

Een moderne Telegrafieontvanger

door C. T. F. van der Wyck

(Mededeling uit het Centraal Laboratorium der P.T.T.)

Voordracht gehouden voor het Nederl. Radiogenootschap op 17 Nov. 1948.

SUMMARY

In an introduction the motives leading to the design of this particular receiver are mentioned, followed by a short description of the equipment.

In a theoretical part some considerations are given with respect to the automatic tuning control; conditions for a stable circuit are derived.

Inleiding.

In het volgende zal een beschrijving worden gegeven van een nieuw type telegrafieontvanger, welk type een verbetering betekent t.o.v. de thans in gebruik zijnde telegrafie ontvangers, ruim tien jaren geleden ontwikkeld.

Reeds gedurende de bezettingstijd is de ontwikkeling dezer ontvangers ter hand genomen; na het gereedkomen van de nieuwe eenzijbandapparatuur¹⁾ en met gebruikmaking van de hierbij opgedane ervaring zijn de voorbereidende proefnemingen afgesloten en is de bouw van een modelapparaat ter hand genomen.

De ontvanger is in de eerste plaats ontworpen voor de ontvangst van amplitude gemoduleerde signalen (on-off keying); doch blijkt na een kleine uitbreiding eveneens voor frequency-shift ontvangst geschikt te zijn.

In de evolutie van ontvangers onderkent men steeds het streven de gevoeligheid (d.w.z. de geschiktheid om een signaal van minimum sterkte te onderscheiden van storende signalen en van stoorgeruis) te vergroten. Aannemende, dat de discriminatie

¹⁾ Tijdschrift Nederl. Radio Genootschap, deel XII nr 4 1947.

t.o.v. storende signalen voldoende is, blijft als de limiterende factor het z.g. stoorgeruis.

Het stoorgeruis wordt ten dele door de antenne geïntroduceerd en is van atmosferische aard of afkomstig van bronnen buiten de aardatmosfeer. Een zo scherp mogelijk gerichte antenne zal dit stoorgeruis kunnen doen verminderen t.o.v. het gewenste signaal.

De ontvanger zelf bevat eveneens ruisbronnen; in goed gedimensioneerde ontvangers wordt het ontvanggeruis in hoofdzaak door de 1ste hoogfrequent versterkertrap geproduceerd en is bij toepassing van buizen met geringe ruisweerstand (EF8, EF51) praktisch geheel beperkt tot het geruis van de eerste kring in de ontvanger. Deze fractie kan als „onvermijdelijk” worden gekenschetst en dient evenals het van de antenne ontvangen geruis te worden aanvaard.

In het onderhavige opstel nu zal in het bijzonder een andere factor, welke voor de mate van geruis bepalend is, onze aandacht vragen en wel de bandbreedte van de ontvanger.

De bandbreedte van de ontvanger is de resultante van de selecties in de opvolgende middenfrequent- en laagfrequent- gedeelten, waarbij als regel een bepaald bandfilter maatgevend is voor de selectiviteit.

De kleinste bandbreedte, voor een ontvanger als „noodzakelijk” te beschouwen, is gegeven door het spectrumgedeelte van het uitgezonden signaal, dat belangrijk wordt geacht in verband met de gewenste tekenvorm.

Door de C.C.I.R zijn t.a.v. het spectrum van zenders bepaalde richtlijnen gegeven, waarbij een onderscheid wordt gemaakt tussen verbindingen al of niet onderhevig aan fading.

Voor een verbinding, waarop sluiereffect voorkomt, wordt een spectrumbreedte van $5 \times$ de woordsnelheid in Baud aanbevolen en voor een fadingvrije verbinding een breedte van $3 \times$ de woordsnelheid in Baud.

Onze gedachten bepalende tot „reversals” van een bepaalde frequentie (z.g. seinfrequentie) dragen in het eerste geval behalve de eerste component (de seinfrequentie) eveneens de derde en vijfde componenten bij tot de tekenvorm; in het laatste geval alleen de eerste en de derde component.

Bij het fixeren van de bandbreedte van de ontvanger moet men echter eveneens rekening houden met het frequentieverloop (d.w.z. met de frequentieveranderingen in de tijd) van de zender en van de „variabelen” oscillator in de ontvanger. Aan-

gezien het practisch niet wel doenlijk is een ontvanger voortdurend manueel bij te regelen, dient i.v.m. deze laatste omstandigheden de bandbreedte van de ontvanger en het doorlaatgebied van de bepalende filters groter te worden genomen dan de „noodzakelijke”, teneinde te voorkomen, dat het te ontvangen signaal in te korte tijd de grenzen van het doorlaatgebied bereikt. Indien door een automatische frequentiebesturing van de variabele oscillator in de ontvanger het ontvangen signaal (na frequentietransformatie) zich voortdurend in het midden van het doorlaatgebied bevindt, zal het doorlaatgebied gereduceerd kunnen worden tot de, door het nuttige signaalspectrum bepaalde, breedte.

De energie van het stoorgewas is evenredig met de bandbreedte van de ontvanger; door deze bandbreedtebeperking wordt derhalve de gevoeligheid (en tevens de selectiviteit t.o.v. storende signaalspectra) van de ontvanger vergroot. De bandbreedte van de bestaande ontvanger is 1300 Hz; die van de ontvanger in kwestie 250/500 Hz. m.a.w. in bepaalde gevallen wordt een bandbreedte-reductie tot op een vijfde gedeelte bereikt met een evenredige vermindering van de ruisenergie t.o.v. de signaalenergie.

De telegrafieontvanger, welke hier zal worden beschreven, is van een automatische frequentiebijregeling voorzien en deze bijzonderheid is een der essentiële punten, waarin het moderne apparaat zich onderscheidt.

Een voordeel van een frequentiebijregeling, waarvan de waarde voor de praktijk wellicht nog groter zal blijken dan de vermeerdering van de gevoeligheid, is de omstandigheid, dat een dergelijke ontvanger minder toezicht behoeft.

De bestaande ontvangers dienen nl. afhankelijk van de bandbreedte en van de constructieve kwaliteiten geregeld te worden geobserveerd en bijgesteld met het oog op de stand van de signaalfrequentie in het filterdoorlaatgebied.

Deze controle is voor het nieuwe type zo niet onnodig dan toch belangrijk gereduceerd.

Toepassing van kristallen zowel in de vaste oscillatoren, alsmede in een aantal filters, is eveneens kenmerkend voor deze ontvanger.

Aan de constructie van de 1ste oscillator is zowel in mechanisch als electrisch opzicht bijzondere zorg besteed.

Zoals reeds opgemerkt, is gebruik gemaakt van de ervaring opgedaan bij de bouw van de nieuwe eenzijdbandapparatuur en menig constructieonderdeel overgenomen.

Beschrijving van de ontvanger.

(Blokschema fig. 1 en fig. 3 en frontaanzicht)

De ontvanger bestaat uit een hoogfrequent-, een middenfrequent- en een laagfrequent gedeelte, dit laatste omvattend een sleutel-inrichting en een controle-inrichting.

In de sleutel-inrichting vindt de besturing van een lokaal opgewekt toonfrequentsignaal door middel van de ontvangen signalen plaats.

Deze gesleutelde signalen, afgegeven door de ontvanger, doen het registreerapparaat functionneren.

De controle-inrichting schept de gelegenheid het ontvangen signaal direct laagfrequent te beluisteren en het apparaat in te stellen, terwijl bij voorkomende gevallen (zeer slechte ontvangcondities) de doorgifte op deze wijze kan worden verricht.

Het frequentiegebied van de ontvanger strekt zich uit van 5-30 MHz, verdeeld in twee bereiken resp. 5-15 en 15-30 Mhz. Elk bereik is voorzien van een hoogfrequent versterker; de toepassing van dubbelpenthoden EFF 51 laat een compacte bouw dezer beide versterkers in één paneel toe.

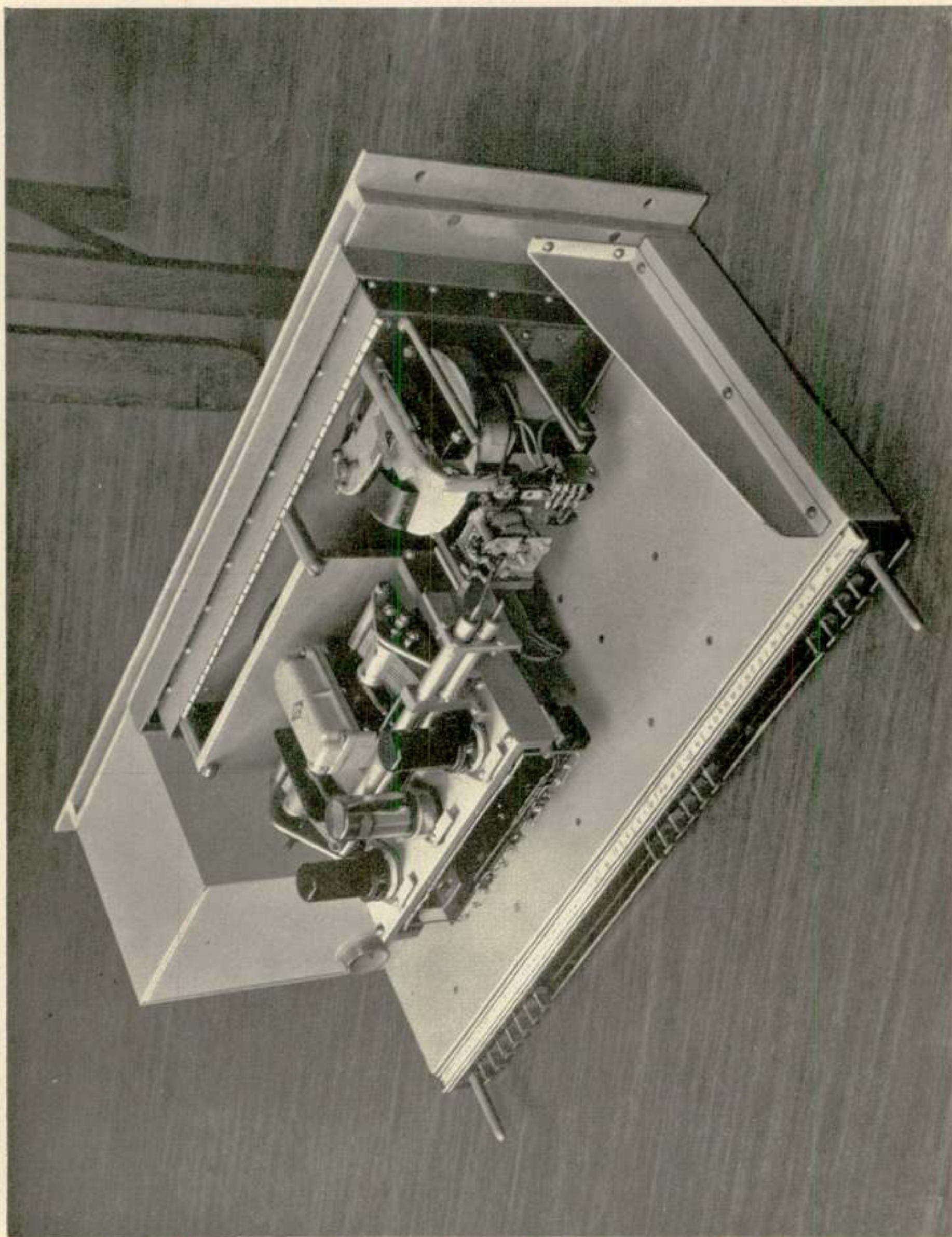
In het lage bereik is de frequentie van de 1ste oscillator hoger en in het hoge bereik is deze lager dan de signaalfrequentie.

De 1ste middenfrequentie bedraagt 1,5 MHz met een breedte van het middenfrequent-gedeelte van ± 15 kHz.

De 2de middenfrequentie is 100 kHz (2e oscillatorfrequentie = 1400 kHz); in dit gedeelte van de ontvanger komt de eindselectie tot stand in drie omschakelbare kristalfilters met een doorlaatgebied van resp. 250, 500, 1500 Hz, (fig. 2a, 2b, 2c)¹⁾. De eerste twee filters zijn in het bijzonder voor de ontvangst van „on-off keying” ontworpen; het laatste filter voor de ontvangst van „frequency-shift”.

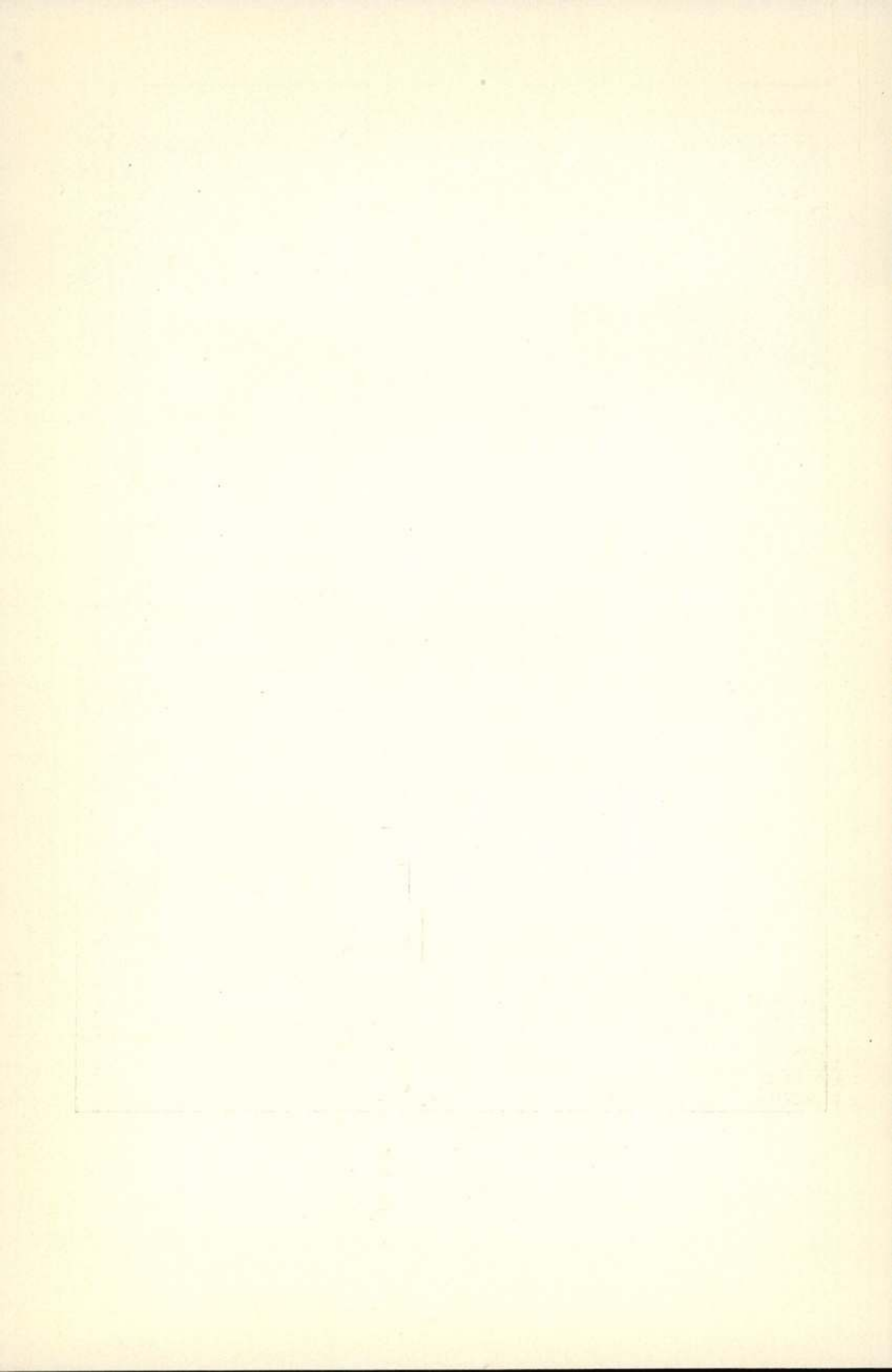
In het geval van on-off keying wordt het geselecteerde signaal van 100 kHz, gelijk uit het blokschema is te zien, gevoerd naar het laagfrequentgedeelte van de ontvanger, bestaande uit een sleutel-inrichting, en een controleinrichting. De z.g. sleutel-inrichting heeft twee instellingen, corresponderende met de al of niet-aanwezigheid van het signaal; 2 buizen zijn afwisselend en tegengesteld gesloten en geopend. De stroom van één dezer

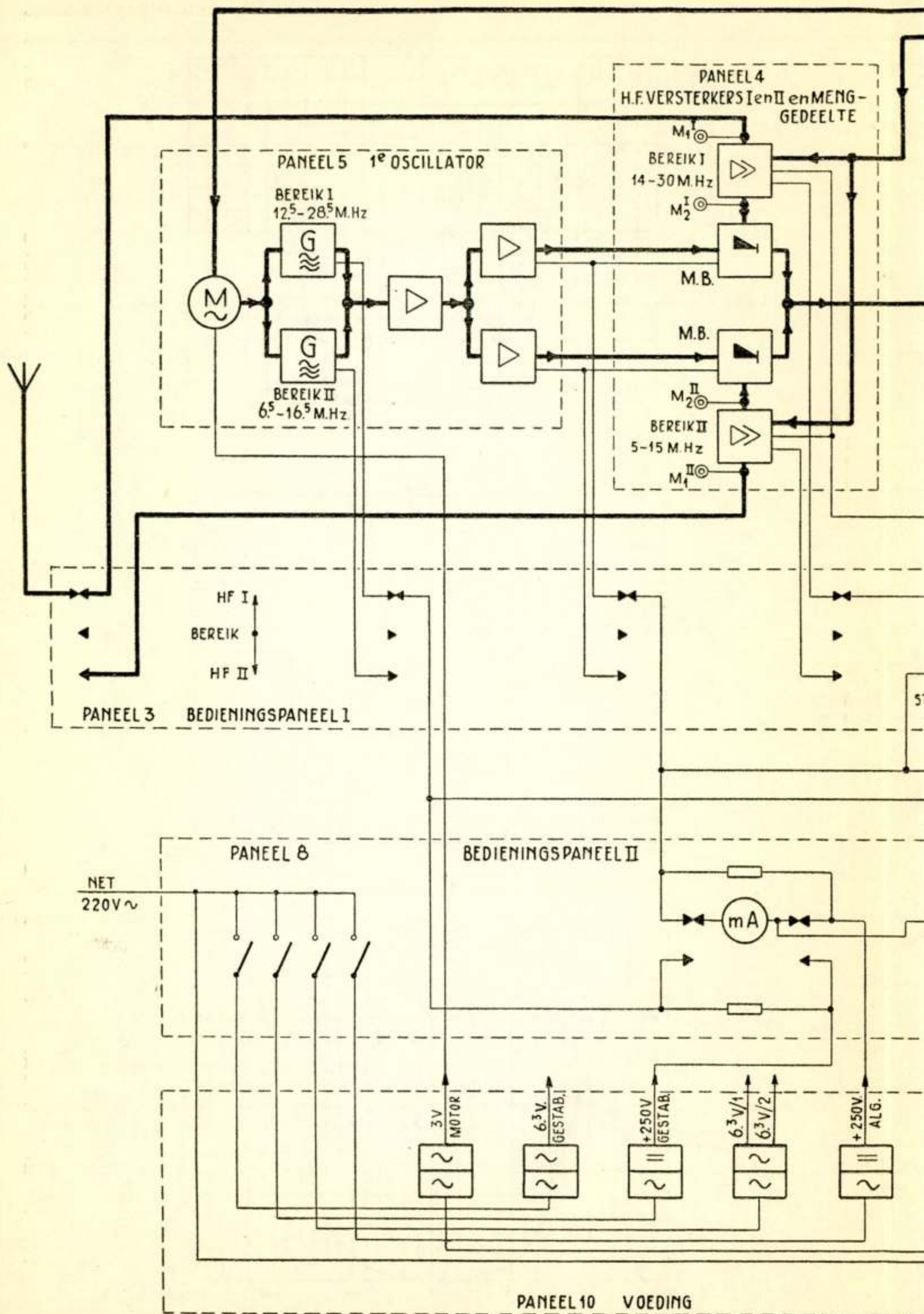
¹⁾ Het ontwerp en de uitvoering der kristalfilters in deze ontvanger wordt beschreven in het hierbij aansluitende artikel van F. Maarleveld.

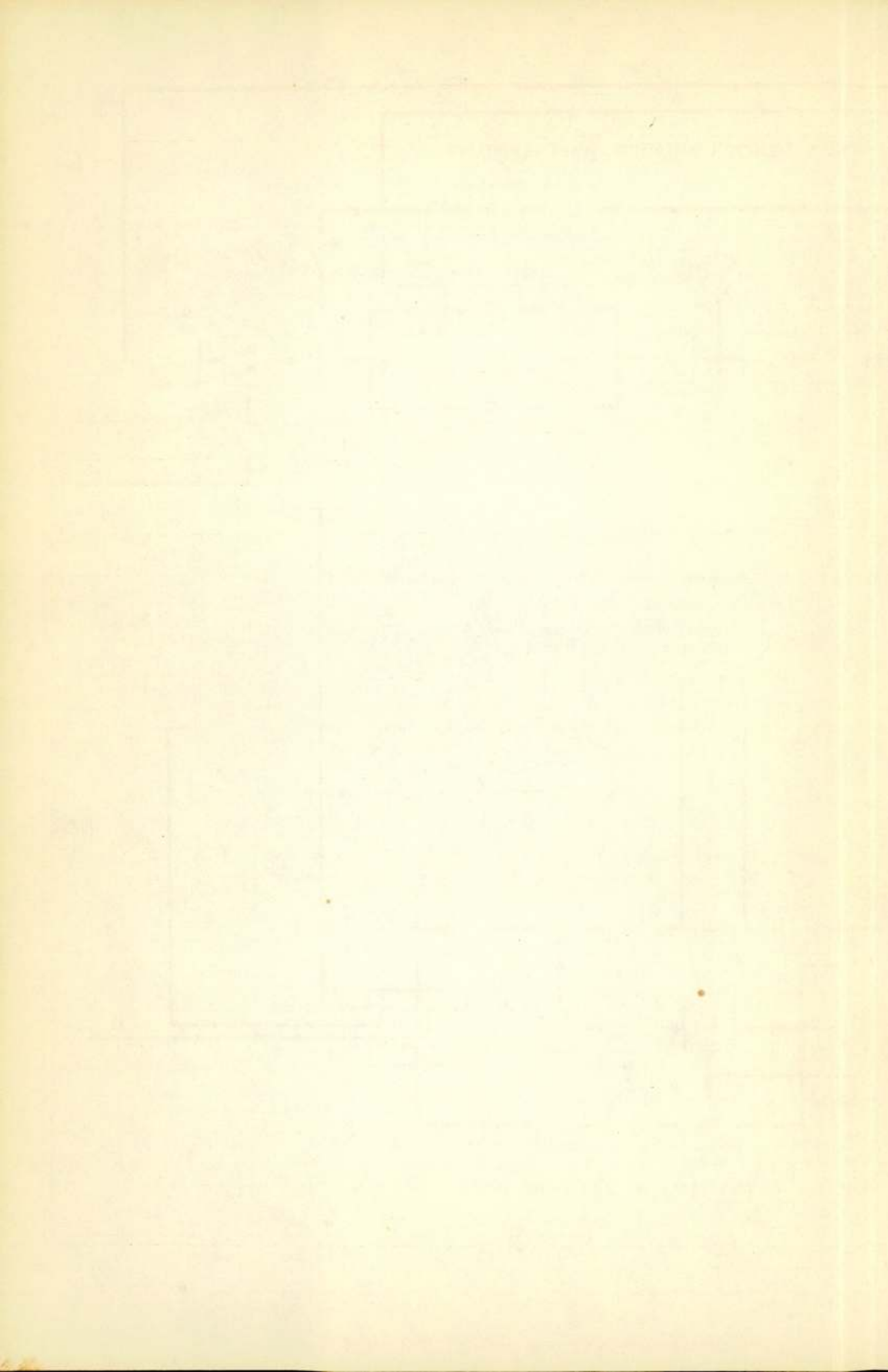


Afbeelding 2.

Oscillator met verwijderde afschermkappen, bijregelmotor met remmagneet is rechts zichtbaar.







buizen sleutelt d.m.v. een ringmodulator een locale 1000 Hz toon, welk signaal aan de uitgang van de ontvanger wordt afgenomen.

Transformatie d.m.v. een 99 kHz-oscillator in een toonfrequent signaal van 1000 Hz in de controle-inrichting schept de mogelijkheid, zoals reeds is opgemerkt, de ontvanger op het gehoor in te stellen en zo gewenst het ongesleuteld signaal door te geven.

De bijregelorganen, welke afzonderlijk zullen worden beschreven, ontvangen zowel bij „on-off” als bij „frequency-shift” een 100 kHz-signaal. Daartoe bevat het tweede menggedeelte drie mengbuizen; één buis voor de verwerking van het signaal (oscillatorfrequentie = 1400 kHz) en nog twee buizen, afwisselend in gebruik t.b.v. de bijregeling.

Eén dezer buizen, waaraan 1400 kHz als mengfrequentie wordt toegevoerd, levert bij „on-off keying” het 100 kHz-signaal voor de bijregeling; de andere buis, in gebruik bij F.S. ontvangst, met een mengfrequentie, welke t.o.v. 1400 kHz een bedrag gelijk aan de frequentiedeviatie verschilt, transformeert de rust- of de werkfrequentie in een 100 kHz-signaal voor het bijregelmechanisme.

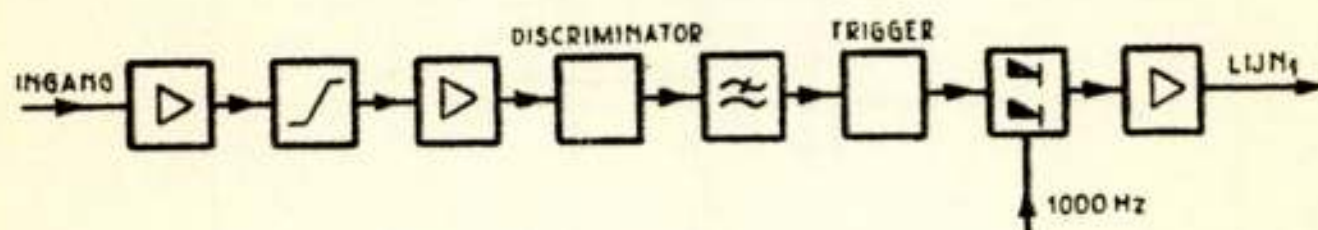


Fig. 5.

De *gemiddelde* frequentie, welke van de signaalmengbuis wordt verkregen, is in dit laatste geval eveneens 100 kHz.

Het 100 kHz spectrum wordt alsdan na selectie in het 1500 Hz kristalfilter, versterkt, begrensd en toegevoerd aan een discriminator, waarna de + en - spanningen op de bekende wijze een triggersysteem doen functionneren.

Automatische frequentie-bijregeling.

(Fig. 1, fig. 5).

De kristalfilters in de 2e mf. versterker (100 kHz) zijn bepalend voor de selectiviteit.

Teneinde de signaalfrequentie zoveel mogelijk met het midden van het frequentiebereik van de bandfilters in de ontvanger te doen samenvallen, wordt automatische frequentie-bijregeling van de variabele oscillator, i.c. van de eerste oscillator, in de ontvanger toegepast. Alle overige oscillatoren zijn kristalgestuurd.

Het bijregelcircuit bevat een zeer selectief kristalfilter van 100 kHz (bandbreedte ± 60 Hz) (fig. 4), gevolgd door een versterker, begrenzer en een discriminator. In de discriminator worden, afhankelijk van de zin en van de mate van de afwijking t.o.v. 100 kHz, de frequentievariati es van het signaal getransformeerd in amplitudevariati es (+ of - stromen). De discriminator bevat als essenti ele elementen twee kristallen resp. 100 kHz ± 50 Hz.

De + of - stromen van de discriminator doorlopen als schakelstroom een ringmodulator, bestaande uit 4 metaalgelijkrichercellen, waaraan een frequentie van 50 Hz wordt toegevoerd. De + en - stromen van de discriminator regelen de sterkte

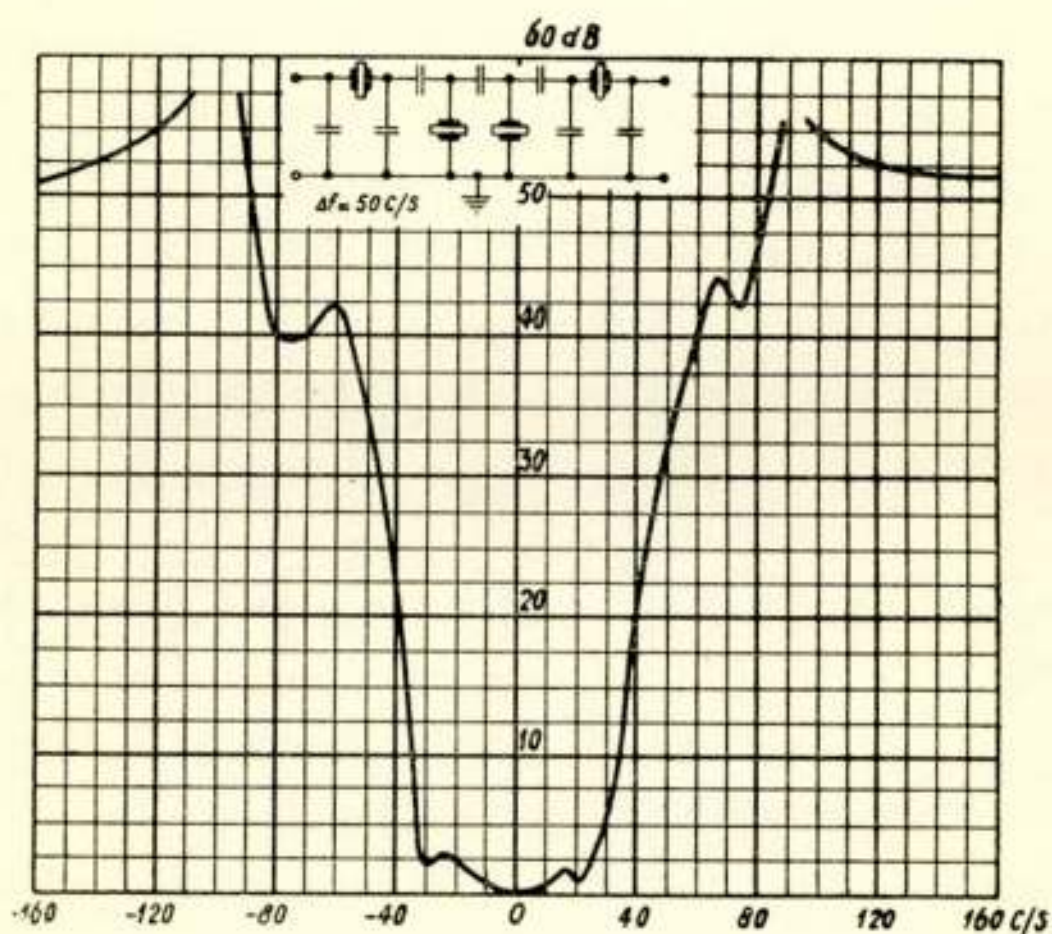


Fig. 4.

en bepalen de zin van de uitgangsspanningen van de ringmodulator, welke na versterking aanleiding geven tot bekrachtigingsstromen in de spanningspoel van een inductiemotor (electriciteitsverbruiksmeter).

De stroomspoel van de motor is met het net verbonden.

De as van de motor is gekoppeld met die van een condensatortje, waarvan de platen parallel zijn geschakeld aan de afstemcondensator van de eerste oscillator.

Op deze wijze worden optredende afwijkingen van de frequentie t.o.v. het midden van de bandfilters door corresponderende frequentievariati es van de eerste oscillator weder geneutraliseerd.

De stromen van de discriminator zijn afleesbaar op een dubbelstroommeter, terwijl ten behoeve van de instelling van het signaal

op 100 kHz een kristalindicatie is aangebracht. Deze beide voorzieningen dragen bij tot een gemakkelijke bediening van het apparaat.

Automatische sterkteregeling.

De ontvanger is voorzien van een automatische sterkteregeling, welke wordt toegepast op de hoogfrequentversterkertrappen en welke uitschakelbaar is.

Sterkleregelingen.

De ontvanger is voorzien van enige sterkteregelingen, resp. voor de hoog- en 1e middenfrequentversterking gezamenlijk, voor de 2e middenfrequentversterking, alsmede een sterkteregeling voor de regeling van de versterking in het bijregelcircuit.

Diversity.

In de bestaande apparatuur komt in het geval van „on-off keying” de combinatie van een aantal ontvangers tot stand door een koppeling van de gelijkgerichte signaalstromen, waarbij de fading-regelingen eveneens zijn gekoppeld en de ontvanger met het sterkste signaal de overigen vergrendelt.

In het geval van „frequency-shift” vindt, d.m.v. een omschakel-triggersysteem, bij de thans in gebruik zijnde dubbelontvangers selectie van het sterkste signaal plaats.

T.a.v. de nieuwe apparatuur is de wijze van combineren van ontvangers nog niet vastgesteld; over de in gang zijnde experimenten en een daaruit eventueel voortvloeiende definitieve oplossing zal t.z.t. een mededeling worden gedaan.

Stabiliteit van het bijregelcircuit.

In het bijregelcircuit is, evenals in elk gesloten en teruggekoppeld systeem, de mogelijkheid voor een niet-stabielen toestand gegeven, waarbij het zeer selectieve kristalfilter van 100 kHz een essentiële rol speelt.

Ook bij een inkomend signaal van constante frequentie kunnen in het circuit en in het ontvangapparaat frequentievariatiën optreden, welke een periodiek karakter (met toe- of afnemende frequentiedeviatie) of een aperiodiek karakter hebben. De stabiliteitsgrens ligt bij de overgang van trillingen met toenemende amplitude en die met afnemende amplitude (gedempte trillingen).

In fig. 5 stellen ω_i , ω_u , ω_u' en ω_o resp. voor de frequentie van het inkomend signaal, de frequentie van het signaal na frequentietransformatie vóór het kristalfilter F , dezelfde frequentie aan de uitgang van het kristalfilter en de frequentie van de variabele oscillator. De variaties worden aangeduid door Δ .

De twee frequentietransformaties in het ontvangapparaat zijn in fig. 5 voorgesteld door één transformatie, aangeduid door M , het kristalfilter door F , de discriminator + ringmodulator door $D.R.$, de inductiemotor door $I.M.$ en de 1e oscillator door O .

Het effect van het kristalfilter op de frequentieschommelingen

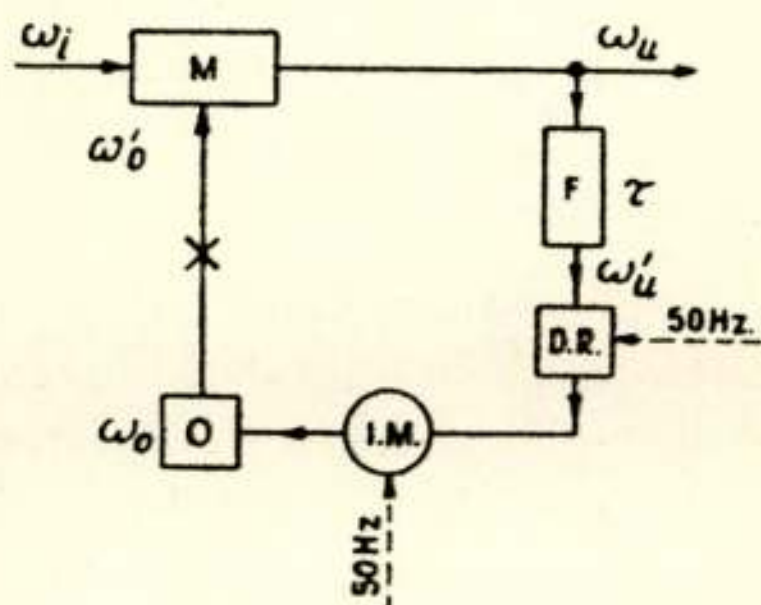


Fig. 5.

in het circuit brengen we tot uiting in een z.g. „looptijd τ ”, waarvan een schatting zal worden gemaakt.

Een instabiele toestand wordt gestabiliseerd door het introduceren van een voldoende grote demping in het circuit (electromagnetische demping van de remmagneet van de inductiemotor).

Teneinde de stabiliteit van het bijregelsysteem na te gaan zal het theorema van Nyquist worden toegepast.¹⁾

We onderbreken het bijregelsysteem bij x (fig. 5) en voeren bij constante ω_i aan M een oscillatorfrequentie ω_o' toe, welke periodiek met een periode ω wordt gewijzigd. De variaties $\Delta \omega_o'$ leiden tot variaties $\Delta \omega_u$, $\Delta \omega_u'$ en vervolgens tot $\Delta \omega_o$.

De functie $f(\omega) = -\frac{\Delta \omega_o}{\Delta \omega_o'}$, aangevende de versterking (met

het negatieve teken) in het bijregelsysteem van de frequentievariatie met de periode ω , uitgezet in het complexe vlak voor

¹⁾ Lineair Servo Theory - R. E. Graham B. S. T. J. Oct. 1946.

de waarden ω van $-\infty$ tot ∞ , zal gelijk het theorema van Nyquist aangeeft, voor een stabiele toestand het punt -1 niet omvatten.

De functie $f(\omega)$ wordt afgeleid uit de vergelijkingen van het circuit.

De bewegingsvergelijking van de motor schrijven we als volgt:

$$I \frac{d^2 \Theta_r}{dt^2} + R \frac{d \Theta_r}{dt} = K \Delta \omega'_u \quad (1)$$

I = traagheidsmoment van de motor.

R = remmende kracht van de remmagneet.

Θ_r = draaiingshoek van de motor.

K = evenredigheidsfactor voor het aandrijvend koppel van de motor, gegeven door het rechter lid.

$$\Delta \omega_o = m \Theta_r \quad (2)$$

de frequentieverandering $\Delta \omega_o$ van de 1ste oscillator is evenredig met Θ_r , althans voor kleine veranderingen.

$$\Delta \omega_o = \Delta \omega_i - \Delta \omega_u \quad (3)$$

in de betreffende beschouwingen is $\Delta \omega_u = -\Delta \omega'_o$

het phaseverschil van $\Delta \omega_u$ en $\Delta \omega'_u$ wordt gegeven door de looptijd τ . (4)

Uit 1) en 2) leiden we af:

$$I \left(\frac{d^2 \Delta \omega_o}{dt^2} \right)_t + R \left(\frac{d \Delta \omega_o}{dt} \right)_t = mK (\Delta \omega'_u)_t = mK (\Delta \omega_u)_{t-\tau} = - \\ - mK (\Delta \omega'_o)_{t-\tau}$$

en bij periodieke variaties met frequentie ω de complexe betrekkingen

$$[-I \omega^2 + R j \omega] \Delta \omega_o = mK \Delta \omega'_u = -mK \Delta \omega'_o e^{-j \omega \tau} \quad (5)$$

Het complexe verband tussen $\Delta \omega_o$ en $\Delta \omega'_o$ is dan gegeven door

$$f(\omega) = - \frac{\Delta \omega_o}{\Delta \omega'_o} = \frac{mK}{\omega \sqrt{R^2 + \omega^2 I^2}} e^{-i \left(\omega \tau + \tan^{-1} \frac{\omega I}{R} + \frac{\pi}{2} \right)} \quad (6)$$

We beperken ons tot positieve waarden van ω (van $0 - \infty$); beschouwing der negatieve waarden brengt geen nieuwe gezichtspunten. Aangezien de modulus van het rechterlid van (6) een monotoon afnemende functie van ω is, luiden de voorwaarden voor stabiliteit van het genoemde theorema.

$$\omega \tau + \frac{\pi}{2} + b g \operatorname{tg} \frac{\omega I}{R} = \pi \quad (7a)$$

$$\frac{mK}{\omega \sqrt{R^2 + \omega^2 I^2}} < 1 \quad (7b)$$

Uit 7a) volgt:

$$\operatorname{tg} \left(\frac{\pi}{2} - \omega \tau \right) = \operatorname{ctg} \omega \tau = \frac{\omega I}{R}$$

en ingevoerd in 7b)

$$\frac{mK}{\omega R \sqrt{1 + \operatorname{ctg}^2 \omega \tau}} = \frac{mK \sin \omega \tau}{\omega R} < 1$$

of:

$$m \tau < \frac{R}{K} \cdot \frac{\omega \tau}{\sin \omega \tau}$$

waaruit we afleiden als „voldoende” voorwaarde:

$$S = \frac{R}{mK} > \tau \quad \text{of} \quad \frac{\tau}{S} < 1 \quad (8)$$

Door een eenvoudige meting kan de waarde van S worden bepaald.

Met onderbroken bijregelcircuit (x in fig. 5) — d.w.z. met uitgeschakelde bijregeling — meten wij bij een bekende $\Delta \omega_u$ de grootheid $\frac{d \Delta \omega_o}{dt}$, d.w.z. de verandering van de frequentie van de 1ste oscillator per tijdseenheid.

De grootheid S is nu onmiddellijk gegeven door

$$S = \frac{\Delta \omega_u}{\frac{d \Delta \omega_o}{dt}} \quad (9)$$

Indien nl. de motor met eenparige snelheid draait volgt uit (1) $R \frac{d\Theta_r}{dt} = K \Delta \omega_u$ en in verband met (2) de betrekking (9).

Bij de bepaling van de looptijd τ van het kristalfilter in het bijregelcircuit dient men rekening te houden met twee factoren nl. met de fasekarakteristiek en met de dempingskarakteristiek van het filter¹⁾.

De fasekarakteristiek d.w.z. de phase φ als functie van de frequentie ω is niet constant; als maatgevend voor de looptijd kan de waarde $\frac{d\varphi}{d\omega}$ in het midden van het doorlaatgebied gelden.

De dempingskarakteristiek geeft aanleiding tot een overgangstijd bij een verandering van amplitude of frequentie.

Ten aanzien van (8) merken we volgende op. We zijn tot deze uitdrukking gekomen door de overgang van trillingen met toenemende amplitude naar die met afnemende amplitude na te gaan in het bijregelsysteem.

Voor een rustige werking van de bijregeling is het gewenst, dat de frequentiefluctuaties een aperiodisch karakter verkrijgen.

Door beschouwingen, welke overeenkomst vertonen met die in ²⁾ en welke hier niet zullen worden opgenomen, komt men tot een voorwaarde

$$\frac{\tau}{S} < e^{-1} \quad (10)$$

In het betreffende filter bedraagt de looptijd ca $\frac{1}{32}$ sec. Voor de waarde S is gevonden $\frac{4}{5}$.

¹⁾ Küpfmüller E. N. T. 1928 Heft I.

²⁾ Tijdschrift Nederl. Radio Genootschap, deel XII, nr. 4, 1947.

Slotwoord.

De ontvanger is als een modelapparaat vervaardigd in de werkplaats van het Radiolaboratorium der P.T.T.

Van de medewerkers mogen in het bijzonder worden genoemd de heren Bennink, van Dijk en Philippens.

Discussie

Ir Rodenburg: De stabiliteit wordt verkregen door of de dempende term groot of de versterking klein te maken. Is het mogelijk d.m.v. een extra fasedraaiend netwerk stabiliteit te verkrijgen?

C. T. F. van der Wyck: Het is denkbaar om door een extra fasedraaiend netwerk de fasekarakteristiek van het kristalfilter zodanig te beïnvloeden, dat de invloed van het phaseverloop op de looptijd τ wordt verminderd; daardoor zou een snellere regeling mogelijk zijn.

Waar de regelsnelheid van de bestaande inrichting onder de geldende omstandigheden ruim voldoende is, is er voorhands geen aanleiding door bepaalde voorzieningen te trachten deze op te voeren.

Ir de Lange: Waarom is de I uit 8) verdwenen?

v. d. W. Door eliminatie van ω uit de vergelijkingen 7a) en 7b), zou een stabiliteitsvoorwaarde, tevens bevattende I, zijn te verkrijgen.

Door het transcendente karakter van 7a) is het echter niet mogelijk een dergelijke voorwaarde in eenvoudige mathematische vorm neer te leggen.

8) is afgeleid uit: $m\tau < \frac{R}{K} \cdot \frac{\omega\tau}{\sin \omega\tau}$.

Gelijk uit 7a) volgt, zijn voor de extreme waarden $I = \infty$ en $I = 0$, de waarden van ω resp.: 0 en $\frac{\pi}{2}$, overeenkomende met $\frac{\tau}{S} < 1$ en $\frac{\tau}{S} < \frac{\pi}{2}$; deze beschouwing leidt tot de „voldoende” voorwaarde 8).

Toepassing van kristalfilters in ontvangers

door F. Maarleveld

Radio Laboratorium der P.T.T.

Voordracht gehouden voor het Nederlands Radiogenootschap op 17 Nov. 1948

SUMMARY

A description is given of the crystal bandpass filters used in a telegraph receiver of the Netherlands P.T.T. These filters are designed for an intermediate frequency of 100 Kc/s, with a bandwidth of resp. 50, 250, 500 and 1500 c/s. The design formulas are given in a number of tables at the end of this paper.

1. Inleiding

Een van de problemen, welke bij de ontwikkeling van een moderne telegrafie-ontvanger met frequentie-bijregeling werden gesteld, was de berekening en constructie van een aantal bandfilters met kwarts kristallen voor verschillende bandbreedten, bij een middenfrequentie van 100 kHz. Door de automatische afstemming van de 1e oscillator kon de selectiviteit van de ontvanger zover opgevoerd worden als in verband met de seinsnelheid van de te ontvangen zenders nog toelaatbaar geacht werd. Voor seinsnelheden tot 50 Baud werd een filter met een bandbreedte van 250 Hz geconstrueerd, voor hogere seinsnelheden tot 100 Baud een filter met een bandbreedte van 500 Hz. Voor de frequentie-bijregeling, waarvoor bij amplitude-modulatie de draaggolffrequentie wordt gebruikt, was een bandfilter met een bandbreedte van 50 Hz nodig. Voor de ontvangst van frequentie-modulatie was tenslotte een bandfilter met een bandbreedte van 1500 Hz nodig. De kleine relatieve bandbreedten van de drie eerstgenoemde filters en de gewenste stabiliteit van deze filters maakten de toepassing van kwarts kristallen noodzakelijk. De drie eerstgenoemde filters bleken uit alleen kwarts kristallen en condensatoren geconstrueerd te kunnen worden, terwijl het laatstgenoemde filter alleen met een combinatie van kristallen, spoelen en condensatoren uit-

voerbaar bleek te zijn. De dampingseisen welke aan deze filters gesteld werden kunnen als volgt worden geformuleerd: in het doorlaatgebied mag de damping hoogstens 3 dB variëren, in het dempingsgebied moet de damping minstens $50\text{ à }60\text{ dB}$ hoger liggen, waarbij de damping zo snel mogelijk moet oplopen als met een niet te groot aantal filtersecties bereikbaar is.

2. Eigenschappen van Kristallen.

In fig. 1 is het symbool voor een kwartskristal met het vervangingsschema voor de omgeving van het resonantiepunt ge-

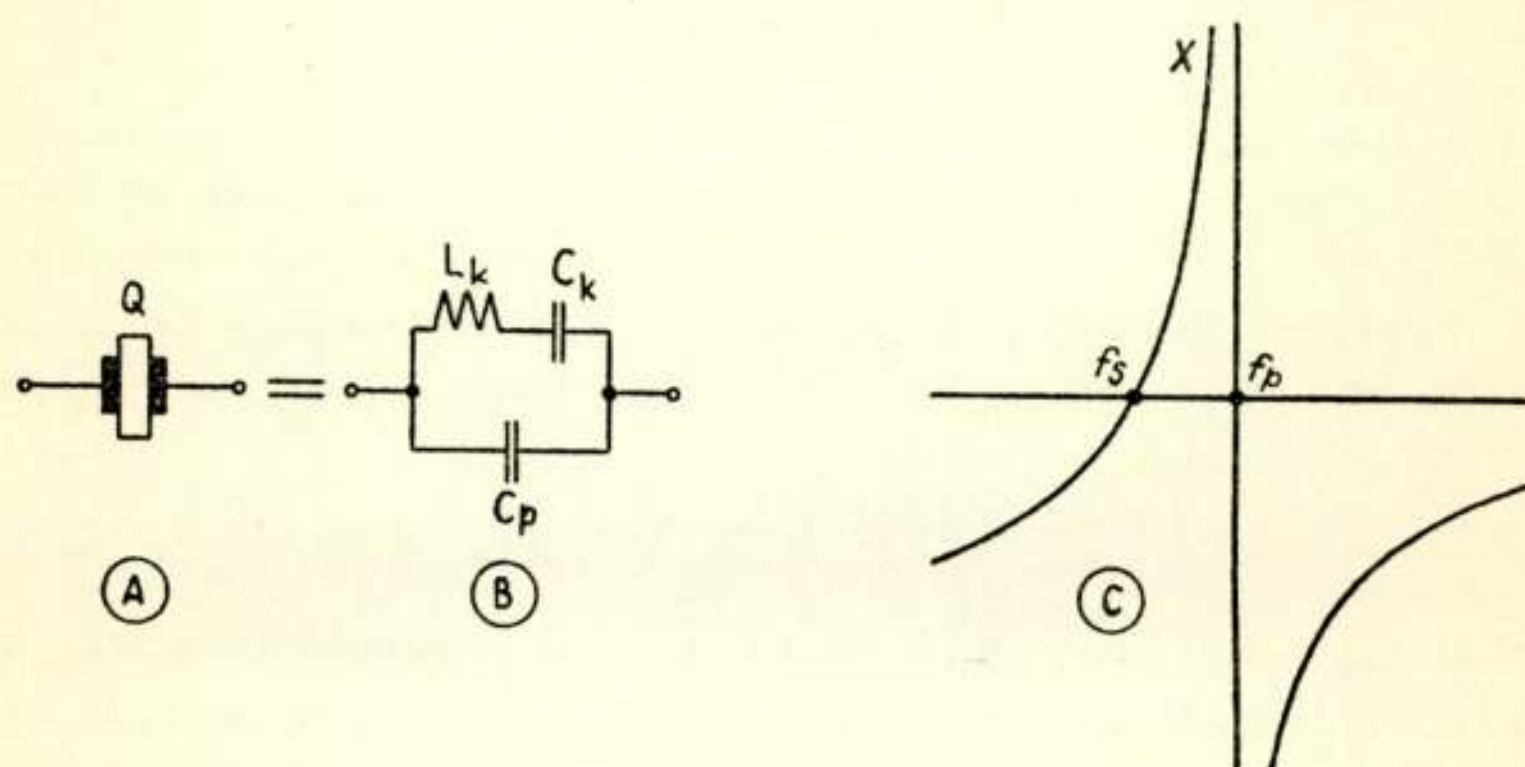


Fig. 1

geven. De verliezen zijn hierbij verwaarloosd, zodat we het kristal als een zuivere reactantie kunnen beschouwen. De reactantiekromme is eveneens in figuur 1 getekend. De hier toegepaste kristallen zijn $+8^\circ$ om de X -as gedraaide X -sneden, waarin lengtetrillingen in de Y' richting worden opgewekt. Stellen we de afmetingen in de Y' , Z' en X richtingen, uitgedrukt in meters, respectievelijk l , b en d , dan is

$$f_s = f_c \cdot \frac{l}{l}; L_k = L_c \cdot \frac{dl}{b}; C_p = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{bl}{d}.$$

Hierin zijn f_c , L_c en ϵ_r kristalconstanten, welke vrijwel onafhankelijk van de afmetingen van het kristal zijn. Voor de hier gebruikte X -snede werd gemeten:

$$f_c = 2800\text{ Hz.m}; L_c = 10500\text{ H.m}^{-1}; \epsilon_r = 4,5,$$

terwijl voor het m.k.s. stelsel

$$\epsilon_0 = 8,855 \times 10^{-12}\text{ F.m}^{-1}.$$

Voor alle kristallen is de verhouding $b/l = 0,4$ en de temperatuurcoëfficiënt van de serieresonantiefrequentie van de grootte orde $-2 \text{ à } -4 \times 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

De kristallen zijn voorzien van opgestoven aluminium elektroden en aangesoldeerde en afgestemde phosphorbronsdraden. Het geheel is verend opgehangen aan phosphorbronsveren in een geëvacueerde glazen ballon. Het vervangingsschema van het kristal heeft een serieresonantiefrequentie f_s en een parallelresonantiefrequentie f_p . Het relatieve frequentieverschil hiertussen is bij benadering:

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2 C p / C k} = \frac{1}{2 a}.$$

Deze relatieve afstand is tevens maatgevend voor de maximale bandbreedte, welke we met kristalfilters kunnen bereiken. De minimale waarde van a blijkt een kristalconstante te zijn, onafhankelijk van de kristaldimensies, want uit de voorafgaande formules volgt.

$$a_{\min} = 4 \pi^2 f_c^2 L_c \varepsilon_r \varepsilon_0 = 131.$$

We kunnen a wel groter maken door parallel- of serieschakeling van condensatoren. Afhankelijk van het filtertype vinden we voor kristalfilters zonder spoelen een maximale relatieve bandbreedte van $1/2a = 0,38\%$ of $1/a = 0,76\%$, voor kristalfilters met spoelen een maximale relatieve bandbreedte van de grootte orde $\frac{1}{\sqrt{a}} = 8,7\%$ of $\frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2}a}} = 12,3\%$. Deze waarden gelden echter alleen voor brugfilters of hiermede aequivalente schakelingen. Voor ongebalanceerde filterschakelingen blijkt de maximale relatieve bandbreedte steeds aanzienlijk kleiner te zijn dan voor de brugschakeling van hetzelfde type en wel afhankelijk van de keuze van de dempingsparameters. Voor kristalfilters met spoelen blijkt er ook een minimale relatieve bandbreedte te bestaan van de grootte orde $1/Q$, als Q de spoelkwaliteitsfactor aangeeft. We komen hier bij de berekening nog op terug.

3. Beschrijving van de filters,

a. De eigenschappen van kristalfilters kunnen het beste behandeld worden aan de hand van de overeenkomstige brugfilters. We kunnen een willekeurige symmetrische vierpool, welke gekarakteriseerd wordt door de spiegelbeeldimpedantie

Z en de overdrachtsfactor $\Theta = a + j\beta$, met behulp van het theorema van Bartlett transformeren tot een brugschakeling, welke wat betreft de in- en uitgangsklemmenparen volkomen equivalent is aan de oorspronkelijke vierpool. We moeten daartoe de oorspronkelijke vierpool splitsen in twee spiegelbeeldsymmetrische helften. Stellen we van deze halve vierpool de kortsluit-impedantie Z_1 en de nullastimpedantie Z_2 , dan vormen Z_1 en Z_2 de takken van de equivalente brugschakeling. In figuur 2 is deze transformatie in beeld gebracht. Het verband tussen deze nieuwe grootheden Z_1 en Z_2 en de spiegelbeeld grootheden Z en Θ is

$$Z = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad \text{en} \quad \cotgh \Theta/2 = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}$$

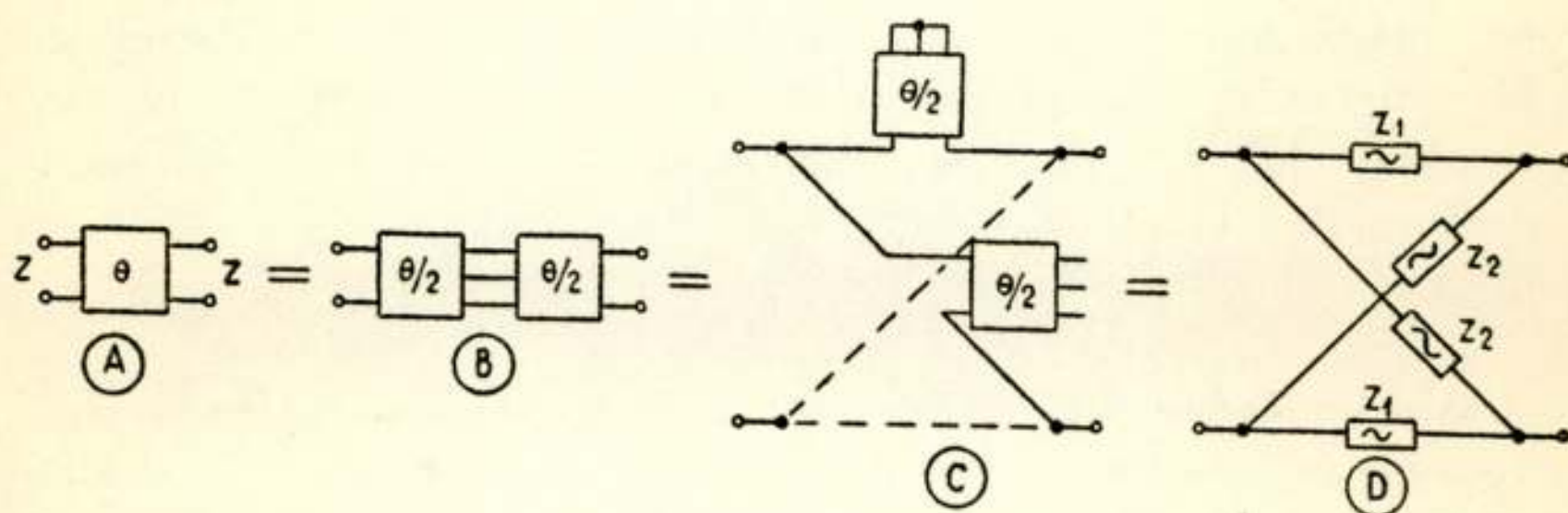


Fig. 2.

Bij weerstandsloze vierpolen zijn Z_1 en Z_2 zuiver imaginair. Als de reactanties van Z_1 en Z_2 tegengesteld teken hebben, is $\cotgh \Theta/2$ imaginair, dus $a = 0$. We hebben te maken met een doorlaatgebied.

Hebben de reactanties van Z_1 en Z_2 hetzelfde teken, dan is $a > 0$. De damping is des te groter, naarmate Z_1 en Z_2 minder van elkaar verschillen. Indien $Z_1 = Z_2$ is $a = \infty$ en hebben we een punt van oneindige damping.

b. Het filter met 50 Hz bandbreedte is opgebouwd uit filtersecties volgens de figuren 3a en 4a. In de figuren 3b, 4b en 4c zijn de equivalente brugschakelingen getekend. In de figuren 3c en 4d zijn de reactantiekrommen van de brugtakken getekend. We zien hieruit dat het doorlaatgebied (gearceerd) loopt van f_{-1} tot f_{+1} , terwijl er één punt van oneindige damping f_{∞} aanwezig is. In de schakeling volgens 3a ligt dit punt boven het doorlaatgebied in de schakeling volgens 4a onder het doorlaatgebied.

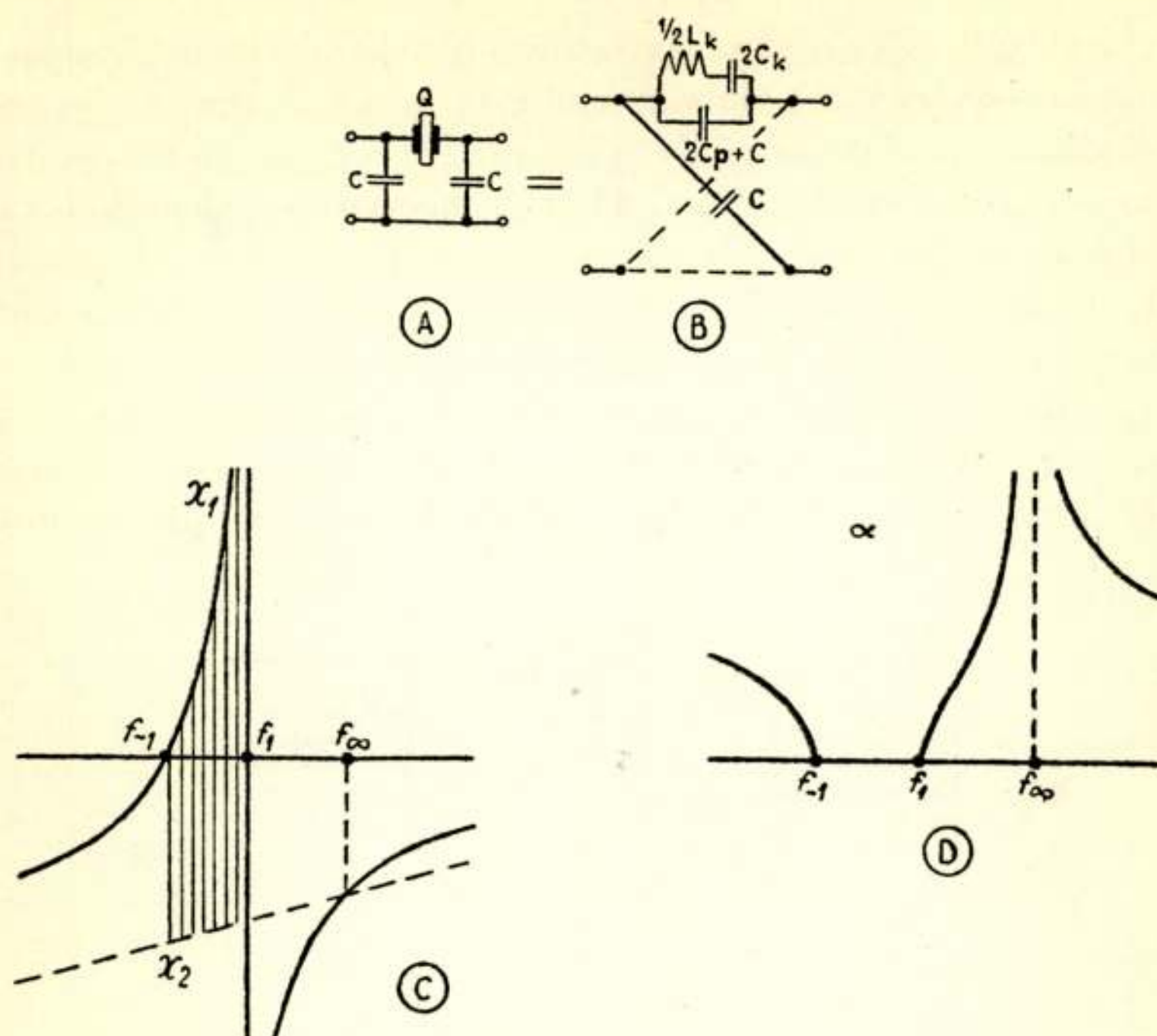


Fig. 3.

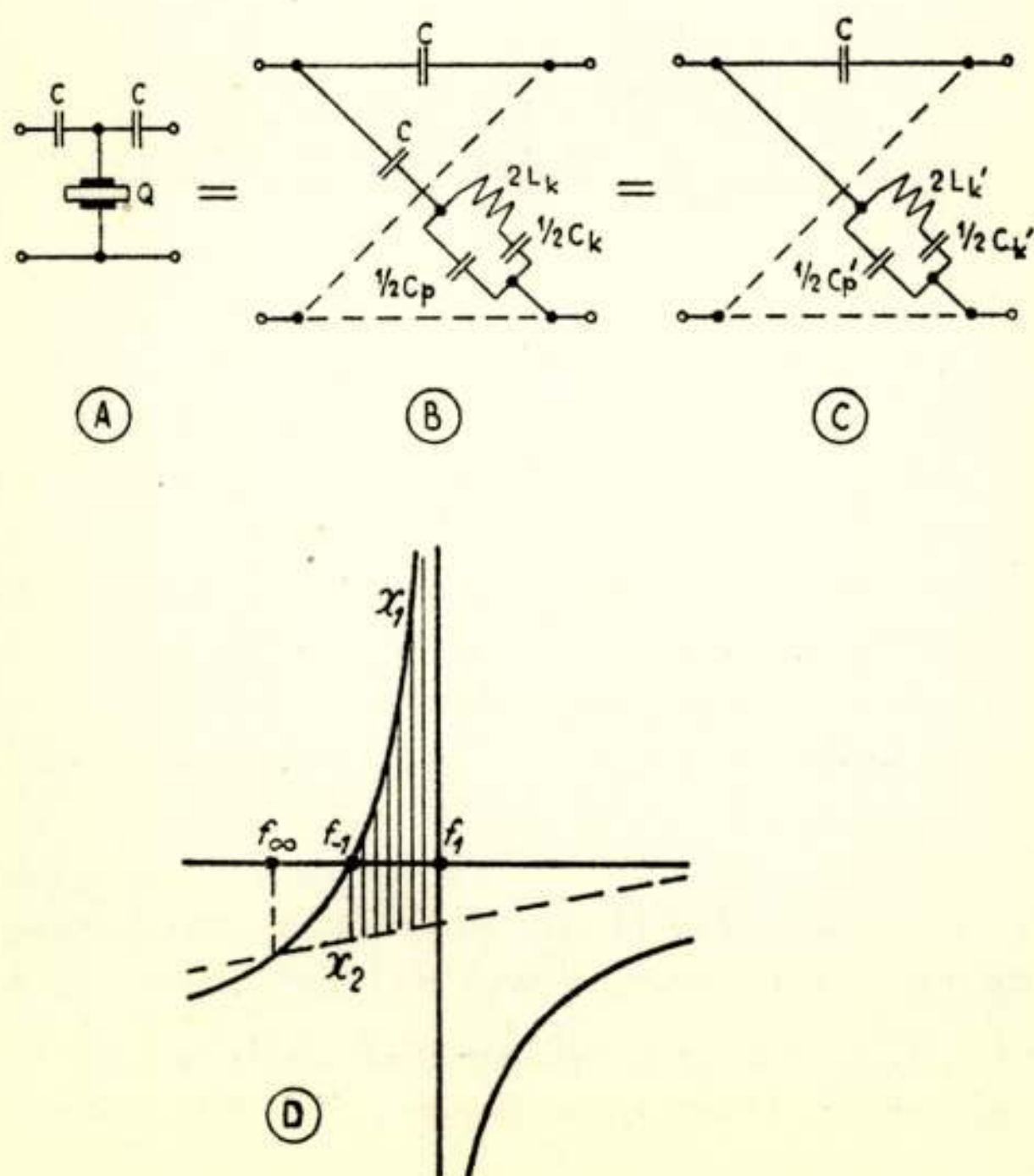


Fig. 4.

In figuur 3d is de dempingsfactor a getekend. Deze filterschakelingen behoren tot de eenvoudigste schakelingen, welke met kristallen mogelijk zijn. Ze zijn van het type met maximale relatieve bandbreedte $1/2a$. Hierbij moeten we opmerken, dat de factor a hier groter is dan de theoretische minimale waarde 131, omdat, zoals uit de transformatie van de ongebalanceerde schakelingen a naar de gebalanceerde schakelingen b blijkt, de condensator C parallel aan of in serie met het kristal komt. Deze schakelingen kunnen dan ook alleen toegepast worden voor zeer smalle filters. Het gehele kristal filter is nu opge-

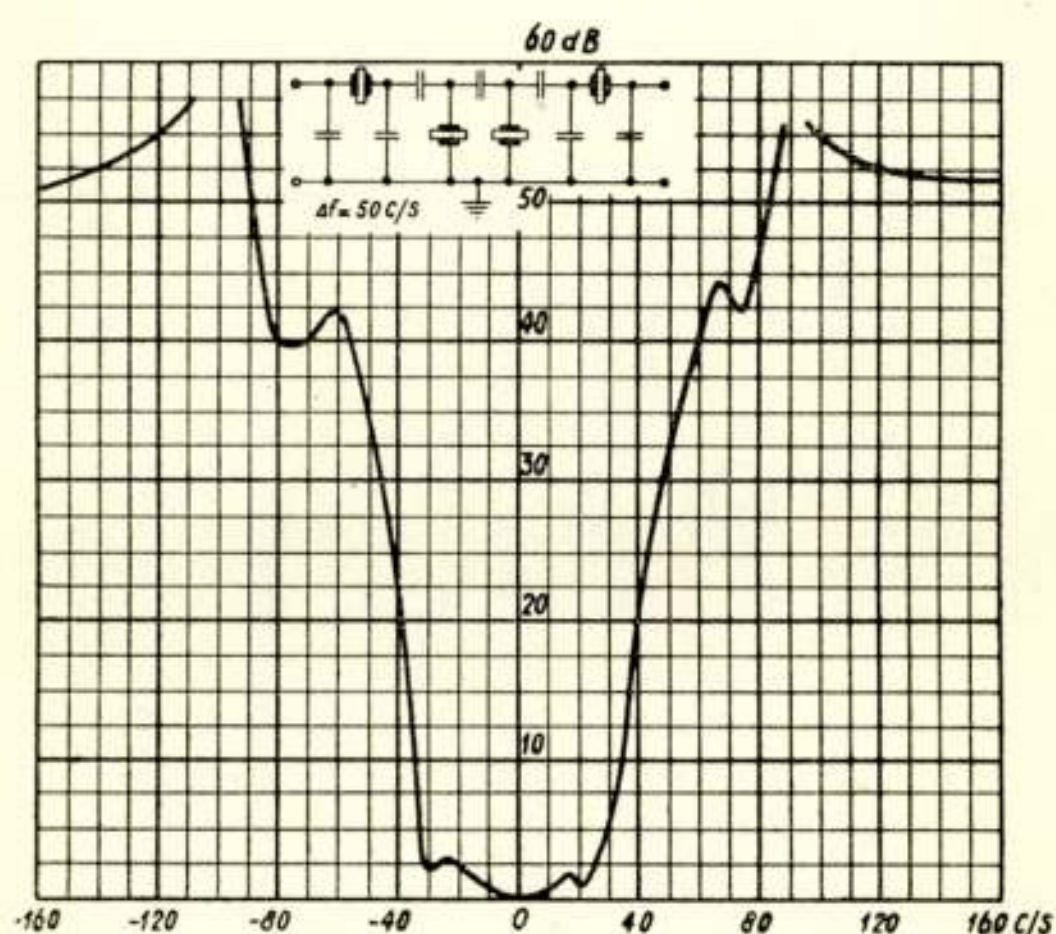


Fig. 5.

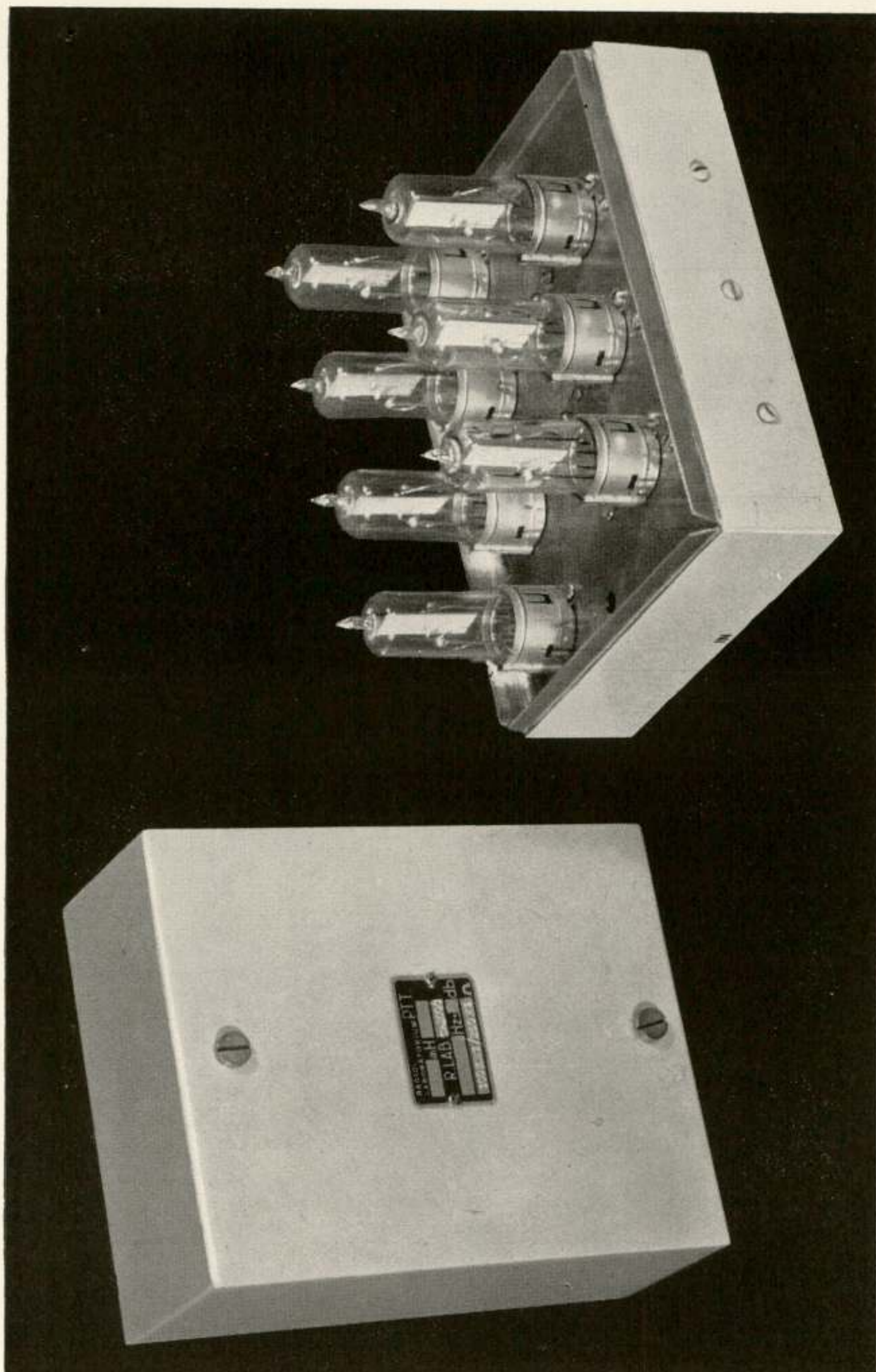
bouwd uit twee secties volgens figuur 3a en twee secties volgens figuur 4a in cascade. Aangezien we het filter afsluiten met constante weerstanden en niet met de spiegelbeeldimpedanties Z , zal de werkelijke damping afwijken van de theoretische damping a en wel des te meer naarmate we minder filtersecties in serie hebben geschakeld en naarmate de afsluitweerstand afwijkt van de spiegelbeeldimpedantie Z^1).

In figuur 5 is de gemeten tussenschakeldamping van dit filter getekend.

c. Het filter met 250 Hz bandbreedte is met bovengenoemde schakeling niet te realiseren, wel met het filtertype met maxi-

¹⁾ Zie b.v. J. F. Schouten. Telefoniefilters en de invloed van afsluiting en van verliezen op hunne eigenschappen. T.N.R.G. November 1945. pag. 109.





100 kHz kristalfilter, 250 Hz bandbreedte (bovenaanzicht).

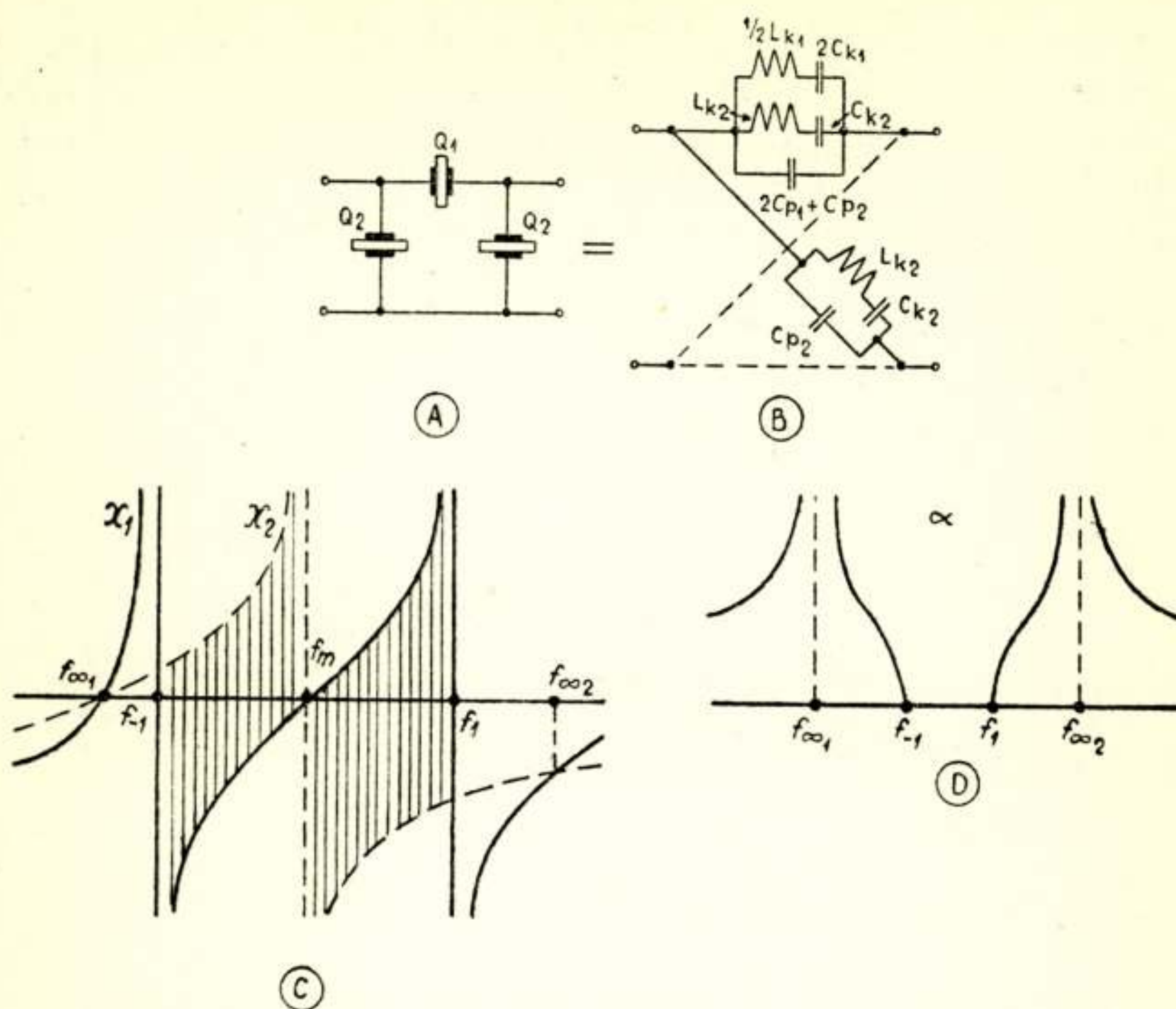


Fig. 6.

male bandbreedte $1/a$ in ongebalanceerde uitvoering volgens figuur 6a. Om een z.g. confluent bandfilter te krijgen moet de serieresonantiefrequentie van Q_1 samenvallen met de parallel-

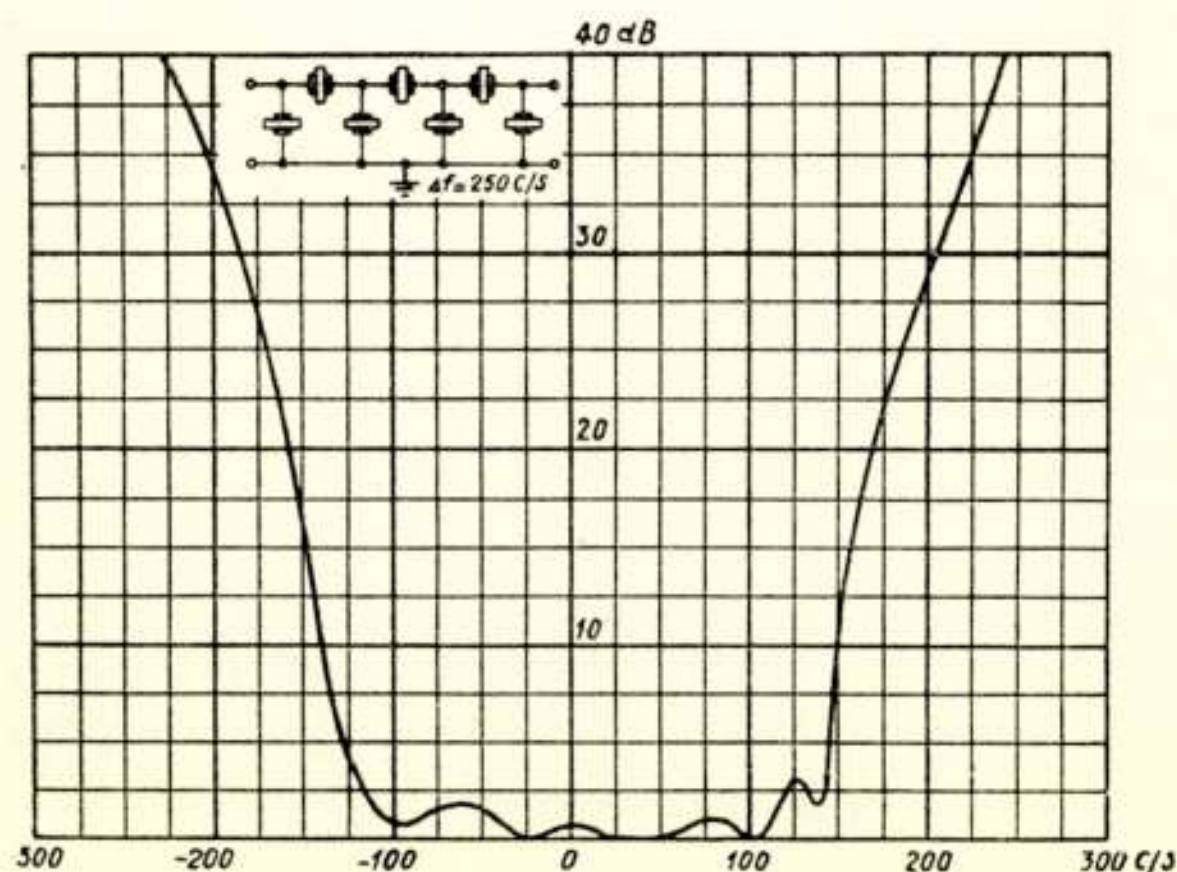


Fig. 7.

resonantiefrequentie van Q_2 . Het doorlaatgebied loopt van f_{-1} tot f_{+1} , terwijl er nu twee punten van oneindige demping ontstaan n.l. $f_{\infty 1}$ en $f_{\infty 2}$. Van dit filtertype is de maximale bandbreedte $1/a$, doch tengevolge van de ongebalanceerde schakeling is de praktisch bereikbare bandbreedte aanmerkelijk kleiner. Een bandbreedte van 250 Hz is dan ook het maximum wat we met dit type kunnen bereiken. In figuur 7 is de tussenschakeldamping van het gehele filter, bestaande uit drie identieke secties volgens figuur 6a in serie, getekend.

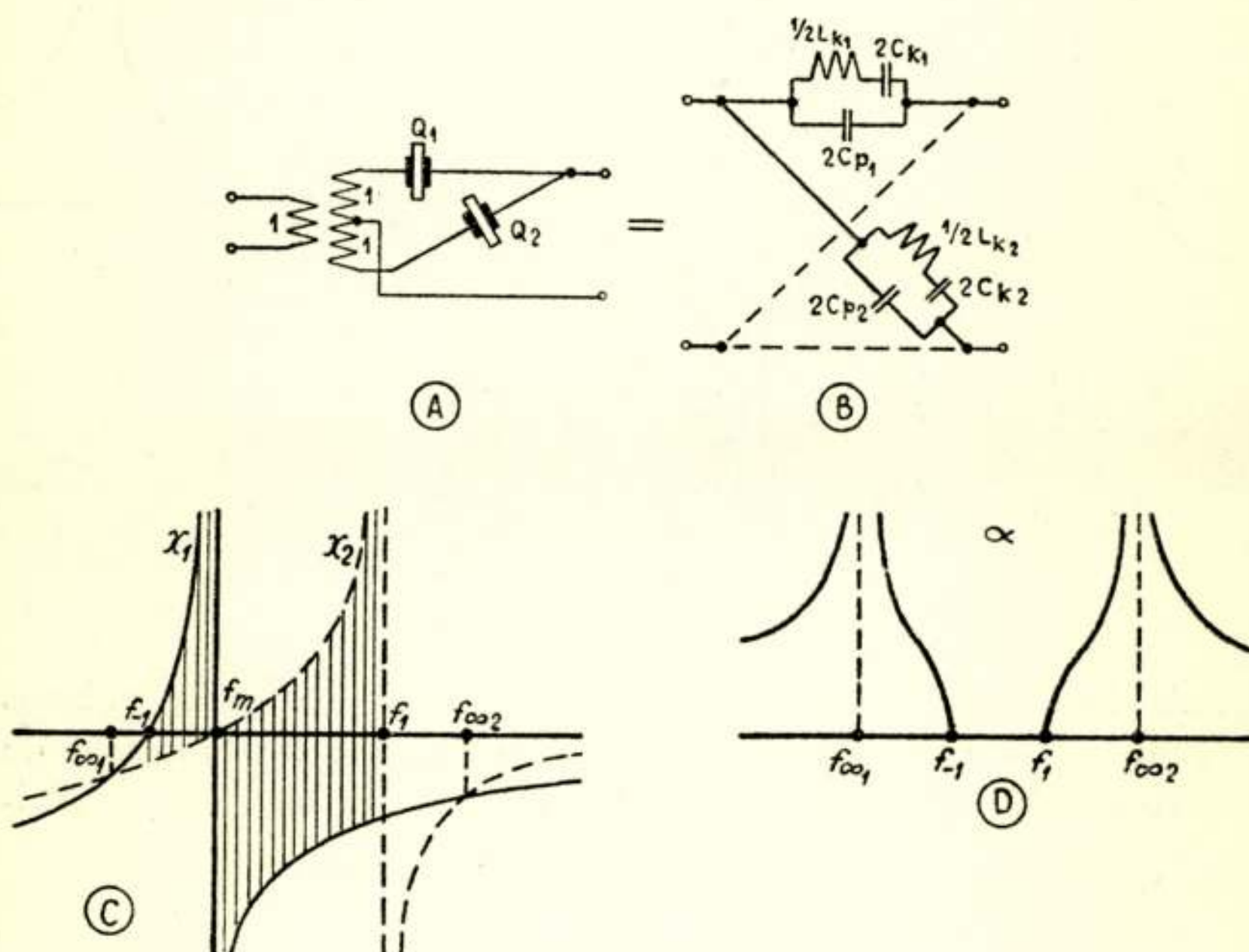
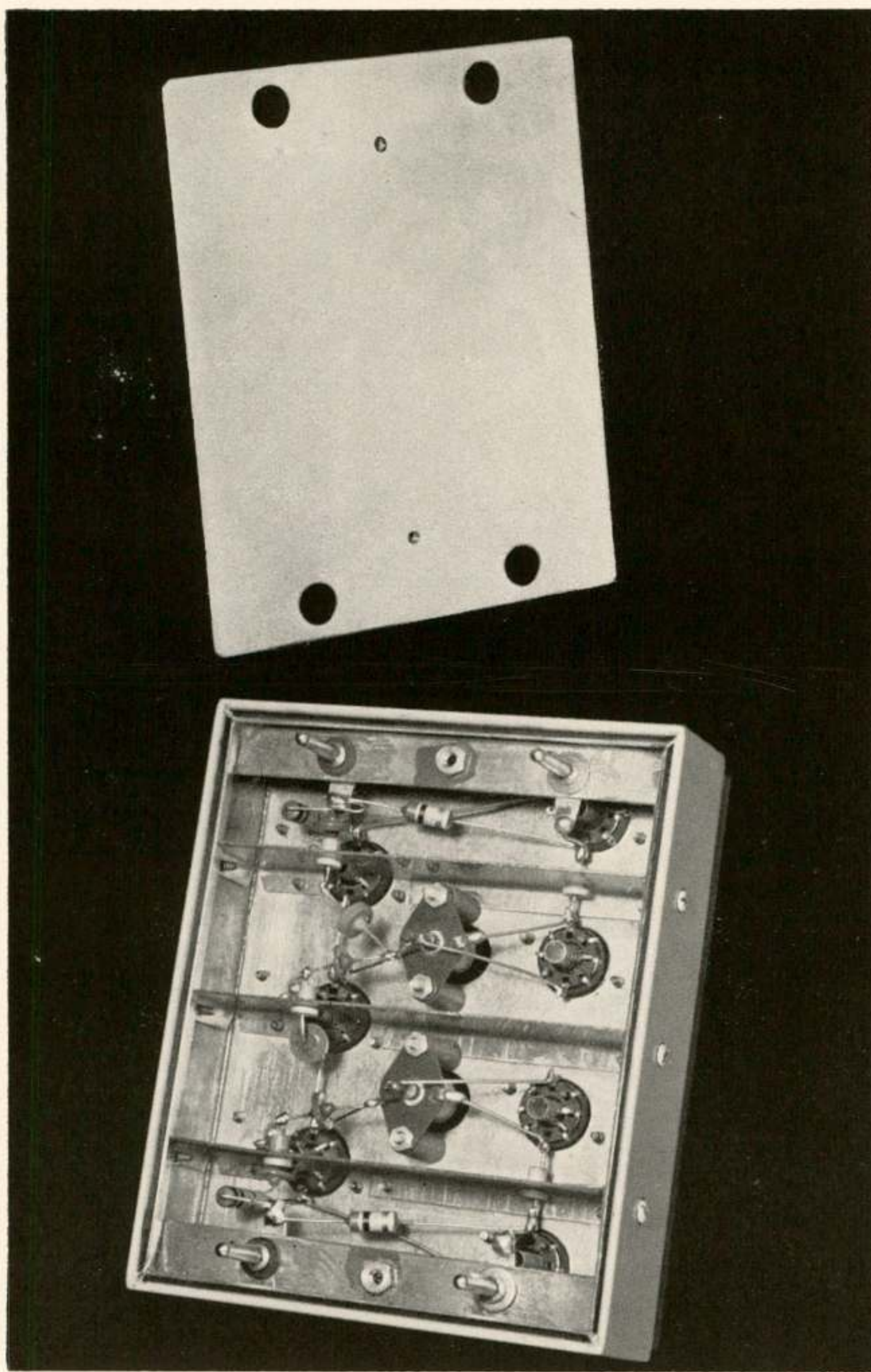


Fig. 8.

d. Het filter met 500 Hz bandbreedte is alleen in gebalanceerde vorm uitvoerbaar. We kozen hiervoor een schakeling volgens figuur 8a, welke overeenkomt met het brugfilter van figuur 8b.

De maximale bandbreedte is nu $1/a$, onafhankelijk van het dempingsverloop. Een bandbreedte van 500 Hz is het maximum wat we met dit filter kunnen bereiken. Hoewel het theoretische maximum 760 Hz bedraagt, worden we nu nog beperkt door de parasitaire capaciteiten en door het oplopen van de tussenschakeldamping aan de randen van het doorlaatgebied. In fig. 9



100 kHz kristalfilter, 250 Hz bandbreedte (onderaanzicht).



is de tussenschakeldemping van het gehele filter, bestaande uit twee secties volgens figuur 8a getekend.

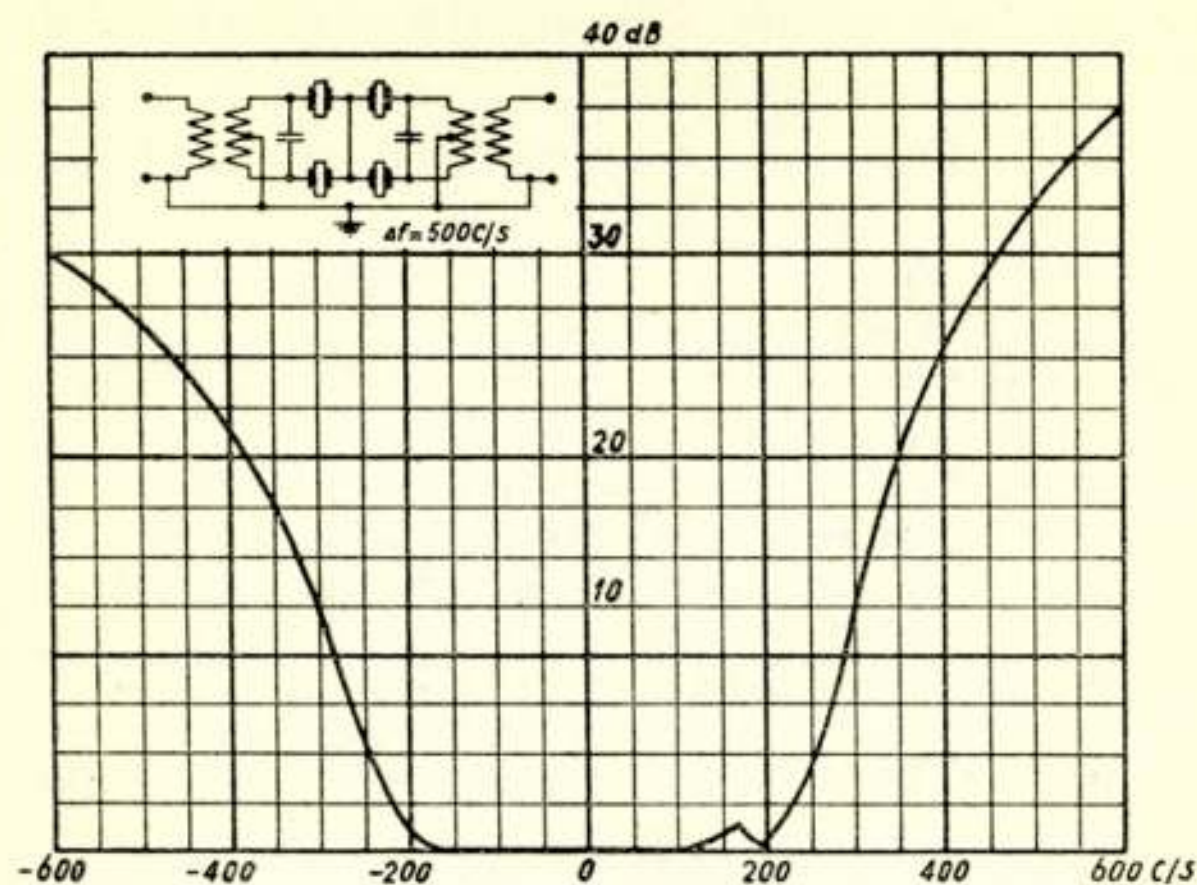


Fig. 9.

e. Het filter met 1500 Hz bandbreedte is alleen uitvoerbaar met spoelen en kristallen. We kozen hiervoor de ongebalan-

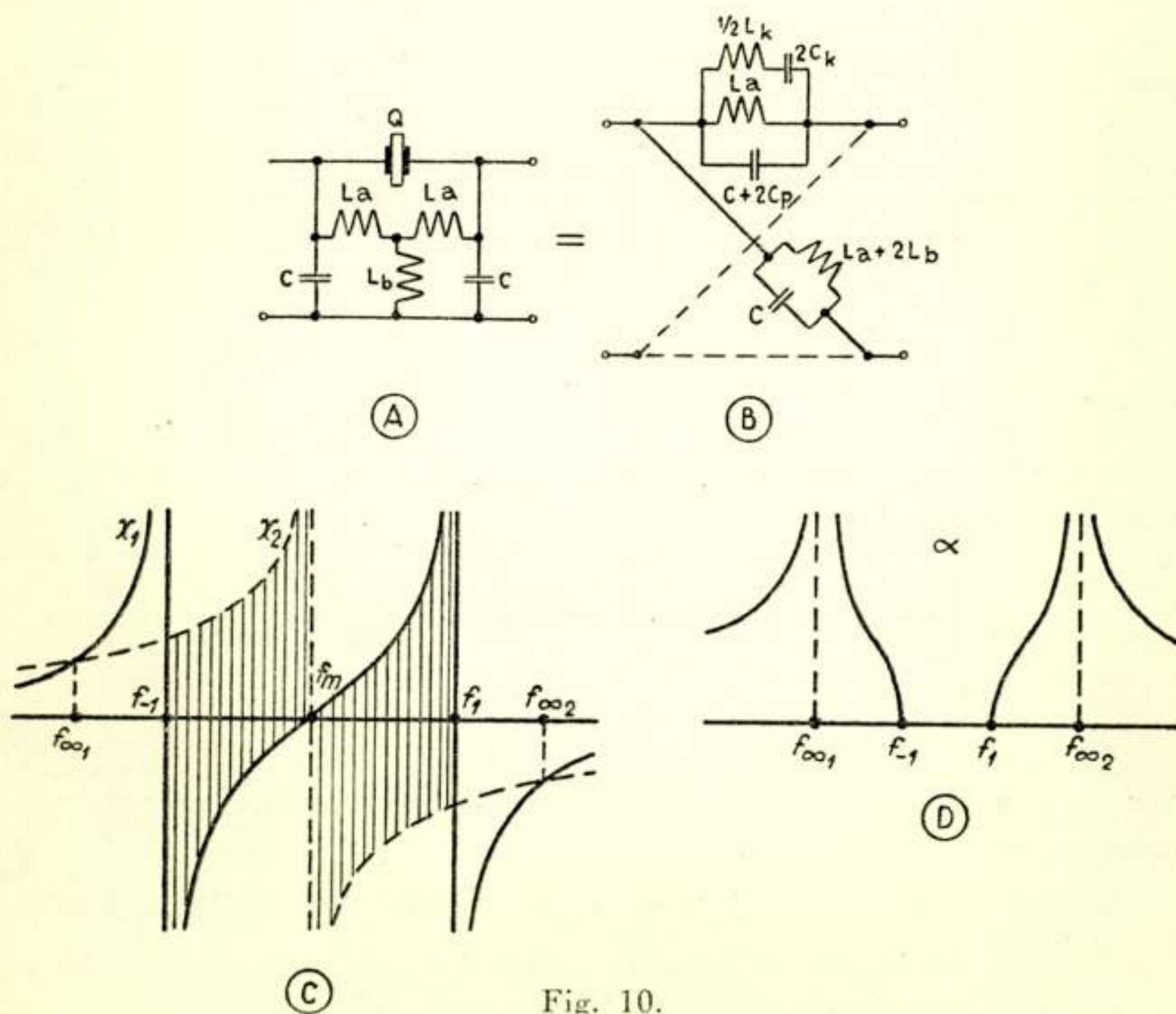


Fig. 10.

ceerde schakeling van figuur 10a, welke is aangegeven door Mason.¹⁾

Indien de parallelresonantiefrequentie van de kring, bestaande uit $L_a + 2L_b$ en C , samenvalt met de serieresonantiefrequentie van het kristal, krijgen we weer een „confluent” bandfilter van

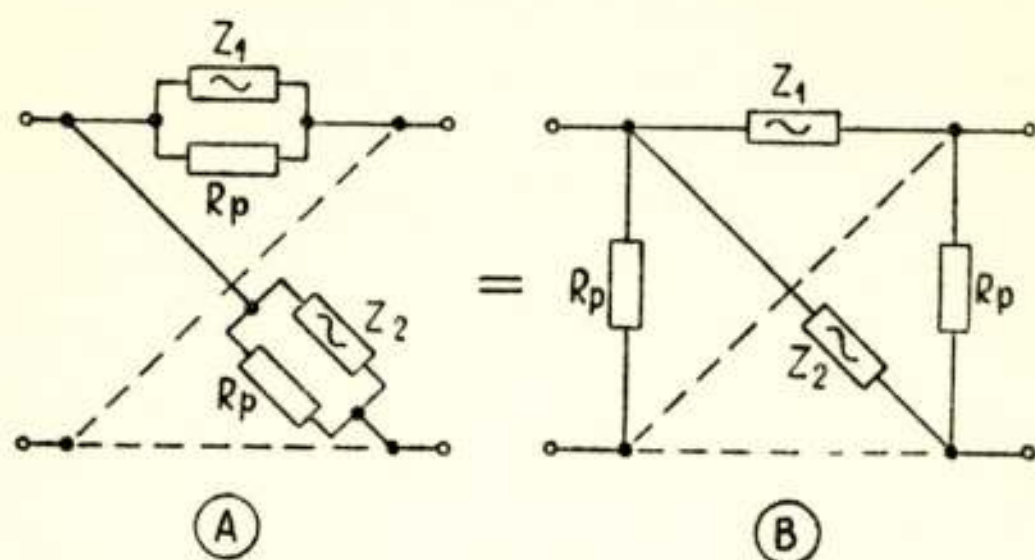


Fig. 11.

dezelfde dempingsklasse als de beide voorgaande filters, maar met een maximale relatieve bandbreedte van de grootte orde $\frac{1}{\sqrt{\alpha}}$. Evenals bij de vorige ongebalanceerde schakelingen is ook

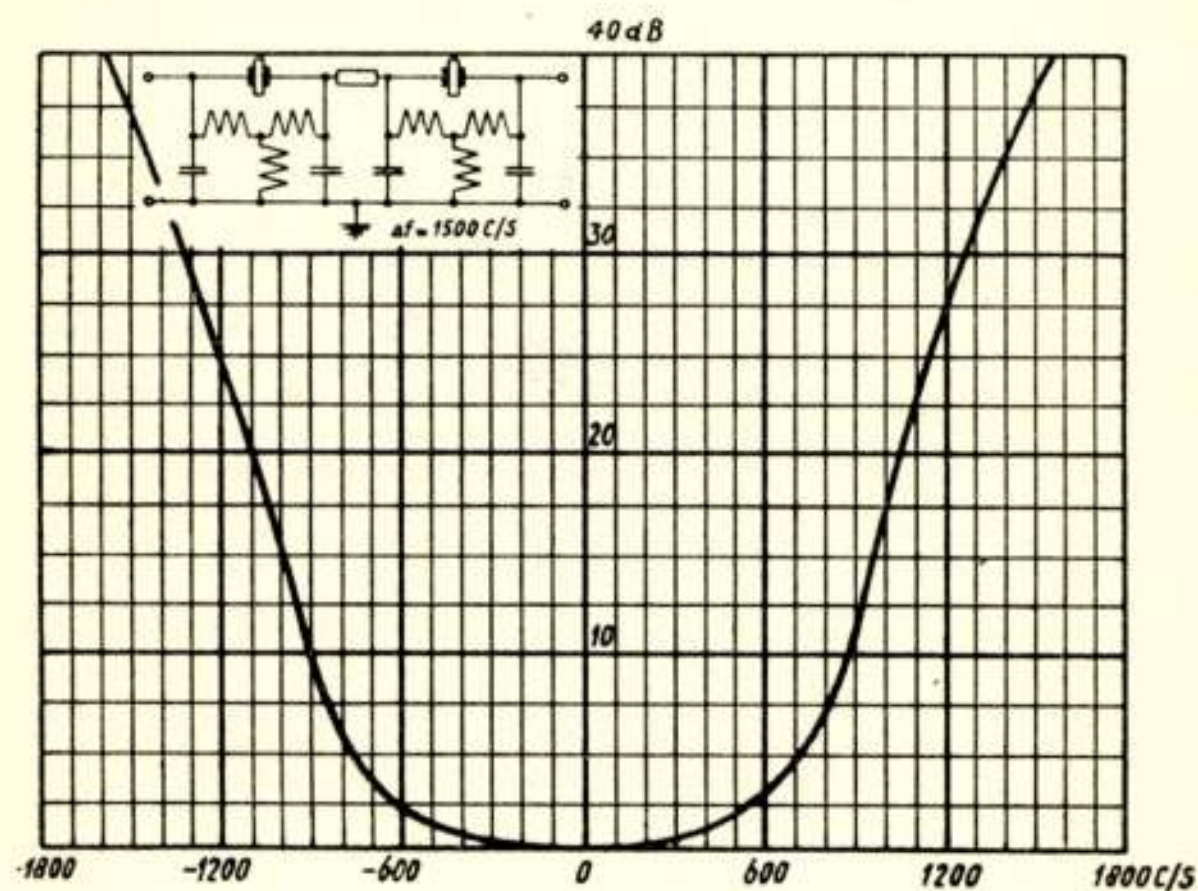


Fig. 12.

hier de maximale bandbreedte afhankelijk van de dempingsparameters.

De verliezen in de spoelen kunnen gecompenseerd worden

¹⁾ W. P. Mason. Resistance Compensated Band -Pass Crystal Filters for Use in Unbalanced Circuits. B.S.T.J. 16. p. 423. October 1937.

door in serie met L_b een extra weerstand aan te brengen zo, dat de verliesweerstand, voorgesteld als parallel-weerstand, van L_a en $L_a + 2L_b$ gelijk worden. In figuur 11 is aangegeven op welke wijze deze verliesweerstand buiten het filter getransformeerd kunnen worden, waar zij deel uitmaken van de afsluitweerstand. Dit gaat echter alleen op zolang de verliesweerstand R_p groter is dan de afsluitweerstand. Het blijkt, dat deze voorwaarde aanleiding geeft tot een minimale relatieve bandbreedte, welke bij benadering gelijk is aan $1/Q$.

In figuur 12 is de gemeten tussenschakeldemping getekend van een filter bestaande uit twee secties volgens figuur 10a, waarbij de verliezen zijn gecompenseerd en de filtersecties onderling zijn aangepast met een weerstandssectie.

4. Formules.

Bij de berekening van de formules gaan we uit van de aequivalente brugschakelingen. We drukken de impedanties Z_1 en Z_2 uit in de serie- en parallelresonantiefrequenties, volgens het theorema van Forster. Uit Z_1 en Z_2 vinden we dan de spiegelbeeldimpedantie Z en de dempingsfunctie $\text{Cotgh } \frac{\theta}{2}$.

Uit de laatstgenoemde functie volgt het verband tussen de dempingsfactor α en de cirkelfrequentie ω . Hierin komen nog een of meer parameters voor, welke het dempingsverloop bepalen. Door toepassing van een frequentietransformatie wordt de parameterbepaling eenvoudiger. Voor de schakelingen van fig. 3a en fig. 4a voeren we een middenfrequentie f_m in door:

$$\omega_m^2 = \frac{\omega_{+1}^2 + \omega_{-1}^2}{2} \quad (1)$$

We passen nu de volgende frequentietransformatie toe.¹⁾

$$\Omega = \frac{\omega^2 - \omega_m^2}{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2} \quad (2)$$

Hierdoor wordt het doorlaatgebied, gelegen tussen ω_{-1} en ω_{+1} op de Ω -as afgebeeld tussen -1 en $+1$. De middenfrequentie f_m wordt afgebeeld in de oorsprong, het punt van oneindige

¹⁾ W. Cauer. Theorie der Linearen Wechselstrom-schaltungen, I Bd. Leipzig 1941, pag. 298.

damping komt overeen met Ω_∞ . De dempingsfunctie voor de genoemde schakelingen wordt nu in genormeerde vorm:

$$\operatorname{tgh} \frac{\Theta}{2} = \sqrt{k} \sqrt{\frac{\Omega - 1}{\Omega + 1}} \quad (3)$$

Hierin komt één dempingsparameter k voor. Het verband tussen de dempingsparameter k en het punt van oneindige damping luidt:

$$k = \frac{\Omega_\infty - 1}{\Omega_\infty + 1} \quad \Omega_\infty = \frac{1 + k}{1 - k}$$

Voor de schakeling 3a is $k < 1$, voor 4a is $k > 1$.

De spiegelbeeldimpedantie in beide gevallen, voor frequenties in de omgeving van f_m , is gelijk aan

$$Z = Z_m \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}} \quad (4)$$

Uit de parameters k en Z_m en de grensfrequenties ω_1 en ω_{-1} zijn alle elementen op eenvoudige wijze te bepalen.

De formules zijn in de volgende tabel verenigd.

TABEL 1.	
Schakeling 3a. $k < 1$	Schakeling 4a. $k > 1$
$L_k = \frac{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}$	$L_k = \frac{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2} \left(\frac{k - 1}{2k} \right)^2$
$C_k = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}{2 \omega_m Z_m \sqrt{k} \omega_{-1}^2}$	$C_k = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_{-1}^2}{2 \omega_m Z_m \sqrt{k} \omega_\infty^2} \left(\frac{2k}{k - 1} \right)^2$
$C_p = \frac{1 - k}{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}$	$C_p = \frac{2 \sqrt{k}}{\omega_m Z_m (k - 1)}$
$C = \frac{\sqrt{k}}{\omega_m Z_m}$	$C = \frac{\sqrt{k}}{\omega_m Z_m}$

De maximale relatieve bandbreedte volgt uit de voorwaarde

$$\frac{C_p}{C_k} \geq a$$

waarin a de minimale verhouding (131) aangeeft.

Uit bovenstaande formules vinden we bij benadering voor de relatieve bandbreedte $\frac{\Delta f}{f_m}$:

$$\frac{\Delta f}{f_m} \leq \frac{1}{2a}(1-k) \quad \text{resp.} \quad \frac{\Delta f}{f_m} \leq \frac{1}{2a}\left(1 - \frac{1}{k}\right) \quad (5)$$

Hieruit zien we dat we de dempingsparameter k niet willekeurig kunnen kiezen.

De vier secties van dit filter zijn ontworpen met de volgende gegevens:

$$\Delta f = 75 \text{ Hz}, \quad Z_m = 53000 \, \Omega \quad \text{en} \quad k = 4,0 \quad 1,8 \quad 0,55 \quad \text{en} \quad 0,25.$$

Bij de overige filterschakelingen nemen we ook betrekking (1) aan. Dit betekent, dat we een symmetrievoorwaarde invoeren, waardoor het aantal dempingsparameters van twee tot een wordt gereduceerd. Door de frequentietransformatie (2) vinden we als genormeerde dempingsfunctie voor alle overige schakelingen:

$$\tanh \frac{\theta}{2} = \sqrt{k} \frac{\Omega}{\sqrt{\Omega^2 - 1}}. \quad (6)$$

De punten van oneindige demping $\omega_{\infty 1}$ en $\omega_{\infty 2}$ komen nu overeen met $-\Omega_{\infty}$ en $+\Omega_{\infty}$, het verband met de parameter k is nu:

$$k = \frac{\Omega_{\infty}^2 - 1}{\Omega_{\infty}^2} \quad \Omega_{\infty} = \frac{1}{\sqrt{1 - k}} \quad k < 1$$

De spiegelbeeldimpedanties zijn wel verschillend. In de tabellen 2 t/m 4 zijn de formules voor de elementen, de spiegelbeeldimpedantie in de omgeving van f_m en de maximale relatieve bandbreedten aangegeven.

TABEL 2.

Formules schakeling fig. 6a.

$$L_{k_1} = \frac{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}$$

$$L_{k_2} = \frac{\omega_m Z_m (1 - k)}{(\omega_{+1}^2 - \omega_m^2) \sqrt{k}}$$

$$C_{k_1} = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}{2 \omega_m^3 Z_m \sqrt{k}}$$

$$C_{k_2} = \frac{(\omega_{+1}^2 - \omega_m^2) \sqrt{k}}{\omega_m Z_m (1 - k) \omega_{\infty 1}^2}$$

$$C_{p_1} = \frac{\sqrt{1 - k}}{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}$$

$$C_{p_2} = \frac{\sqrt{k}}{\omega_m Z_m \sqrt{1 - k}}$$

$$Z = Z_m \frac{\Omega + \Omega_{\infty}}{\Omega_{\infty}} \frac{1}{\sqrt{1 - \Omega^2}}$$

$$\frac{\Delta f}{f_m} \leq \frac{1}{a} \cdot \sqrt{1 - k}$$

De drie secties van dit filter zijn ontworpen met de volgende gegevens : $\Delta f = 300 \text{ Hz}$ $Z_m = 66200 \Omega$ $k = 0,65$.

TABEL 3.

Formules schakeling fig. 8a.

$$L_{k_1} = \frac{2 \omega_m Z_m}{(\omega_{+1}^2 - \omega_m^2) \sqrt{k}}$$

$$L_{k_2} = \frac{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}$$

$$C_{k_1} = \frac{(\omega_{+1}^2 - \omega_m^2) \sqrt{k}}{2 \omega_m Z_m \omega_{-1}^2}$$

$$C_{k_2} = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}{2 \omega_m^3 Z_m \sqrt{k}}$$

$$C_{p_1} = \frac{\sqrt{k}}{2 \omega_m Z_m}$$

$$C_{p_2} = \frac{1}{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}$$

$$Z = Z_m \sqrt{\frac{1 + \Omega}{1 - \Omega}}$$

$$\frac{\Delta f}{f_m} \leq \frac{1}{a}$$

De gegevens van de twee secties van dit filter zijn :

$$\Delta f = 600 \text{ Hz} \quad Z_m = 13500 \Omega \quad k = 0,7 \quad k = 1,0.$$

TABEL 4.

Formules schakeling fig. 10a.

$$L_k = \frac{2 \omega_m Z_m \sqrt{k}}{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}$$

$$L_a = \frac{\omega_m Z_m \sqrt{k} (\omega_{+1}^2 - \omega_m^2)}{\omega_{-1}^2 \omega_{+1}^2}$$

$$C_k = \frac{\omega_{+1}^2 - \omega_m^2}{2 \omega_m^3 Z_m \sqrt{k}}$$

$$L_b = Z_m \frac{(\omega_{+1}^2 - \omega_m^2)}{2 \omega_m^3 \sqrt{k}} \left(1 - k \frac{\omega_m^4}{\omega_{-1}^2 \omega_{+1}^2} \right)$$

$$C_p = \frac{\omega_m (1 - k)}{2 Z_m \sqrt{k} (\omega_{+1}^2 - \omega_m^2)}$$

$$C = \frac{\omega_m \sqrt{k}}{Z_m (\omega_{+1}^2 - \omega_m^2)}$$

$$Z = Z_m \frac{1}{\sqrt{1 - \Omega^2}}$$

$$\frac{\Delta f}{f_m} \leq \frac{1}{\sqrt{a}} \sqrt{1 - k}$$

De minimale bandbreedte volgt uit de voorwaarde dat de parallelverliesweerstand van L_a groter moet zijn dan de afsluitweerstand. De afsluitweerstand is minstens gelijk aan Z_m . Stellen we de spoelkwaliteit Q , dan moet voldaan zijn aan

$$R_p = \omega_m Q L_a > Z_m$$

Met enige benaderingen vinden we hieruit

$$\frac{\Delta f}{f_m} > \frac{1}{\sqrt{k} Q}$$

De twee secties van dit filter zijn nu ontworpen met de volgende gegevens:

$$\Delta f = 1670 \text{ Hz} \quad k = 0,9$$

$$Z_m = 55000 \Omega \quad Q = 245$$

Discussie

Ir W. Lulofs: Wordt de doorlaatkromme in de praktijk niet nadelig beïnvloed als we het filter afsluiten met transformatoren omdat deze geen zuivere ohmse weerstand leveren?

Ir F. Maarleveld: Inderdaad is bij smalle filters een grote capacatieve component van de afsluiting funest. We kunnen de filters dan beter of met afgestemde transformatoren of via een spanningsdeler afsluiten.

Ir Rodenburg: Bij lage frequentie (100 kHz) en brede filters (1500 Hz en hoger) is de invloed van de afsluitimpedantie aan de randen veel groter dan de kwaliteit van het kwarts. Wat zijn dan de voordelen van het gebruik van kwarts?

M.: Bij welke relatieve bandbreedten dit het geval is zal afhangen van de filterschakeling. In ieder geval zal de stabiliteit beter zijn.

Ir J. Stolk: Telegrafietekens hebben het karakter van overgangverschijnselen. Daarbij speelt niet alleen de door U genoemde dempings-frequentie karakteristiek, maar ook de faze-frequentiekarakteristiek een rol. Hoe is dit in aanmerking genomen bij de dimensionering van Uw filters voor optimale weergave der telegrafie-impulsen.

M.: Indien we een frequentie inschakelen, welke in het midden van het doorlaatgebied ligt, blijkt de phase-ervorming klein te zijn t.o.v. de amplitude vervorming.¹⁾

Ir J. A. Grosjean: Na met belangstelling de uiteenzetting van de spreker gevolgd te hebben, wilde ik opmerken, dat door het toepassen van afgestemde kringen als afsluit-elementen voor kristalfilters, het mogelijk is om met minder kristallen dempingskarakteristieken als besproken te verkrijgen.

Als voorbeeld moge dienen, dat met een twee-kristallen bandfilter voor loodsfrequentie doeleinden bereikt is, op een frequentie van 60 kHz, een bandbreedte van 80 Hz voor een demping van 6 dB, 120 Hz voor 20 dB, 180 Hz voor 40 dB en 300 Hz voor 60 dB.

Voor de berekening van deze filters kan verwezen worden naar het artikel „Generalised Curves for the Design of the Two-Crystal Bandpass Filter” in „The Marconi Review”, Vol. IX, No. 2. April-June, 1946.

M.: Dat U met minder elementen kunt volstaan komt doordat Uw dempingskarakteristiek minder steil oploopt, niet door het toepassen van afgestemde kringen als afsluitelementen. Deze laatstgenoemde elementen gaan pas bij brede filters een rol spelen.

¹⁾ Volgens W. Küpfmüller (E.N.T. 1928 pag. 18) is de inslingertijd bij uitsluitend amplitude vervorming $\tau_1 = \frac{2\pi}{B}$, als B de bandbreedte van het filter is. Is er uitsluitend faze-vervorming dan is de inslingertijd $\tau_2 = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)_{\omega_m} - \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)_{\min}$, d.w.z. het verschil in looptijd tussen de seinfrequentie ω_m en de minimale looptijd. Indien nu, zoals in ons geval $\tau_2 \ll \tau_1$, dan zal de amplitude vervorming overwegen.

Octrooien

Openbaar gemaakt 15 Januari 1949:

- O. A. 87928, kl. 95f3. N.V. Philips. Schakeling voor versterken of in frequentie transformeren van elektrische trillingen, waarbij de versterking door steilheidsvariatie van de ontladingsbuis wordt geregeld en waarbij een zeker verband bestaat tussen een aanwezige tegenkoppeling en de versterking.
- O. A. 104736, kl. 95c2. Radio Corporation. Schakeling voor detectie van in frequentie gemoduleerde trillingen met verminderde gevoeligheid wanneer geen signaal ontvangen wordt.
- O. A. 116024, kl. 21a⁴52. Patelhold. Werkwijze voor het vervormen van een frequentieband van elektrische trillingen voor geheimhoudingsdoeleinden.
- O. A. 85768, kl. 95g3. Bell Telephone. Netwerk in de vorm van een in zich zelf gesloten, uit een overkruis verbonden coaxiale- of dubbel-draadsleiding opgebouwde lus, waarmee een ontkoppeling tussen een zender en een hierbij opgestelde ontvanger verkregen wordt.
- O. A. 125383, kl. 21a⁴73a. Western Electric. Schakelinrichting voor een diëlectrische golfgeleider.
- O. A. 95703, kl. 42g8e. Radio Corporation. Inrichting voor het opwekken van een volgens de omhullende van een signaalspanning verlopende spanning, in het bijzonder ten behoeve van de geluidsregistratie.
- O. A. 100324, kl. 95m10k. Radio Corporation. Inrichting voor het begrenzen van amplituden door middel van twee versterkersystemen, die onderling gekoppeld zijn door een galvanische koppeling tussen de kathoden en waarmee zowel de positieve als de negatieve helften van de wisselspanning worden begrensd.
- O. A. 125252, kl. 21a⁴9b. James Sayers & Charles Wright. Magnetron met een aantal anodesegmenten en een resonatorsysteem, bestaande uit een aantal trilholten waartussen koppelingen zijn aangebracht, ten einde ongewenste trillingsvormen te verhinderen.

Openbaar gemaakt 15 Februari 1949:

- O. A. 91218, kl. 21a⁴35b. Bell Telephone. Verbeterde schakeling voor compensatie van de in de uitgangskring van een door wisselstroom verhitte buis optredende bromtoon.
- O. A. 116813, kl. 21c47a8. N.V. Philips. Inrichting voor het opwekken van een in fase willekeurig regelbare spanning.

- O. A. 109872, kl. 95d2h. Western Electric. Versterker met negatieve terugkoppeling, waarbij genereren door onstabieleit van de versterker wordt onderdrukt.
- O. A. 93467, kl. 97cala2. Western Electric. Inrichting voor het automatisch op een vaste waarde regelen van het seinniveau in de ontvanketen van een seinoverdraagstelsel, werkende met ruststroom en werkseinen.
- O. A. 115553, kl. 95g3. Société industrielle des procédés Loth. Impedantie-inverterend netwerk met variabele reactanties.
- O. A. 105285, kl. 95a5f. N.V. Philips. Schakeling voor het stabiliseren van een oscillator, waarbij een regelspanning wordt opgewekt met behulp van een aantal gelijkrichters en condensatoren.
- O. A. 111869, kl. 95b2. N.V. Philips. Inrichting voor fasemodulatie van elektrische trillingen, waarbij de trillingen toegevoerd worden aan een netwerk met een aantal fasedraaiende cellen.

He.

Boekbespreking

H. Rens, Leerboek der radio-techniek. Deel I. 5e druk. Uitg. Kluwer, Deventer. Prijs f 12.50.

Van dit bekende leerboek der radiotechniek, bestemd voor hen, die zich voorbereiden voor de examens voor radiomonteur, radiotechnicus en radiotelegrafist, is van deel I de 5e druk verschenen. Dit deel behandelt de algemene grondslagen, waarmede een radiotechnicus op de hoogte moet zijn alvorens de eigenlijke radiotechniek met vrucht te kunnen bestuderen. Achtereenvolgens worden de grondbegrippen van electriciteit en magnetisme, de schakelingen bestaande uit weerstanden, zelfinducties en capaciteiten, wisselstromen en -spanningen, dynamo's, motoren en transformatoren, meetinstrumenten, microfoons en luidsprekers behandeld. Hierbij zijn hoofdzakelijk de eisen voor het examen-radiotechnicus in het oog gehouden; voor de beide andere genoemde categorieën gaat de behandeling hier en daar wat ver.

De uiteenzettingen zijn over het algemeen duidelijk en aangepast aan het ontwikkelingspeil der lezers, voor wie het bestemd is. De elementaire wiskundige onderwerpen, die voor de bestudering der radiotechniek op dit peil nodig zijn, worden behandeld bij de technische onderwerpen, waar zij worden toegepast. Deze wijze van behandeling biedt het voordeel, dat de wiskunde terstond aan praktische voorbeelden wordt toegelicht, en daardoor gemakkelijker wordt begrepen. Een nadeel is evenwel, dat een bepaald onderdeel der wiskunde moeilijker is terug te vinden. Bovendien is de behandeling der wiskunde erg beknopt. Ook wekt het soms de indruk, dat een bepaald wiskundig probleem zijn toepassingsgebied alleen vindt in een bepaald onderdeel der techniek. Zo wordt bv. de behandeling der logaritmen besproken bij de geluidsleer, waardoor de menig zou kunnen ontstaan, dat logaritmen (ook de db) alleen bij het geluid betekenis hebben, een menig, die inderdaad wel voorkomt.

Bij deze nieuwe druk is het werk herzien, waardoor het in bruikbaarheid heeft gewonnen. Thans is het eenhedenstelsel van Giorgi toegepast. De vraagstukken

aan het eind van ieder hoofdstuk zijn vermeerderd o.a. met examenvraagstukken van de laatste jaren.

Vooraf zij, die zich voorbereiden voor het examen radiotechnicus zullen van dit werk een nuttig gebruik kunnen maken. Van het 2e deel verscheen reeds de 3e druk; met belangstelling zien wij het verschijnen van het in vooruitzicht gestelde 3e en 4e deel tegemoet.

W.

Personalia

Prof. Dr Balth. van der Pol is benoemd tot erelid van het Nederlandsch Radiogenootschap.

Ontvangen Tijdschriften enz.

Journal of the Franklin Institute, Januari, Februari 1949.

Wireless Engineer, Februari, Maart 1949.

Nat. Bureau of Standards. Basic Radio Predictions for April, May, Juni 1949.

Electr. Communication, Vol. 25, Nr 3.

Ericsson Review, 1948. Nr. 4.

Radio Revue, Februari, Maart 1949.

De Ingenieur, Jrg 61, Nrs 4-12.

Tijdschrift voor Radiotechniek, Jrg 3, Nrs 2-3.