waarvan de doorlaatkromme niet volkomen horizontaal verloopt, zodat frequentiedetectie plaatsvindt op de wijze zoals dit in fig. 20,7 uit Ea is weergegeven. In een FM-ontvanger is echter een opzettelijk aangebrachte detector aanwezig die

veel effectiever werkt dan de frequentiedetectie bij een AM-ontvanger. Bij een FM-ontvanger is het gevaar van het optreden van microfonisch effect veel groter dan bij een AM-ontvanger. Indien de bovenomschreven terugkoppeling niet zo sterk is dat oscilleren optreedt, doch wel aanwezig is, kan dit effect vervorming tot gevolg hebben. Bij afstemming door middel van een variabele spoel en vaste condensator is het gevaar voor dit microfonisch effect zeer gering.

Is de centrale frequentie van het ontvangen signaal en dus ook de oscillatorfrequentie niet te hoog, dan kan men als mengbuis een triode-heptode, zoals dit bij een AM-ontvanger wordt toegepast.

Bij zeer hoge frequenties is het dan mogelijk dat een zeer grote spanning op het eerste rooster komt te staan, die, afkomstig van de oscillator, via een inwendige capaciteit op dit rooster komt. Daar in de roosterketen meestal een roostercondensator en lekweerstand voorkomt, ontstaat in deze keten roosterdetectie waardoor de negatieve rooster spanning veel groter kan worden. Hierdoor wordt de conversiesteilheid kleiner en de werking van de mengbuis slechter. Bij gebruik van een afzonderlijke oscillatorbuis is de kans hierop veel kleiner. We moeten wel bedenken dat dit verschijnsel niets te maken heeft met de modulatiemethode, maar zonder meer een gevolg is van de hoge frequentie.

Daar de FM-omroepbanden relatief smal zijn, is het niet nodig de paddingkromme drie of meer gelijklooppunten te geven. Voor de praktijk is het voldoende als we twee punten van gelijkloop verzorgen; een aan het begin en een aan het einde van de band. Men kan dit tot stand brengen door de juiste waarde van de zelfinductie van de oscillatorkring en van de trimmer in te stellen.

Uit de beschouwingen in de lessen Elektronica is gebleken dat we met voordeel gebruik kunnen maken van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie als de frequentiezwaai groot genomen wordt, dat wil zeggen: groter dan de hoogste modulatiefrequentie. Hieruit volgt dat de bandbreedte door een dergelijke FM-zender ingenomen, enige malen groter is dan de bandbreedte, ingenomen door een AM-zender. Daarom kan men praktisch voor FM-omroep alleen gebruik maken van hoge frequenties (korte golven), namelijk frequenties van boven ongeveer 40 MHz (golven korter dan 7 m). Golven van deze lengte worden niet gereflecteerd door de ionosfeer, zodat eenzelfde frequentiegebied op voldoende afstand (enige honderden km) nogmaals kan worden gebruikt.

Bij FM kan men zonder ook de hoogste hoorbare frequenties (tot 15000 Hz) weergeven, daar dit hier, in tegenstelling tot AM-omroep geen praktische bezwaren ondervindt. Men gebruikt gewoonlijk een maximale frequentiezwaai van 75 kHz. Teneinde onderlinge storingsbronnen der FM-zenders te voorkomen, is het gewenst dat het verschil van de centrale frequenties der verschillende zenders meer dan twee maal de maximale frequentiezwaai bedraagt. Men kiest voor dit frequentieverschil in de regel 200 kHz.

De voordelen die FM bieden boven AM zijn in hoofdzaak de geringere storing door geruis, door andere zenders en eventuele andere storingsbronnen en de mogelijkheid het gehele hoorbare frequentiegebied getrouw weer te geven zonder daarvoor de selectiviteit van de ontvanger te schaden.

Bij FM kan men tevens de contrasten die in de muziek, dus de variaties in de amplitude van de modulerende trilling vrijwel ongewijzigd moduleren, zodat de dynamiek in de muziek geen geweld wordt aangedaan. Bij AM is het niet mogelijk de volledige contrastrijkheid tot zijn recht te laten komen, daar de modulatie diepte niet met dergelijke grote verhoudingen veranderd kan worden.





## Telecommunicatie Les 21

### 4.2. Het hoogfrequente gedeelte

Bij een omroepontvanger voor AM wenst men met een antenne het gehele frequentiegebied van 150 kHz tot 20 MHz (2000 – 15 m) te ontvangen. Hierdoor heeft de antenne niet voor alle frequenties de meest geschikte lengte, doch is voor het grootste deel van het frequentiegebied veel korter dan nodig zou zijn om een zo groot mogelijk signaal aan de ontvanger toe te voeren. Bovendien moet men de antenne zo koppelen met de eerste kring van de ontvanger dat de invloed van de antenne op de resonantiefrequentie van deze kring niet te groot is, daar de ontvanger moet kunnen werken met ieder praktisch voorkomende antenne.

Bij een FM-ontvanger is men in veel gunstiger omstandigheden. Dit heeft eigenlijk niets te maken met de modulatiemethode. Maar met het voor FM gebruikte frequentiegebied dat zich van ongeveer 90 – 110 MHz uitstrekt. Zouden we dit gebied gebruiken voor AM, dan zouden we in even gunstige omstandigheden verkeren.

Daar het frequentiegebied relatief smal is, (20 MHz op 100 MHz, dus 1 : 5) nemen we een antenne die voor 100 MHz het gunstigste is. Deze antenne voldoet dan ook goed voor 90 of 110 MHz.

Bij AM-ontvangers wordt een trap hf-versterking aangebracht. Daardoor wordt de gevoeligheid vergroot, de selectiviteit verbeterd en de ruis verminderd. Er moet dan echter voor worden gezorgd dat de kringen in het hoogfrequent gedeelte niet te smal zijn om te voorkomen dat een gedeelte van de zijbanden wordt afgesneden.

Bij de FM-ontvangers, evenals men bij AM-ontvangers voor dit frequentiegebied zou doen, gebruikt men slechts een enkele kring tussen de antenne en de eerste buis. Bij een centrale frequentie van 100 MHz en een kwaliteitsfactor  $Q = 100$  van de kring is de breedte van de resonantiekromme, gerekend tussen de frequenties waar de kromme op  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  van de maximale waarde is gevallen 1 MHz. De verhouding tussen de spanning in resonantie en de spanning bij een verstemming van  $\Delta f$  is:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \beta^2 Q^2}}.$$

Hieruit volgt dat:

$$\beta^Q = 1 \quad \text{of} \quad \beta = \frac{2\Delta f}{10^2} = \frac{1}{10^2}.$$

De bandbreedte  $2\Delta f = \frac{f_0}{10^2} = 10^6 \text{ Hz}$ .

De breedte van de resonantiefrequentie is dus zeer breed vergeleken bij de frequentieband die door het FM-signaal in beslag genomen wordt. Deze is bij een frequentiezwaai van 75 kHz ongeveer 200 kHz. Ondanks de hoge Q-factor is er dus geen gevaar voor afsnijden van de zijbanden.

Ook in de anodekring van de hf-versterkerbuis is een enkele afgestemde kring opgenomen. Daar de equivalente ruisweerstand van een hf-versterker kleiner is dan die van een mengbuis wordt in een FM-ontvanger gewoonlijk één trap hf-versterking aangebracht.

De bijdrage die het hoogfrequent gedeelte levert tot de selectiviteit van de ontvanger bestaat in hoofdzaak in het onderdrukken van signalen met de spiegelfrequentie. Daar men de middenfrequentie vrij hoog kiest (2 – 10 MHz) zal men de spiegelfrequentie gemakkelijk kunnen onderdrukken. Bij FM-ontvangers is een afgestemde kring in het algemeen reeds voldoende om de spiegelfrequentie te onderdrukken.

Bij AM-ontvangers biedt verhoogde selectiviteit van het hoogfrequent gedeelte verder het voordeel van verminderde kans op kruismodulatie. Doch bij FM treedt geen kruismodulatie op. De frequentiemodulatie van een storend signaal kan met behulp van de gebogen buiskarakteristiek de frequentie van de draaggolf van het gewenste signaal niet beïnvloeden.

### 4.3. Het middenfrequentgedeelte

De mengbuis zet het ontvangen signaal om in een middenfrequent signaal met dezelfde frequentiezwaaï. Het middenfrequentgedeelte moet dus een frequentieband van circa 200 kHz doorlaten en versterken zonder ontoelaatbare vervorming in de modulatie.

Aan het eind van de middenfrequentversterker moet een signaal beschikbaar komen met een spanning die minstens enige malen zo groot is als de drempelspanning van de begrenzer en dit bij het zwakste signaal dat nog behoorlijk vrij van ruis kan worden ontvangen, dus bij 10 á 20  $\mu\text{V}$  op de antenneklemmen van de ontvanger. Dit kan praktisch niet worden bereikt met een middenfrequentbuis zoals in AM-ontvangers gebruikelijk is; hiervoor zijn twee middenfrequentbuizen nodig.

Dit komt in de eerste plaats door het kleine signaal (10  $\mu\text{V}$ ), waarmee toch het gewenste eindsignaal moet worden verkregen. Verder is de versterking van de hf-trap klein (10  $\times$ ), de grote bandbreedte van het middenfrequentgedeelte (225 kHz) en de grote spanning aan het eind van het middenfrequentgedeelte vereist om de begrenzer goed te laten werken (10 V).

Tussen twee opvolgende buizen gebruikt men telkens twee inductief gekoppelde kringen op dezelfde wijze als bij AM-ontvangers gebruikelijk is. In fig. 4,1 is het gebruikelijke schema aangegeven.

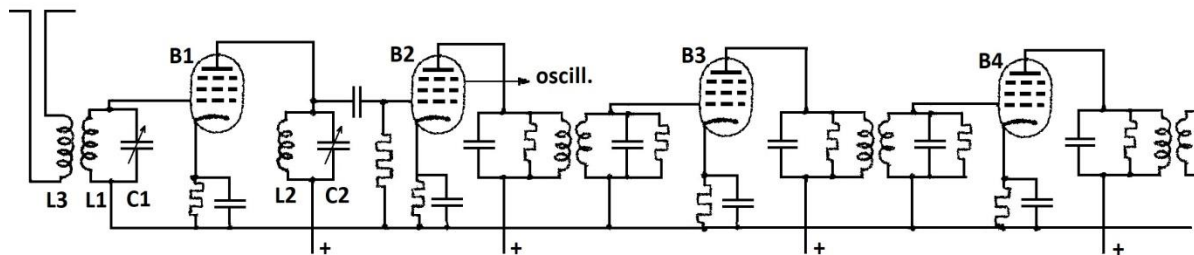


Fig. 4,1. Het hoog- en middenfrequentgedeelte van een FM-ontvanger.

$B_2$  is de mengbuis, het oscillatorsignaal wordt van een afzonderlijke oscillator betrokken.  $B_3$  en  $B_4$  zijn middenfrequentversterkers. Om voldoende brede en vlakke doorlaatkrommen te verkrijgen is het gewoonlijk nodig de kringen extra te dempen door een weerstand parallel aan ieder der kringen.

Bij AM-ontvangers is het nodig dat de amplitudekarakteristiek van het middenfrequentgedeelte vlak is in het frequentiegebied dat door de zijbanden wordt ingenomen om lineaire vervorming (dit is ongelijkmatige versterking voor de verschillende modulatiefrequenties) te voorkomen. De fasekarakteristiek hoeft niet lineair te zijn, dit wil zeggen, het faseverschil tussen de ingangs- en uitgangsspanning hoeft niet evenredig te zijn met de frequentie; alleen is symmetrie ten opzichte van het punt in de fasekarakteristiek voor de draaggolf gewenst.

De kromming in de buiskarakteristieken geeft daar aanleiding tot niet-lineaire vervorming (het optreden van harmonische frequenties, som- en verschilfrequenties), en daardoor vervorming in de modulatie.

Bij FM-ontvangers is dit anders. Een niet-lineaire buiskarakteristiek geeft wel een van de sinusvorm afwijkende vorm van iedere trilling, maar geeft geen vervorming in de modulatie. We kunnen de amplitude van de roosterwisselspanning van een versterkerbuis zonder bezwaar zo groot maken

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 81



HILVERSUM

dat het nagenoeg rechte gedeelte van de  $I_a - U_g$ -karakteristiek wordt verlaten; daardoor zal geen vervorming in het gedetecteerde signaal optreden.

Wat de afgestemde kringen betreft, is de fasekarakteristiek belangrijker dan de amplitudekarakteristiek. Een ideaal werkende begrenzer levert een spanning met een constante amplitude van de spanning die er aan wordt toegevoerd. Als de amplitudekarakteristiek van het middenfrequentgedeelte niet geheel vlak is, ontstaat aan de uitgang van de middenfrequentversterker een spanning met variërende amplitude. Doch de begrenzer brengt alle amplituden weer tot een constante waarde terug. Daar de werkelijke begrenzer niet ideaal is, en er dus nog wel enige amplitudevariatie overblijft, mag men toch de amplitudekarakteristiek niet geheel verwaarlozen. Hoe men de amplitudekarakteristiek varieert, des te zwaardere eisen moeten aan de begrenzer worden gesteld. In ieder geval moet er voor worden gezorgd dat de spanningen in het gehele door de frequentiezwaai ingenomen frequentiegebied de begrenzer bereiken met een amplitude die enige malen groter is dan de drempelwaarde van de begrenzer. Een zo gelijkmatig mogelijke amplitudekarakteristiek in het vereiste doorlaatgebied verdient wel aanbeveling.

Bij FM is de fasekarakteristiek echter belangrijk. Is deze recht, dan neemt het faseverschil tussen ingangs- en uitgangsspanning evenredig met de frequentie toe. Het faseverschil kunnen we dan voorstellen door  $\varphi = a\omega$ . Eeningangssignaal dat voor te stellen is door  $U_i = \tilde{U}_i \sin \omega t$ , geeft aan een uitgangssignaal dat voor te stellen is door:

$U_u = \tilde{U}_u (\sin \omega t - \varphi) = \tilde{U}_u \sin(\omega t - a\omega) = \tilde{U}_u \sin \omega(t - a)$ . Dit betekent dat een tijdsvertraging  $a$  onafhankelijk van de frequentie  $\omega$  optreedt. Deze constante (kleine tijdsvertraging) is praktisch zonder belang, overigens blijft het signaal onvervormd.

Is de fasekarakteristiek echter niet recht, dan kunnen we nog wel stellen  $\varphi = a\omega$ , maar dan is  $a$  niet meer constant;  $a$  is afhankelijk van de frequentie. De vertraging die optreedt, is dus voor verschillende frequenties verschillend. Het gevolg is dat de nuldoorgangen van het signaal niet meer op de oorspronkelijke afstanden blijven. Deze nuldoorgangen bepalen de momentele frequenties. De momentele frequenties veranderen dus, hetgeen betekent dat er vervorming optreedt in de modulatie. Het gedetecteerde laagfrequente signaal wordt dus ook vervormd.

We moeten de middenfrequentbandfilters dus zo construeren dat de bandbreedte (het frequentiegebied waar de versterking vrijwel constant is) ongeveer 200 kHz bedraagt, terwijl de fasekarakteristiek in dit gebied recht is. Dit kan worden bereikt door de kringen sterk te dempen. Berekeningen tonen aan dat het beter is de primaire zowel als de secundaire kring elk met een even grote weerstand te dempen, dan een weerstand van halve waarde parallel aan een der kringen te schakelen.

Daar de kringen toch sterk gedempt moeten worden heeft het geen zin kringen van hoge kwaliteit te schakelen. Door deze grote demping van de kringen wordt de versterking per trap klein. Om de versterking in gegeven omstandigheden zo groot mogelijk te doen zijn, neemt men kleine capaciteiten in de afgestemde kringen. Men kan deze ook weer niet te klein nemen daar men anders hinder gaat ondervinden van de variaties in de buiscapaciteiten. Deze buiscapaciteiten die 5 á 10 pF groot kunnen zijn, ondergaan vrij grote veranderingen vooral als automatische sterkteregeling wordt toegepast. Doorgaans neemt men de kringcapaciteit niet kleiner dan 35 pF.

#### 4.4. Het laagfrequentgedeelte

Het signaal dat door het middenfrequentgedeelte wordt geleverd, wordt toegevoerd aan een begrenzer. De begrenzer levert de spanning voor de frequentiedetector. In fig. 4,1 is  $B_4$  de middenfrequentversterker die aan de begrenzer vooraf gaat, de anodekring van deze buis is wederom in fig. 4,2 weergegeven.

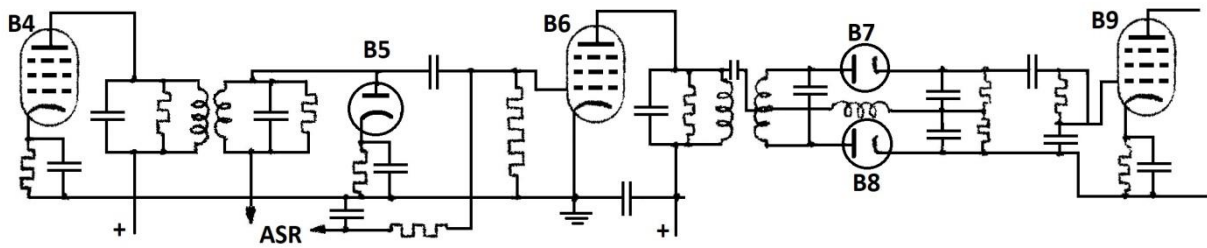


Fig. 4,2. De begrenzer en detector van een FM-ontvanger.

In deze figuur is  $B_5$  een diodebegrenzer en  $B_6$  een roosterstroombegrenzer. Het signaal afkomstig van de begrenzer  $B_6$  wordt toegevoerd aan de detector. Het bandfilter in de anodekring van  $B_6$  moet een goede vlakke amplitudekarakteristiek hebben, daar hierna geen begrenzing meer plaats vindt. De laagfrequente spanning die de frequentiedetector levert, wordt met tussenschakeling van een netwerk voor de-emphasis ( $R_d$  en  $C_d$  in fig. 4,3) toegevoerd aan het rooster van een pentode die als laagfrequentversterker fungeert.

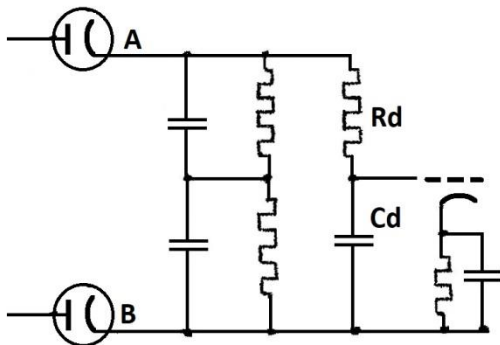


Fig. 4,3. Het de-emphasis netwerk.

verschil in frequentie tussen de frequentie van het storende signaal en de centrale frequentie van het FM-signaal.

De de-emphasisschakeling heeft tot taak de hoge modulatiefrequenties te verzwakken ten opzichte van de lage modulatiefrequenties. Dit is nodig omdat in de zender doelbewust de natuurlijk sterkteverhouding tussen de hoge en lage modulerende frequenties is verstoord, door de hoge modulatiefrequenties meer te versterken ten opzichte van de lage modulatiefrequenties. Deze maatregel aan zenderzijde wordt pre-emphasis genoemd. Men bereikt met deze pre-emphasis en de-emphasis dat het gewenste signaal dat door de ontvanger wordt weergegeven minder storing en minder ruis bevat.

Indien een FM-signaal door een ander signaal wordt gestuurd, is de frequentie waarop men de storing waarneemt, gelijk aan het



## Telecommunicatie Les 22

### 4.4. Het laagfrequente gedeelte (vervolg)

Uit de hierna volgende beschouwing over storing bij de gemoduleerde signalen blijkt dat bij gelijke sterkte van het storende signaal aan de ingangsklemmen van de ontvanger de sterkte van de hoorbare storing evenredig is met de frequentie waarmee de storing wordt gehoord. Zie de getrokken lijn in fig. 4,4.

Bij ruis zijn alle frequenties met gelijke sterkte aanwezig. Bij een frequentiemodulatie-ontvanger zijn dus in de hoorbaar gemaakte ruis de componenten met de hogere hoorbare frequenties evenredig sterker dan de componenten met de lagere frequenties. Indien geen verdere maatregelen zijn genomen, klinkt de ruis bij een frequentiemodulatie-ontvanger dus “hoger”, “scherper”, dan bij een amplitudemodulatie-ontvanger die eenzelfde ruisvermogen heeft.

We kunnen de hoorbaar gemaakte ruis of storing in een FM-ontvanger aanzienlijk verminderen door de laagfrequent componenten met de hoogste frequenties van het modulerende signaal, voordat het aan de zender wordt toegevoerd meer te versterken dan de lage frequenties (pre-emphasis). Dit kan zonder bezwaar geschieden, daar in het algemeen de sterkte van de hoge frequenties in spraak of muziek kleiner is dan die van de lage frequenties.

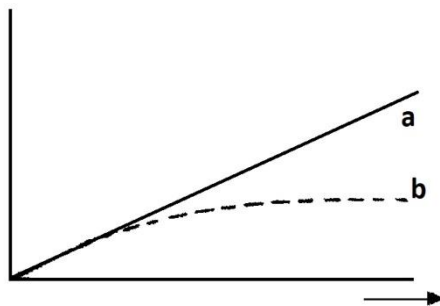


Fig. 4,4. De amplitude van de hoorbare ruis bij een FM-ontvanger, a zonder- en b met de-emphasis.

gehele niveau van het modulerende signaal worden verlaagd. Dit heeft echter tot gevolg dat de sterkte van het gedetecteerde signaal ook daalt.

Tussen de punten A en B van fig. 4,3 ontstaat de gedetecteerde spanning. Parallel hierover staat de serieschakeling van een weerstand  $R_d$  en condensator  $C_d$ . De spanning over condensator wordt, ter verdere versterking, aan het rooster van de volgende buis toegevoerd. Proefondervindelijk is gebleken dat de beste resultaten worden verkregen als de tijdconstante  $R_d C_d$  ongeveer 74  $\mu\text{sec}$  bedraagt. We  $R_d$  en  $C_d$  zo dat de impedantie van deze serieschakeling ook voor de hoogste modulerende frequentie groter is dan de impedantie van de weerstanden  $R_1$  en  $R_2$  met de daaraan parallel geschakelde condensatoren.

### 4.5. De complete ontvanger voor omroep met frequentiemodulatie

In fig. 4,5 is het prinsipschema van een FM-ontvanger weergegeven. Het apparaat bestrijkt een frequentiegebied van 88 – 108 MHz, de afstemming vindt plaats door middel van ijzerkernen; de

Daar het gewenste modulerende signaal in het gebied der hoge frequenties extra versterkt is, kunnen we dus zeggen, dat de storing of de ruis relatief zwakker tot uitdrukking komt. Aan ontvangerzijde wordt de oorspronkelijke verhouding tussen de hoge en lage frequenties weer hersteld door de hoge frequenties minder te versterken ten opzichte van de lage frequenties (de-emphasis). We bereiken hiermee dat de hoorbare ruis of storing in de FM-ontvanger niet onbelangrijk is vermindert. Zie de gestippelde lijn in fig. 4,4.

Door aan zenderzijde de hoge frequenties in de modulatie extra te versterken wordt de frequentiezwaai groter. Zou de frequentiezwaai te groot worden, dan moet het

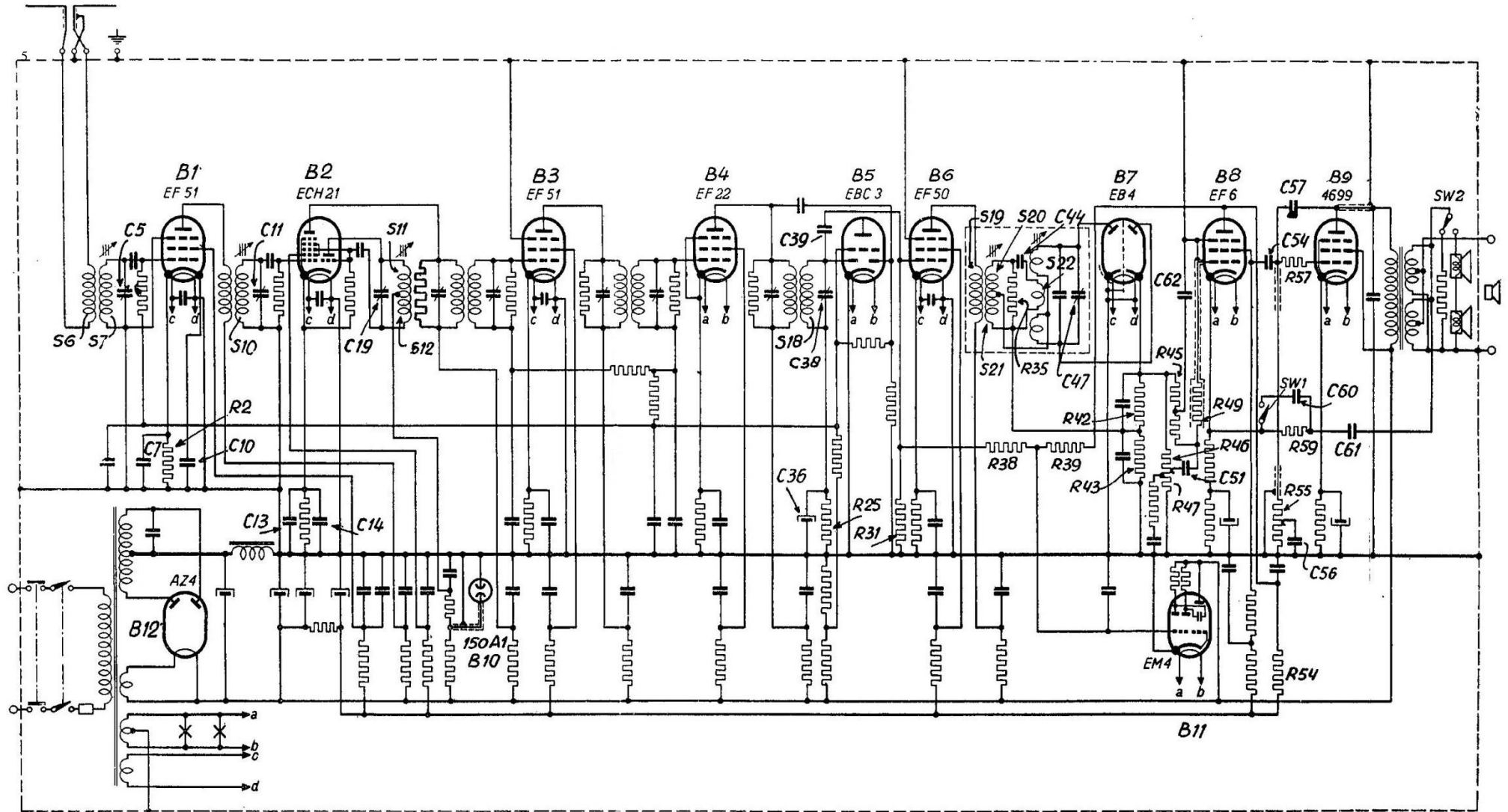


Fig. 4.5. Principeschema van FM-ontvanger voor de omroep.

<sup>5</sup> Schema overgenomen uit het "Handboek der Radiotechniek, deel 3", vanwege de slechte kwaliteit van het origineel uit de les. (FV).  
Het blijkt hier te gaan om een experimenteel model van Philips: FM46 uit 1948. (Bron: Radiomuseum.org)

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 85



HILVERSUM

maximaal toelaatbare frequentiezwaai is 75 kHz; de voedingsspanning voor de oscillator is afzonderlijk gestabiliseerd; het apparaat bevat drie middenfrequent filters; de automatische sterkteregeling vindt plaats via een drie-diodenschakeling; het apparaat bevat twee amplitudebegrenzers en twee luidsprekers met constante impedantie, beide geschikt voor het frequentiegebied van 50 – 15000 Hz. Er is speciale afstemindicatie aangebracht. Het apparaat heeft een grote gevoeligheid; bij eeningangssignaal van 5  $\mu$ V begint de begrenzer reeds te werken; bij eeningangssignaal van 50  $\mu$ V is het geruis geheel verdwenen.

#### 4.6. Het hoogfrequente gedeelte

Het door de dipoolantenne opgevangen signaal wordt met een kabel toegevoerd aan de spoel  $L_6$  die inductief is gekoppeld met de spoel  $L_7$  en vormt met de condensator  $C_5$  een afgestemde kring, die, evenals de kring  $L_{10}$ ,  $C_{11}$  en de oscillatorkring  $L_{11}$ ,  $L_{12}$  en  $C_{19}$  wordt afgestemd met een ijzerkern. Als gevolg van deze methode van afstemmen ontbreekt een meervoudige variabele condensator. De condensatoren van deze kringen zijn trimmers, zodat de verbindingen tussen de spoelen enerzijds en de trimmers en de buizen anderzijds kort kunnen zijn. Dit is bij de hier in aanmerking komende hoge frequenties een voordeel. Bovendien zijn bij meervoudige variabele condensatoren de rotoren op een gemeenschappelijke as gebracht waardoor ongewenste koppelingen kunnen ontstaan tussen de kringen waarin deze condensatoren zijn opgenomen. Bij afstemming door middel van ijzerkernen treedt dergelijke koppeling niet op, daar de ijzerkernen zijn bevestigd op isolatiemateriaal. Hierdoor kan men tevens eenvoudiger, dan met condensatorafstemming mogelijk is, voorkomen dat de oscillator-trilling doordringt, zowel tot de antennekring (en dientengevolge uitgestraald) als tot het rooster van de hoogfrequent versterkerbuis, waardoor ongewenste menging van signalen in deze buis zou kunnen optreden.

De hoogfrequentbuis  $B_1$  (EF 51) heeft twee afzonderlijke verbindingen van de kathode naar de buishouder die ieder via een condensator zijn geaard ( $C_7$  en  $C_{10}$ ). De beide verbindingen zijn zodoende parallel geschakeld waardoor de zelfinductie van de kathodeleiding kleiner is dan bij een enkele verbinding het geval zou zijn. We bereiken hiermee dat de demping, die de buis op de voorafgaande kring geeft, klein is. De weerstand  $R_2$  dient op normale wijze voor het verkrijgen van de negatieve roosterspanning van de buis.  $C_7$  en  $C_{10}$  zijn zo groot gekozen dat hun impedantie voor de frequentie van het ontvangen signaal klein is, doch voor het middenfrequent signaal niet. Bovendien is de impedantie van de hoogfrequentkringen gering voor de middenfrequentie. Zodoende worden storende signalen met een frequentie gelijk aan de middenfrequentie versterkt.

De mengbuis is van het type ECH 21, op de gebruikelijke wijze geschakeld. Wegens de ijzerkernafstemming waarbij het niet nodig is een der uiteinden van de afstemspoel te aarden, is de Hartley schakeling mogelijk. Deze is vooral bij de hier noodzakelijke hoge frequenties gunstig ter verkrijging van een voldoende hoge oscillatorspanning.

Wegens het relatief kleine te ontvangen frequentiegebied, nl. van 88 – 108 MHz en de betrekkelijk lage middenfrequentie, zijn geen bijzondere maatregelen nodig voor de gelijkloop van de hoogfrequentkringen en de oscillatorkring (padding). De voedingsspanning van de oscillator wordt constant gehouden door een neon-stabilisatiebuis 150  $A_1$  ( $B_{10}$ ). Hierdoor wordt de frequentiedrift bij netspanningsvariaties beperkt. Bij een netspanningsvariatie van 10 % varieert de oscillatorfrequentie (en dus ook de middenfrequentie) slechts ongeveer 3 kHz.

#### 4.7. Het middenfrequentgedeelte

De middenfrequentie is 2 MHz. Er zijn drie middenfrequentbandfilters aanwezig. Door een geschikte keuze van de dempingen en koppelingen der kringen is een totale middenfrequentkromme verkregen

die 200 kHz breed is, dit wil zeggen dat de kromme vrijwel geheel vlak is in dit gebied, terwijl de totale fasekarakteristiek in dit hele gebied een rechte lijn goed benadert. Dit resultaat is bereikt, door parallel aan iedere kring een weerstand te schakelen van een zodanige waarde dat voor de verschillende bandfilters  $kQ$  verschillend is (de laatste middenfrequentkring is gedempt door de er op volgende diodebegrenzer).

De middenfrequentbuizen zijn respectievelijk van het type EF 51 en EF 52. De totale middenfrequentversterking van het rooster van de mengbuis tot het rooster van de tweede begrenzer ( $B_6$ ) is ongeveer 50 000 maal.

#### 4.8. De begrenzer

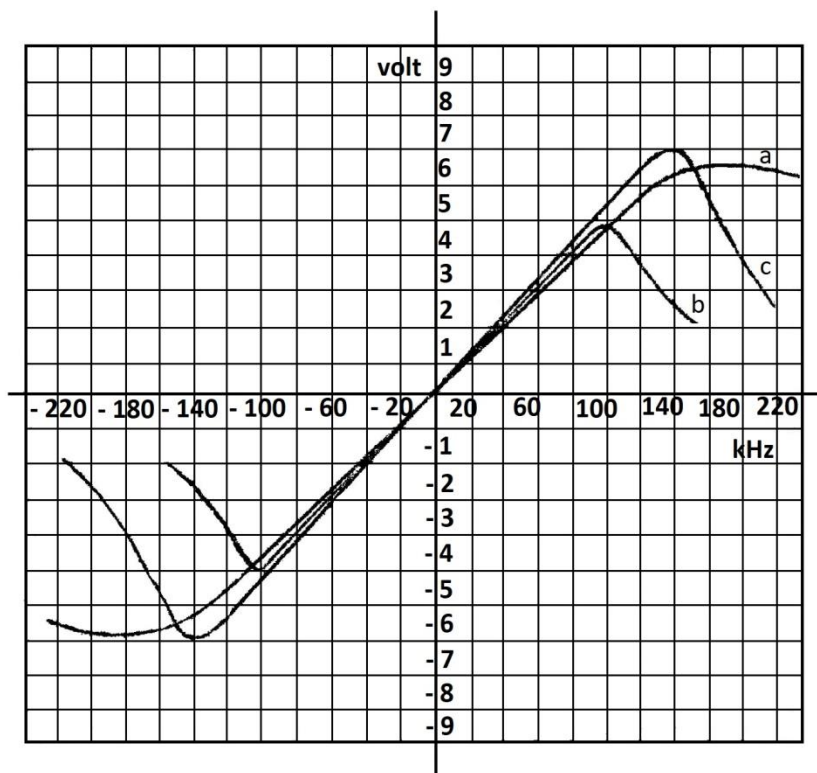


Fig. 4,6. Karakteristieken van de uitgangsspanning van de frequentiedetector.

hierin is de verkregen gelijkspanning na de frequentiedetector als functie van de frequentie van het ongemoduleerde middenfrequentsignaal uitgezet.

In de ontvanger bevinden zich twee onafhankelijk van elkaar werkende begrenzers, nl. een diodebegrenzer en een roosterbegrenzer. Het circuit van de diodebegrenzer bestaat uit een diode van de buis  $B_5$ , de kring  $L_{18}, C_{38}$ , de weerstand  $R_{25}$  en de condensator  $C_{36}$ .

Door deze begrenzer worden de eventuele amplitudevariaties met hoorbare frequenties van het middenfrequentsignaal verkleind. Vervolgens wordt het signaal via de condensator  $C_{39}$  toegevoerd aan het rooster van buis  $B_6$  die als roosterstroombegrenzer werkt en dus niet alleen de amplitudevariaties, maar ook de amplitude zelf beperkt. De buis EF 50 is als zodanig zeer geschikt. In fig. 4,6 zijn enkele grafieken van de uitgangsspanning van de frequentiedetector weergegeven, nl.





## Telecommunicatie Les 23

### 4.8. De begrenzer (vervolg)

Kromme a is de gelijkspanning na de detector gemeten bij een middenfrequent signaal met constante amplitude ( $1 V_{eff}$ ) toegevoerd aan het rooster van  $B_6$ . Bij krommen b en c is de gelijkspanning weergegeven ten gevolge van een middenfrequent signaal met constante amplitude (respectievelijk  $50 \mu V_{eff}$  en  $200 \mu V_{eff}$ ) toegevoerd aan het rooster van  $B_2$ . In het frequentiegebied dat van belang is, namelijk van de centrale frequentie min 100 kHz tot de centrale frequentie plus 100 kHz, vallen de drie krommen vrijwel samen. Bovendien zijn de krommen in dit gebied vrijwel recht.

Krommen a is de karakteristiek van de frequentiedetector alleen. Bij een kleiningangssignaal (kromme b) is het signaal op de begrenzer voor frequenties die meer dan 100 kHz van de centrale frequentie verschillen zover verzwakt door de middenfrequentkringen dat deze spanning te klein is geworden om de begrenzer volledig te laten werken. Bij groteringangssignaal (kromme c) treedt dit verschijnsel pas op bij groter verschil met de centrale frequentie.

Indien de roosterstroombegrenzer niet voldoende begrenst, zou dit in deze grafieken tot uiting komen en wel zo dat bij toenemende signaalsterkte de frequentiedetectorkarakteristiek steiler wordt, daar de detector zelf wel gevoelig is voor amplitudevariaties.

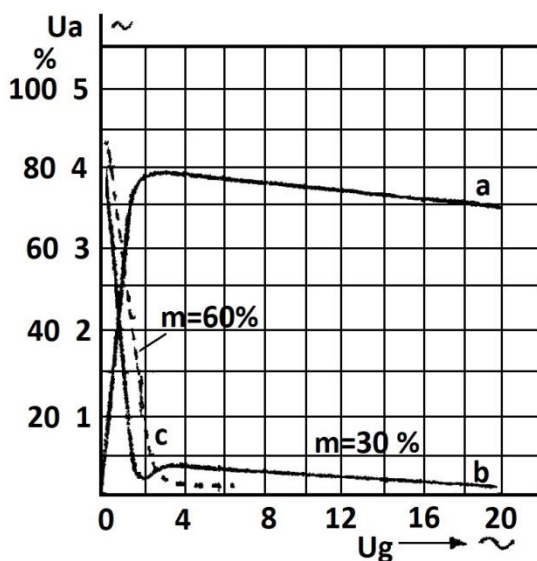


Fig. 4,7. Karakteristieken van de begrenzer.

volt slechts  $1\frac{1}{2}$  % van de oorspronkelijke modulatie diepte overblijft, dus  $0,45$  % wordt. De onderdrukkingsfactor is daarbij dus  $\frac{100}{1,5} = 67$ .

Bij de roosterstroombegrenzer wordt de onderdrukkingsfactor bij toenemende modulatie diepte kleiner; bij een diodebegrenzer is dit niet het geval. Kromme c toont aan dat de werking der beide begrenzers samen bij 60 % nog zeer bevredigend is.

### 4.9. De frequentiedetector

De werking van de detector mogen we als bekend veronderstellen. De nauwkeurige instelling van de beide afgestemde kringen verkrijgt men door met de trimmer  $C_{47}$ , het punt waarbij de detectie-

In fig. 4,7 geeft de kromme a de anodewisselspanning als functie van de roosterwisselspanning voor de roosterstroombegrenzer. Hieruit blijkt dat de anodewisselspanning niet veel meer varieert, als de roosterwisselspanning groter dan 1,5 V wordt.

De krommen b en c geven het percentage van de oorspronkelijke modulatie diepte van een aan de begrenzer toegevoerd signaal met amplitude modulatie dat na de begrenzing overblijft; kromme b voor een oorspronkelijke modulatie diepte van 30 %, kromme c voor een oorspronkelijke modulatie diepte van 60 %.

Hieruit blijkt bijvoorbeeld dat van een amplitudemodulatie diepte van 30 % bij een roosterwisselspanning van 2,5

karacteristiek (fig. 4,6) door nul gaat, in te stellen op de middenfrequentie (2 MHz) en met de gemeenschappelijke ijzerkern van de spoelen  $L_{20}$  en  $L_{21}$  de karakteristiek symmetrisch te maken bij 1,9 en 2,1 MHz. De lineairiteit van de karakteristiek en daardoor de vervorming in het gedetecteerde signaal wordt beïnvloed door de weerstanden  $R_{35}$ ,  $R_{42}$  en  $R_{43}$ . Als detectorbuis is de duo-diode EB 4 gebruikt. Deze buis geeft zeer weinig bromspanning over de weerstanden  $R_{42}$  en  $R_{43}$ ; de gloeidraad kan daardoor op de normale wijze met wisselstroom worden gevoed. Bovendien is deze buis in staat voldoende grote stroom te leveren, nodig bij het gebruik van weerstanden  $R_{42}$  en  $R_{43}$  van betrekkelijk lage waarde.

#### 4.10. Het laagfrequentgedeelte

Het laagfrequentgedeelte bevat de versterkerbuis EF 6 en de eindbuis 4699 waarvan de anode een vermogen van 18 W opneemt. Dit gedeelte is zo geconstrueerd dat het gehele frequentiegebied van 50 – 15000 Hz gelijkmatig wordt versterkt.

De impedantie van de beide gelijke, in serie geschakelde luidsprekers is in het gehele audio-frequente gebied vrijwel constant. Ook aan de primaire klemmen van de luidsprekertransformator is de impedantie in dit frequentiegebied nagenoeg constant. Daardoor kan de aanpassing voor alle frequenties zo gunstig mogelijk zijn, zodat voor alle frequenties het maximale af te geven vermogen beschikbaar is.

Bovendien kan hierdoor een lineaire tegenkoppeling worden toegepast, dit wil zeggen: in de tegenkoppeling (van de secundaire wikkeling van de luidsprekertransformator van de buis  $B_8$ ) heeft voor de hoge frequenties geen van de frequentie afhankelijk element te worden opgenomen. De tegenkoppeling is nu, zonder verdere maatregelen, voor alle in aanmerking komende frequenties dezelfde. Alleen voor lage tonen is een condensator  $C_{61}$  als correctie aangebracht.

Het gedetecteerde signaal dat ontstaat tussen de uiteinden der weerstanden  $R_{42}$  en  $R_{43}$ , wordt toegevoerd aan de sterkteregelaar  $R_{46}$ ,  $R_{47}$ . Via  $C_{51}$  en  $R_{49}$  komt het laagfrequente signaal op het eerste rooster van de buis  $B_8$ . Het versterkte signaal wordt niet van de anode afgenomen, doch van het schermrooster. Via  $C_{54}$  en  $R_{57}$  wordt het op de normale wijze aan het stuurrooster van de buis  $B_9$  toegevoerd;  $C_{57}$  dient voor extra tegenkoppeling (vermindering der versterking) voor frequenties boven 20 000 Hz.

De roosterlekweerstand  $R_{55}$  van  $B_9$  is uitgevoerd als potentiometer. deze vormt met  $C_{56}$  een filter waarmee de hoge tonen desgewenst kunnen worden verzwakt.

Ter verkrijging van “de-emphasis” is een RC-filter opgenomen, niet voor de laagfrequentversterker, doch in het tegenkoppelcircuit. Hiertoe kan een condensator  $C_{60}$  parallel worden geschakeld aan de weerstand  $R_{59}$  in de leiding voor de tegenkoppeling. Bij toenemende frequentie wordt de impedantie van deze condensator kleiner waardoor de tegenkoppeling sterker wordt. Hierdoor daalt de versterking van het laagfrequentgedeelte voor de hoge frequenties.



## Telecommunicatie Les 24

### 4.11. De afstemindicatie

Zoals reeds is besproken, verkrijgt men de beste afstemindicatie indien men deze ontleent aan de karakteristieke nuldoorgang van de frequentiedetector.

De gelijkspanning die de detector bij niet geheel juiste afstemming levert (zie fig. 4,6), wordt via een RC-filter ( $R_{45}, C_{62}$ ) dat de modulatie afvlakt aan het rooster van de buis  $B_8$  toegevoerd. Deze buis heeft dus een dubbele functie. Wordt de spanning steeds meer negatief, dan dalen de stromen in de buis en wordt de anodegelijkspanning steeds meer positief. Ditzelfde vindt plaats als de detectorspanning steeds meer positief wordt. De elektronenstroom in de buis neemt dan steeds toe. De anodestroom kan echter niet toenemen, doordat de gelijkstroomweerstand tussen anode en kathode in dit gebied klein is ten opzichte van de anodeweerstand  $R_{54}$ , die een hoge waarde heeft. De toenemende elektronenstroom wordt dus geheel door het schermrooster opgenomen. In werkelijkheid blijft de anodestroom niet constant, doch neemt onder deze omstandigheden zelfs af. De stijgende schermroosterstroom veroorzaakt namelijk een stijgende kathodepotentiala en omdat het derde rooster van de buis met het chassis verbonden is, wordt dit ten opzichte van de kathode dus steeds meer negatief, waardoor er nog minder elektronen naar de anode gaan. De anodestroom daalt dus weer.

De anodespanning van  $B_8$  stijgt dus bij het toevoeren van een positieve zowel als negatieve spanning van de frequentiedetector. Via  $R_{39}$  worden de spanningsvariaties aan het rooster van de buis EM 4 ( $B_{11}$ ) toegevoerd.

Hieraan wordt echter via  $R_{38}$  ook een negatieve spanning toegevoerd die bij de roosterstroombegrenzing in  $B_6$  aan  $R_{31}$  ontstaat. Daar de middenfrequentkromme over een gebied van 200 kHz vlak is, blijft deze gelijkspanning in het gebied 100 kHz aan weerszijden van de juiste afstemming constant en is in grootte alleen afhankelijk van de sterkte van het inkomend signaal.

Deze negatieve spanning veroorzaakt in juiste afstemming, als de positieve stuurspanning dus zeer laag is, op normale wijze een uitslag van de vlekken in de buis EM 4. Aan beide zijden naast de juiste afstemming neemt de positieve stuurspanning echter sterk toe en wordt de negatieve spanning geheel onderdrukt waardoor de uitslag van de indicator afneemt. Hiervoor is slechts een kleine anodestroomvariatie en dus een kleine roosterspanningsvariatie aan  $B_8$  nodig. De indicator begint doordoor pas zeer dicht bij de juiste afstemming te reageren.

Geheel buiten afstemming, of wanneer geen signaal wordt ontvangen en de spanning aan de frequentiedetector dus, evenals in juiste afstemming, ook nul volt is, kan de indicator geen uitslag vertonen, daar dan geen gelijkspanning aan  $R_{31}$  aanwezig is. Hierdoor wordt elke dubbelzinnigheid tijdens het afstemmen voorkomen.

### 4.12. Automatische sterkteregeling

In de ontvanger is gebruik gemaakt van de drie-diodenschakeling. Als overloopdiode doet het stuurrooster van de buis EBC 3 ( $B_5$ ) dienst. Ter bevordering van de afstemrust wordt, evenals dit in AM-ontvangers gebruikelijk is, gebruik gemaakt van selectiviteit van de laatste middenfrequentkring en van de toeneming van de middenfrequente spanning buiten afstemming op de voorlaatste middenfrequentkring.

Bij FM-ontvangers is dit van belang, omdat er drie afstemmingen zijn, waarbij het in frequentie gemoduleerde signaal wordt gedetecteerd. Doordat de automatische sterkteregeling reageert op de spanning van de voorlaatste middenfrequentkring en het te detecteren signaal bij verstemming ook door de laatste middenfrequentkring wordt verzwakt, worden de beide ongewenste zij-afstemmingen

belangrijk onderdrukt. Met de drie-diodenschakeling is het mogelijk de drempelspanning van de automatische regeling der versterking zo in te stellen dat pas regelspanning ontstaat als het signaal op de begrenzer zo groot is dat deze laatste volledig werkt.

De regelspanning wordt toegevoerd aan de hoogfrequentbuis en de middenfrequentbuizen. In het algemeen regelt men de mengbuis in FM-ontvangers niet om frequentievariatie van de oscillator te voorkomen.

#### 4.13. De invloed van storingen bij amplitudemodulatie, frequentiemodulatie en fasemodulatie

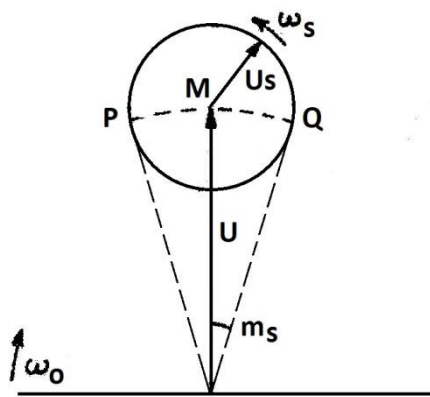


Fig. 4,8. Vectorvoorstelling van een hf-trilling, gestoord door een stoorsignaal met hogere frequenties.

We laten de projectie-as (tijdlijn) met een snelheid  $\omega_0$  rechthoekig draaien (zie fig. 4,8) en veronderstellen hierin dat  $\omega_s > \omega_0$ . De stoormodulatie die dus zowel bij amplitudemodulatie als bij frequentiemodulatie optreedt, zal merkbaar zijn als de frequentie van het stoorsignaal een zodanige waarde heeft dat het frequentieverschil  $\omega_s - \omega_0$  of  $\omega_0 - \omega_s$  een frequentie in het hoorbare gebied is.

Uit fig. 4,8 volgt gemakkelijk de grootte van de modulatie diepte die het stoorsignaal veroorzaakt. Deze is recht evenredig met de grootte van  $U_s$ . De door  $U_s$  veroorzaakte modulatie diepte is dus:

$$m_s = \frac{U_s}{U_z} \times 100 \%$$

De frequentie zwaai  $\Delta\omega$  waarmee de storende frequentiemodulatie gepaard gaat, kunnen we als volgt afleiden. Noemen we de frequentiezwaai veroorzaakt door het storende signaal  $\Delta\omega$ , de modulatie-index  $m_s$ , dan is het verband hiertussen:  $\frac{\Delta\omega}{\omega_s}$ . Nu is  $m_s = \frac{\text{boog } MQ}{U_z}$  of  $\frac{\text{boog } MQ}{U_z} = \frac{\Delta\omega}{\omega_s}$ . Daar  $U_s$  veel kleiner is dan  $U_z$  mogen we met een kleine benadering boog  $MQ = U_s$  stellen, daar dan de boog nagenoeg gelijk is aan de koorde, dus:

$$\frac{U_s}{U_z} = \frac{\Delta\omega}{\omega_s} \quad \text{of} \quad \Delta\omega = \frac{U_s}{U_z} \omega_s.$$

Bij omzetting van het FM-signaal in een signaal met FM en overeenkomstig AM is de ontwikkelde modulatie diepte evenredig met de frequentiezwaai. Is de frequentiezwaai  $\Delta\omega_{max}$  zo groot dat de gehele bandbreedte wordt doorlopen, dan wordt de maximale amplitudemodulatie verkregen die we gelijkstellen aan 100 %. De bij de frequentiezwaai  $\Delta\omega$  verkregen modulatie diepte  $m$  is dus:

Teneinde de invloed na te gaan bij de drie bovengenoemde signalen zullen we een enkel sinusvormig stoorsignaal dat met een amplitude  $\hat{U}_1$  en frequentie  $\omega_s$  werkzaam is, nagaan. We veronderstellen verder het stoorsignaal klein ten opzichte van het ongemoduleerde signaal  $U_z$ , dat van de zender wordt ontvangen.

Ontvangen we tegelijkertijd het ongemoduleerde draaggolfsignaal  $\hat{U}_z$  met frequentie  $\omega_0$  en het kleinere stoorsignaal  $\hat{U}_s$  met frequentie  $\omega_s$ , dan is het resulterende signaal zowel in amplitude als in fase gemoduleerd, daar de resulterende vector in lengte varieert en tegelijkertijd in het vlak van tekening heen en weer zwaait tussen de punten P en Q.

We laten de projectie-as (tijdlijn) met

R.T.

Tc.

Nadruk verboden 91



HILVERSUM

$$m = \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_{max}} \cdot 100 \% = \frac{U_1}{U_z} \cdot \frac{\Delta\omega}{\Delta\omega_{max}} \cdot 100 \%$$

Het gewenste signaal wordt door het stoorsignaal ook in fase in engere zin gemoduleerd. Bij fasemodulatie in engere zin is  $m$  de modulatie-index onafhankelijk van de frequentie der modulerende trilling. Dit houdt in, dat bij hogere modulatiefrequentie de frequentiezwaai  $\Delta\omega$  groter wordt, zodat ook de bandbreedte toeneemt.

Bij fasemodulatie in engere zin is de bandbreedte evenredig met de frequentie van de modulerende trilling, dus evenredig met het aantal fasezwaaien per seconde; dit in tegenstelling met frequentiemodulatie waarbij de ingenomen bandbreedte onafhankelijk is van de modulerende frequentie. Bij fasemodulatie is  $\Delta\omega = m_s \omega_s$ , dus van alle voorkomende in fase gemoduleerde trillingen neemt het signaal, gemoduleerd met de hoogste laagfrequenttrilling  $\omega_{smax}$  de grootste bandbreedte in beslag, de grootste bandbreedte is dan gelijk aan de bandbreedte van de zender. De maximumwaarde van de fasezwaai,  $m_{max}$ , is dus bepaald door de bandbreedte die de zender doorlaat. We stellen de amplitudemodulatie die door deze maximale fasezwaai ontstaat, gelijk aan 100 %. De door  $U_s$  veroorzaakte modulatie diepte wordt nu:

$$\text{modulatie diepte } m = \frac{m_s}{m_{max}} \cdot 100 \%$$

In het voorgaande hebben we gezien dat  $\frac{\Delta\omega}{\omega_s}$  de maximale fasezwaai is, vast te leggen door voor  $\omega_s$  in

te vullen  $\omega_{smax}$ , dus:  $m_{smax} = \frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_{smax}}$ . Hieruit volgt, dat (als  $m_s = \frac{U_s}{U_z}$ )

$$\text{modulatie } m = \frac{m_s}{m_{smax}} \cdot 100 \% = \frac{U_s}{U_z} \cdot \frac{\omega_{smax}}{\Delta\omega_{max}} \cdot 100 \%$$

Vergelijken we de mate van storing die bij fasemodulatie en frequentiemodulatie, vergeleken bij amplitudemodulatie, ten gevolge van een stoorsignaal dat voor alle gevallen even sterk is, dan zien we dat de modulatie diepte bij FM  $\frac{\omega_s}{\Delta\omega_{max}}$  maal zo groot is als bij amplitudemodulatie en bij fasemodulatie  $\frac{\omega_{smax}}{\Delta\omega_{max}}$  maal zo groot is. Bij amplitudemodulatie is de modulatie diepte onafhankelijk van de frequentie van de stoorspanning en is de mate van storing voor frequenties binnen het hoorbare gebied constant.

Bij frequentiemodulatie is de modulatie diepte evenredig met de stoorfrequentie, dus het grootst voor de hoogst hoorbare frequentie.

Bij fasemodulatie is de modulatie diepte  $\frac{\omega_{smax}}{\Delta\omega_{max}}$  maal zo groot als bij amplitudemodulatie, hetgeen betekent dat de storende invloed ook hier onafhankelijk is van de hoogte van de frequentie van de stoorspanning, zo lang deze binnen het hoorbare gebied ligt.

Bij frequentie- en fasemodulatie kan men tot een niet onbelangrijke vermindering van de storing komen door een grote frequentiezwaai  $\Delta\omega_{max}$ , men kan hiermee ook weer niet te ver gaan, daar bij vergroting van de maximale frequentiezwaai ook de bandbreedte groter wordt en daarmee meer ruis meebrengt. In de praktijk is men tot een zo gunstig compromis gekomen bij een toelaatbare bandbreedte van 200 á 225 kHz bij een hoogste modulerende frequentie van 15000 Hz en een maximale frequentiezwaai van  $\Delta\omega_{max} = 75 \text{ kHz}$ .

De stoormodulatie diepte wordt met deze getallen als volgt:

$$\text{bij AM: } \frac{U_s}{U_z} \cdot 100 \%$$

92 Tc

$$\begin{aligned} \text{bij FM: } \frac{\omega_s}{\Delta\omega_{max}} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\% &= \frac{\omega_s}{\omega_{smax}} \frac{\omega_{smax}}{\Delta\omega_{max}} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\% = \\ &= \frac{\omega_s}{\omega_{smax}} \frac{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^3} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\% = \frac{\omega_s}{\omega_{smax}} \frac{1}{5} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\%. \end{aligned}$$

$$\text{bij fase M: } \frac{\omega_{smax}}{\Delta\omega_{max}} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\% = \frac{2\pi \cdot 15 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 75 \cdot 10^3} \frac{U_s}{U_z} \cdot 100\% = \frac{1}{5} \cdot 100\%.$$

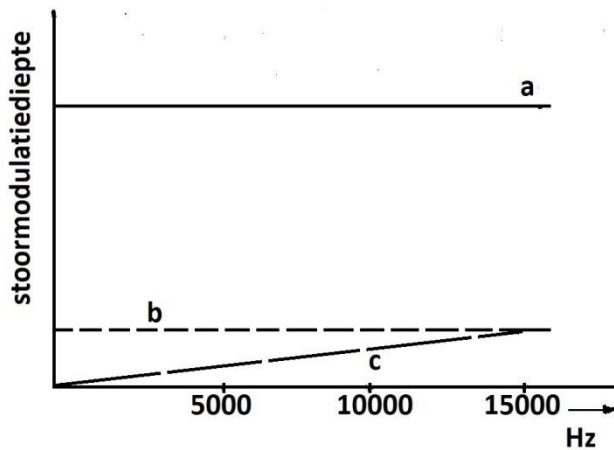


Fig. 4,9. Het verloop van de stoormodulatie diepte.  
a: getrokken lijn, bij AM; b: gestippelde lijn, bij fase-M; c: gestreepte lijn, bij FM.

weer veel gunstiger is dan fasemodulatie-ontvangst. In beide gevallen wordt de storingsmogelijkheid weer minder naarmate de frequentiezwaai groter wordt genomen. Dit is dan ook de reden dat bij een FM-zender de zwaai behorende bij de hoge tonen in de modulatie vergroot wordt (voorzover de bandbreedte dit toelaat), pre-emphasis. Om bij de FM-ontvanger de sterkte van de hoge tonen weer in de verhouding ten opzichte van de lage tonen te brengen (de-emphasis).

In fig. 4,9 is het verloop van de stoormodulatie als functie van de stoorfrequentie voor de drie modulatiemethoden weergegeven, uitgaande van een maximale frequentiezwaai van 75000 Hz en een hoogste stoorfrequentie van 15000 Hz.

We moeten hierbij echter wel bedenken dat de stoorfrequentie bepaald is door het verschil tussen de ontvangen stoorspanning en de draaggolfrequentie of centrale frequentie van de ontvangen zenders.

We zien nu duidelijker dat frequentiemodulatie en frequentiemodulatie-ontvangst veel minder gestoord wordt dan bij AM-ontvangst, terwijl frequentiemodulatie-ontvangst

Oplossingen inzenden van de opgaven Tc, nr. 121 t/m 124.



## Telecommunicatie Les 25

### 4.14. Voordelen van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie

Het voornaamste voordeel van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie is dat ruis en andere storingen minder last veroorzaken. Om dit voordeel te bereiken is het nodig dat in de ontvanger een amplitudebegrenzer is aangebracht, bovendien is een balansdetector gewenst. Verder moet de frequentiezwaai  $\Delta\omega$  aanmerkelijk groter zijn dan de hoogste over te brengen modulatiefrequentie. Een gunstige praktische waarde voor de frequentiezwaai bij omroep is 74 kHz. Het gebied dat in het frequentiespectrum wordt ingenomen, is als  $\Delta\omega$  veel groter is dan de hoogste modulatiefrequentie, dus  $m > 1$ , vrijwel onafhankelijk van de modulatiefrequentie. Men kan dus het audiofrequente gebied uitbreiden tot de gehoorrens (bijvoorbeeld 15000 Hz), zonder dat het gebied dat in het frequentiespectrum wordt ingenomen merkbaar wordt vergroot.

Hierdoor kan de kwaliteit van de ontvangst tot het uiterste worden opgevoerd. Het is natuurlijk nodig dat zowel de zender (van microfoon tot antenne) als de ontvanger (van antenne tot en met luidspreker) hierop zijn berekend. Zal deze uitbreiding van het frequentiegebied echter inderdaad een kwaliteitsverbetering geven, dan is het bovendien vereist dat de vervorming in zender en ontvanger bijzonder klein is, want juist door de afwezigheid van ruis, gaat de vervorming meer opvallen.

Bij radio-omroep met amplitudemodulatie is het gebruikelijk de grote intensiteitsverschillen die voor een genietbare weergave van muziek onontbeerlijk zijn te verminderen o.a. om de zachte passages niet te laten verdrinken in de ruis en bij de sterkste passages geen overmodulatie te veroorzaken.

Bij frequentiemodulatie is dit echter niet nodig, daar in vrijwel het gehele gebied waar de zender storingsvrij kan worden ontvangen ook tijdens de zachtste passages geen ruis wordt gehoord en de frequentiezwaai van 75 kHz vrij sterke passages zonder vervorming toelaat. Met frequentiemodulatie heeft de omroep het dus in de hand een muziekweergave mogelijk te maken waarbij de dynamiek geen geweld wordt aangedaan.

Wegens de grote vereiste frequentiezwaai kan frequentiemodulatie alleen praktisch worden toegepast bij zeer hoge waarden van de centrale frequentie, dus korte golven ( $\lambda < 10 m$ ). Bij een frequentiezwaai van 75 kHz wordt een gebied van ongeveer 200 kHz in beslag genomen. Tussen de opvolgende kanalen is verder enige tussenruimte gewenst. In het gehele middengolfgebied zou dus slechts plaats zijn voor 5 of 6 zenders. Voor golven langer dan 10 m verdient amplitudemodulatie de voorkeur.

Deze korte golven kunnen slechts in een beperkt gebied worden ontvangen, daar zij vrijwel niet door de ionosfeer worden gereflecteerd. Dit brengt mee dat men dezelfde centrale frequentie op een afstand van bijvoorbeeld 300 km opnieuw kan gebruiken voor een andere zender. Bovendien zullen twee zenders met eenzelfde centrale frequentie elkaar minder storen, daar het niet nodig is dat de stoorspanning klein is ten opzichte van het gewenste signaal om de storing niet hoorbaar te doen zijn.

Bij kleine waarden van de frequentiezwaai, dus als de frequentiezwaai kleiner is dan de modulerende frequentie, is de benodigde frequentieband niet ongeveer  $2\Delta\omega$ , zoals men oppervlakkig zou denken, doch 2 maal de modulerende frequentie. Daarom geeft frequentiemodulatie geen middel om in het gebied der lange- en middengolven meer zenders onder te brengen, dan zij amplitudemodulatie het geval is.

Bij amplitudemodulatie varieert de amplitude van het gemoduleerde signaal bij een modulatie diepte van 100 % tussen nul en tweemaal de amplitude van de draaggolf. De amplitude van de draaggolf mag in de zender niet groter zijn dan de helft van de waarde waarvoor de eindbuis geschikt is. Bij frequentiemodulatie echter blijft de amplitude constant en kan de eindbuis van de zender doorlo-

pend het volle vermogen afgeven. Daardoor kan eenzelfde eindtrap van een zender bij frequentiemodulatie een tweemaal zo grote amplitude, dus een viermaal zo groot vermogen afgeven als bij amplitudemodulatie. De veldsterkte ter plaatse van de ontvangst kan dus bij frequentiemodulatie tweemaal zo groot zijn als bij amplitudemodulatie indien eenzelfde zendereindtrap wordt gebruikt, of als men eenzelfde veldsterkte wenst, kan de zendereindtrap aanzienlijk kleiner zijn.

#### 4.15. Gecombineerde ontvanger voor FM en AM

Daar een FM-ontvanger grotendeels dezelfde onderdelen bevat als een AM-ontvanger, is het niet economisch twee afzonderlijke ontvangers te bezitten; men zal de voorkeur geven aan een combinatie-ontvanger, waarbij men aan de golflengteschaal een stand voor de FM- band toevoegt.

De omschakeling van het hoogfrequent gedeelte geschiedt op de normale wijze. Het middenfrequent gedeelte dat bij alle AM-banden onveranderd bleef, moet voor FM echter ook worden omgeschakeld, omdat daarbij een hogere middenfrequentie, een grotere bandbreedte en in de regel een versterkertrap meer nodig zijn. Men schakelt gewoonlijk de mf-transformatoren zowel primair als secundair in serie, zoals fig. 4,10 aangeeft. Men behoeft deze kringen dan niet om te schakelen.

Voor de betrekkelijke lage middenfrequentie die bij AM optreedt, is de impedantie van de kringen die op de betrekkelijke hoge middenfrequentie, die bij FM ontstaat, zijn afgestemd, een kleine impedantie en omgekeerd. Een bezwaar is dat de capaciteit van de "bovenste" kring tegen "aarde" parallel aan de "onderste" kring staat. men plaats nu de AM-kringen onder- en de FM-kringen boven, omdat de capaciteit die in de AM-kringen is opgenomen groter is dan de capaciteit die in de FM-kringen is aangebracht. De extra-versterkertrap, de begrenzer, de frequentiedetector en het netwerk voor "de-emphasis" worden uitgeschakeld bij AM-ontvangst.

Bij FM zal men gewoonlijk de spanningen voor automatische sterkteregeling anders willen verdelen voor de verschillende buizen dan bij AM. De hiervoor nodige omschakelingen bieden geen bijzondere moeilijkheden.

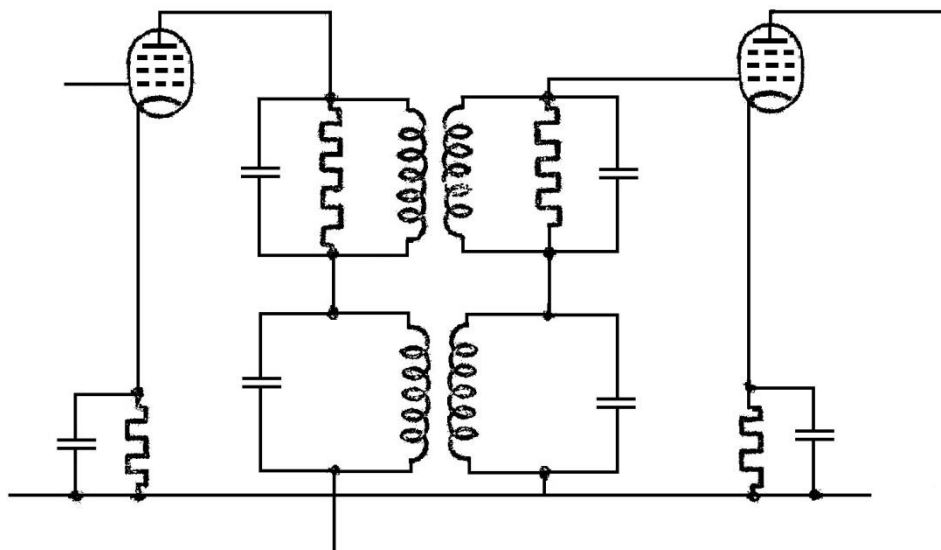


Fig. 4,10. De middenfrequenttrap van een combinatie-ontvanger voor FM en AM.