

MASTER

Een parametrische versterker voor lage frequenties

Claes, P.C.M.

Award date:
1965

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

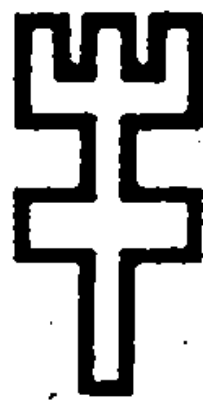
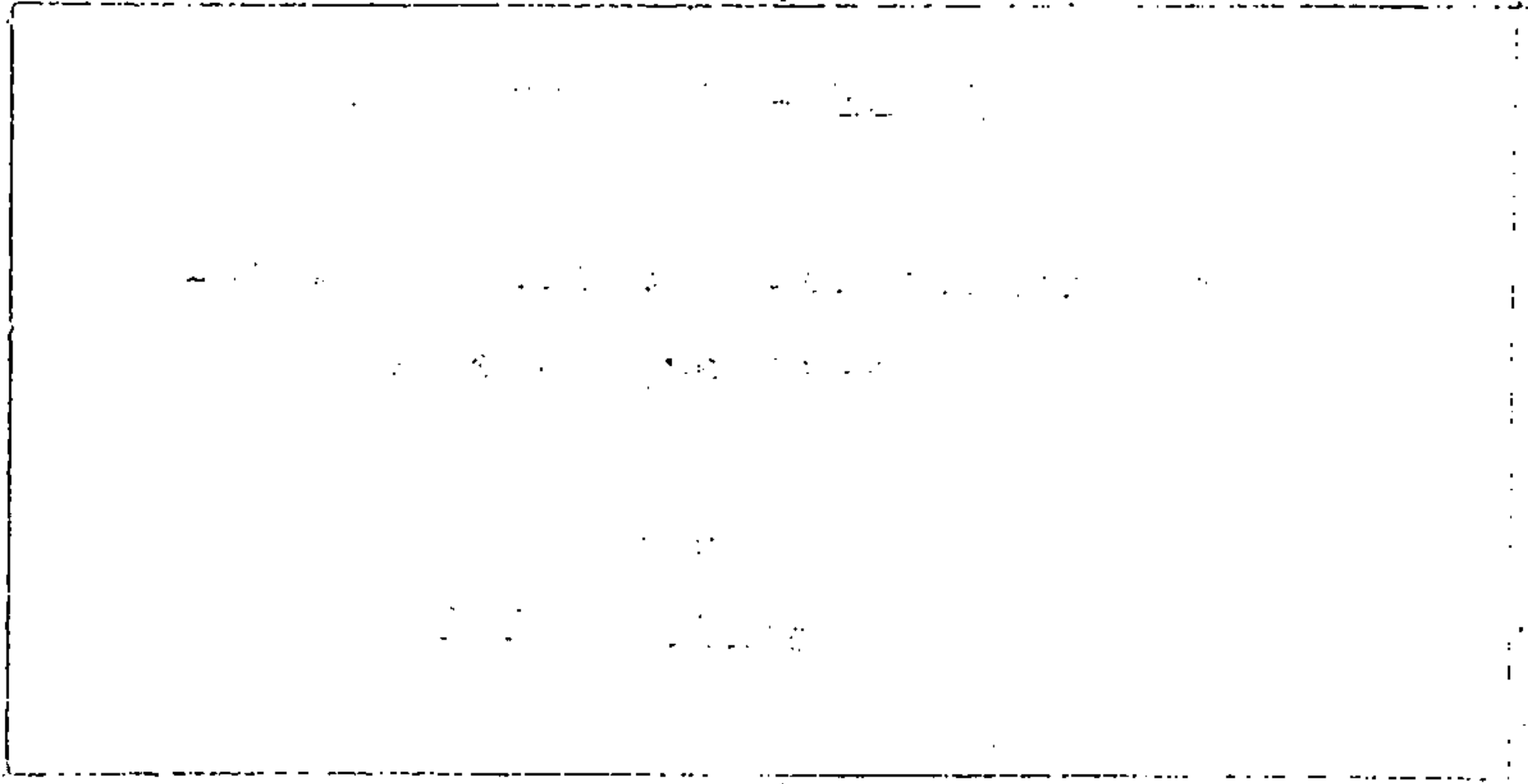
- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

FR
E
ELE

Technische Hogeschool Eindhoven

Afdeling Elektrotechniek

Groep ELEKTRONICA



Rapport 1965 - EEB I

Een Parametrische Versterker voor
Lage Frequenties

door

F.C.M. Claes

Afstudeerhoogleraar: Prof.Dr.J.J.Zaalberg van Zelst

Wetenschappelijk medewerker: Ir.J.H. van den Boorn

Januari 1965

Samenvatting

Dit rapport behandelt een parametrische versterker voor signalen met frequentie van 0 tot 2 MHz.

De versterker is uitgevoerd met in balans geschakelde varactor dioden. De frequentie van de gebruikte pompspanning is 57 MHz.

Met de experimentele versterker is een stabiele spanning-versterking van 20, dB bereikt met een bandbreedte van 2 MHz. De equivalente ruisweerstand is echter aanmerkelijk hoger dan theoretisch te verwachten.

Inhoud

	blz.
Samenvatting	1
I. Inleiding	3
II. Theoretische beschouwing van een parametrische versterker voor lage frequenties	5
II.1 Principe schema	5
II.2 De versterking	7
II.3 De ingangs admittantie	10
II.4 De bandbreedte	11
II.5 De equivalente ruisweerstand	13
II.6 Andere oorzaken voor vergroting van de ruisspanning	14
III. De experimentele uitvoering van de versterker	16
III.1 De varactor diode	16
III.2 De balans-transformator	19
III.3 De laag-frequent inkoppeling	23
III.4 De hoog-frequent uitkoppeling	24
III.5 De oscillator	25
III.6 De selectieve versterker	25
III.7 De detector	25
IV. Resultaten	26
IV.1 De versterking	26
IV.2 De equivalente ruisweerstand	28
IV.3 De bandbreedte	32
IV.4 De praktische uitvoering	34
Litteratuurlijst	36

I. Inleiding

In dit rapport zal een parametrische versterker behandeld worden die geschikt is voor het versterken van signalen met lage frequenties. Onder lage frequenties wordt hier verstaan dat er geen beperking is naar de laag-frequent zijde. In principe is het zelfs mogelijk gelijkstroom te versterken. Als versterkend element wordt er een varactor diode gebruikt. Omdat deze in sperrichting geschakeld is, mag men een geringe equivalente ruisweerstand van deze versterker verwachten. Het onderzoek is verricht naar aanleiding van het artikel: "Low-Frequency Reactance Amplifier" door J.R. Biard, (1). Hierin wordt vermeld dat met een pompfrequentie van 150 KHz een spanningsversterking van 20 à 30 dB is bereikt bij een bandbreedte van 0 - 1500 Hz. Als equivalente ruisweerstand wordt genoemd 1 k Ω .

De opdracht was om de bandbreedte te vergroten met behoud van de lage equivalente ruisweerstand.

Het vergroten van de bandbreedte is gerealiseerd door een hogere pompfrequentie te kiezen.

Het verschil met het ontwerp van J.R. Biard is nu: de verbindingsdraden vertegenwoordigen een eindige impedantie. Als gevolg hiervan ontstaan over de varactordiode spanningen met frequentie p en frequentie $2p$ (eventueel nog $3p$, $4p$ np), met ongelijke fasen.

Theoretisch kunnen we dit behandelen door aan de capaciteitscomponenten fasehoeken toe te kennen.

De resultaten van de theoretische beschouwing zijn gegeven onder in achtneming van deze fasehoeken, waaruit vooral de invloed van de fasehoeken op de versterking blijkt.

Voor de theoretische afleiding wordt verwezen naar "Theorie van de parametrische versterker voor lage frequenties" door Ir.J.M. van den Boorn en Ir. J. Dijk. (3)

In dit rapport wordt verder nog aandacht besteed aan de balustransformator, ingangsadmittantie en equivalente ruisweerstand. De bandbreedte van de versterker wordt behandeld en een mogelijkheid aangegeven om deze te vergroten. Vervolgens worden een aantal onderdelen van de experimentele uitvoering behandeld te weten: de varactordiode, de laagfrequent inkoppeling en de hoogfrequent uitkoppeling. Voor de hulpapparatuur, de oscillator en de selectieve versterker met detector, wordt naar recente publicaties verwezen. Tenslotte worden in het laatste hoofdstuk de resultaten samengevat. Als oorzaak van de grote equivalente ruisweerstand wordt hier genoemd de benodigde hulpapparatuur.

II Theoretische beschouwing van een parametrische versterker voor lage frequenties

II.1 Principe schema

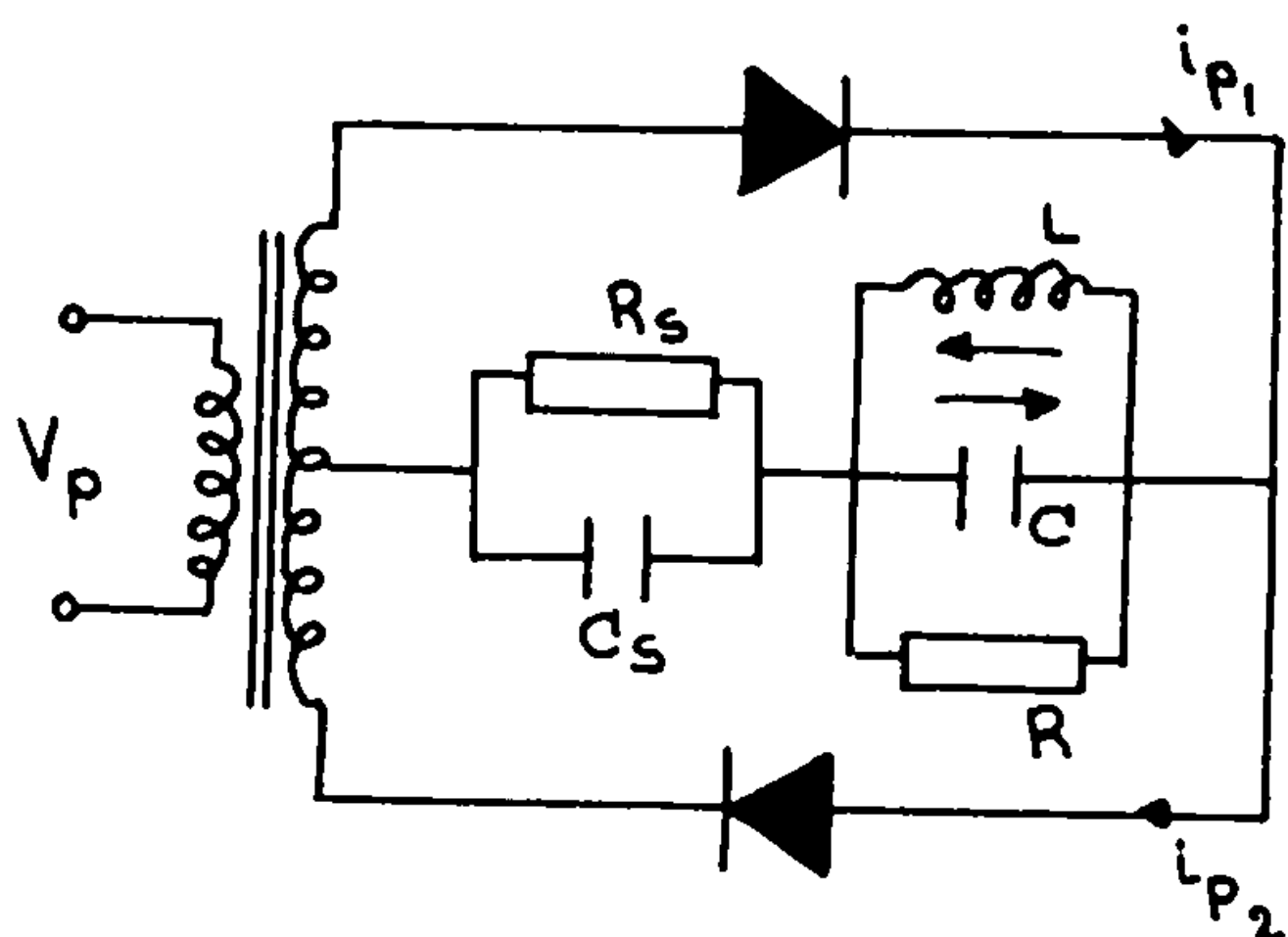


Fig. II.1

Tengevolge van de pompspanning V_p ontstaat over de dioden D_1 en D_2 een spanning met frequentie ν , de pompfrequentie. Indien de stromen i_{p1} en i_{p2} aan elkaar gelijk zijn dan zal over de LC-kring geen spanning ontstaan met frequentie ν . De condensator C_s vormt een kortsluiting voor de pompfrequentie. De gehele pompspanning die secundair over de balanstansformator staat, komt in dit geval over de varactordioden D_1 en D_2 . Hierdoor ontstaat een capaciteitsvariatie met frequentie ν en 2ν (eventueel nog 3ν , 4ν $n\nu$).

Indien $i_{p1} = i_{p2}$ zal tengevolge van het signaal met frequentie s en de capaciteitsvariatie met frequentie ν over de LC-kring een spanning ontstaan met frequentie $\nu + s$ en $\nu - s$. Dit gaat gepaard met vermogensversterking, de zogenaamde converterwerking.

Over de LC-kring ontstaat in dit geval een gemoduleerd signaal zonder draaggolf.

De capaciteitsvariatie met frequentie 2ν geeft het gedegenereerde karakter van de versterker. Dit komt tot uiting in het ontdeppen van de LC-kring, dus het vergroten van de weerstand R (3).

Omdat we uiteindelijk weer de beschikking willen hebben over het versterkte laagfrequent signaal, zal er gedetecteerd moeten worden. Het is daarom noodzakelijk dat $i_{p1} \neq i_{p2}$. In de praktijk wordt de draaggolf zo gering mogelijk gehouden (ongeveer 100 mV top-top). Daarom is detectie nog niet direct mogelijk.

Het van de parametrische versterker afkomstige signaal wordt eerst nog versterkt met een selectieve versterker. Daarna is detectie wel mogelijk.

Het blokschema wordt in fig. II.2 gegeven.

Het te versterken laagfrequent-signaal wordt beperkt door de mate van onbalans; indien het laagfrequent signaal te groot is kan over-moduleren optreden.

Ook mag het laagfrequent signaal niet in de grootte orde van de pompspanning komen omdat er anders capaciteitsvariatiës optreden met de signaalfrequentie.

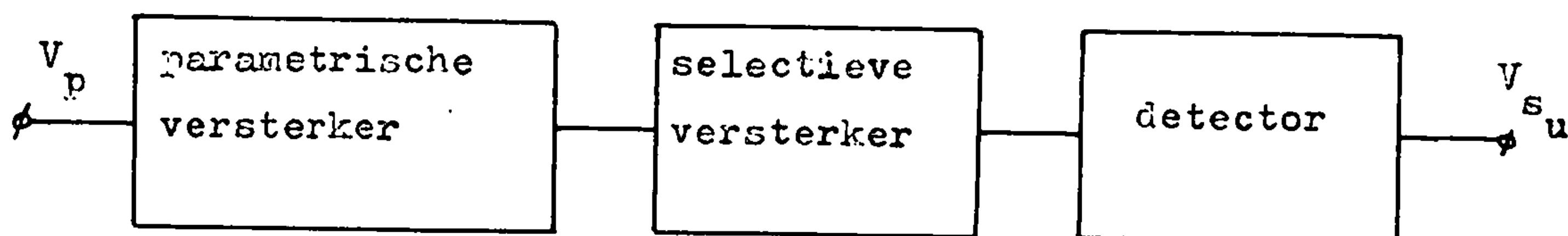


Fig. II.2

II.2 De versterking

Voor de capaciteit van een varactor diode als functie van de negatieve voorspanning geldt:

$$C = \frac{K}{(\phi - V)^{\frac{1}{n}}} \quad \text{met } 2 < n < 3 \quad (2) \quad (\text{II.1})$$

Hierin is K een constante

ϕ de contact potentiaal (silicium 1,1 volt;
germanium 0,7 volt).

V de aangelegde anodespanning.

Gaan we deze diode, vanuit een vaste instelling pompen met een wisselspanning V_p dan krijgen we een capaciteitsverloop als geschetst in fig. II.3.

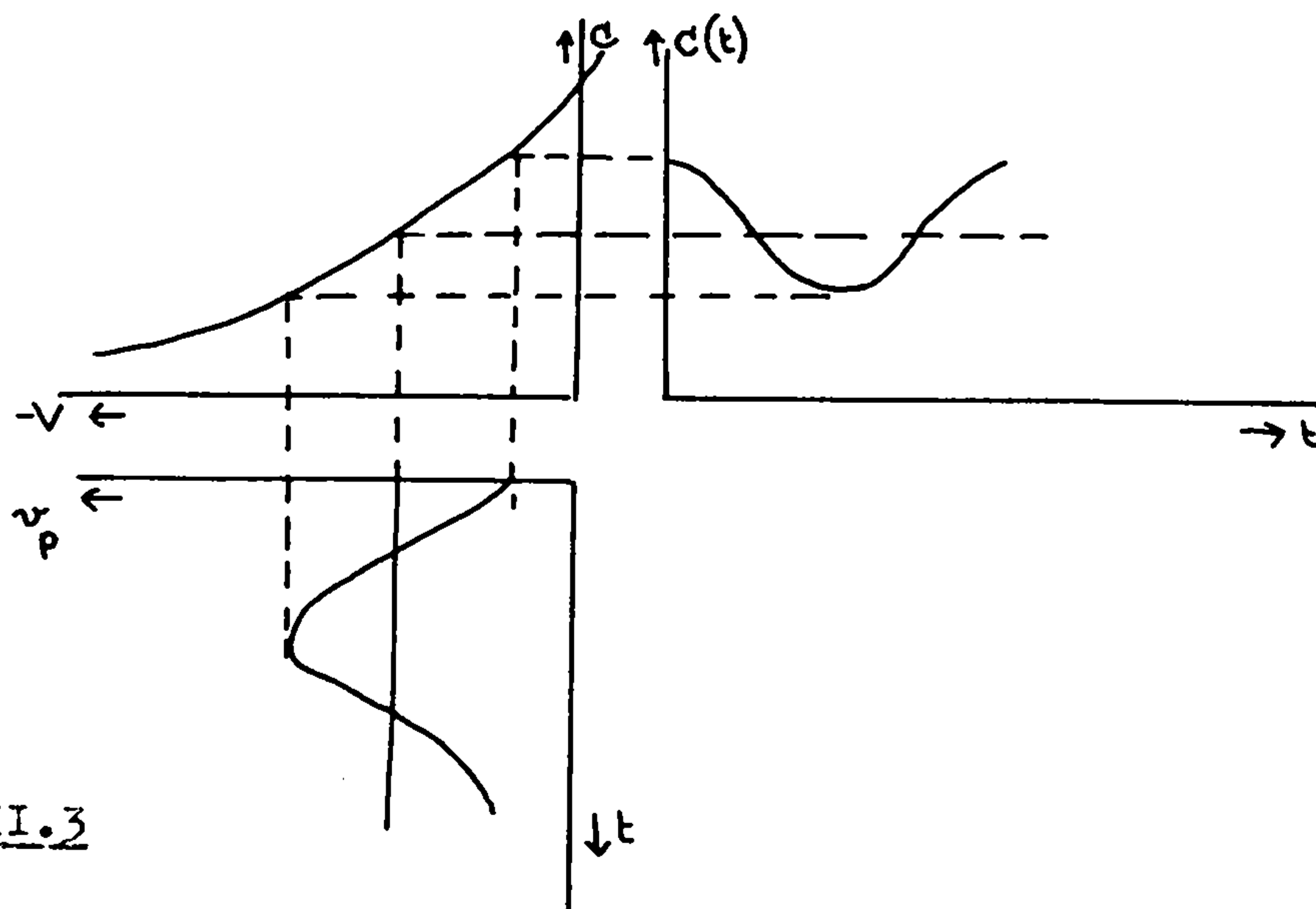


Fig. II.3

In dit geval is de capaciteitsvariatie te benaderen door:

$$C(t) = C_0 (1 + 2 \gamma_1 \cos pt + 2 \gamma_2 \cos 2 pt) \quad (\text{II.2})$$

Dit wordt ook verkregen door in (II.1) de pompspanning $v_p = V_p \cos pt$ in te vullen en Fourier reeksontwikkeling toe te passen. (2).

Tengevolge van de capaciteits componenten met frequentie p en $2p$ ontstaan er in de secundaire circuits van de balans-transformator stromen met frequentie p en $2p$. Bevinden zich in deze secundaire circuits parasitaire zelfinducties en serie weerstanden dan zullen er fase draaiingen ontstaan die verschillend zijn voor de stromen met frequentie p en $2p$. Dit heeft tot gevolg dat over de varactordiode geen enkelvoudig cosinusvormig signaal staat met frequentie p maar een signaal opgebouwd uit een component met frequentie p en een met frequentie $2p$, die een bepaalde fasehoek ten opzichte van elkaar hebben. Deze situaties kunnen we voorstellen door aan de capaciteitscomponenten fasehoeken φ_1 en φ_2 toe te kennen.

Dit geeft: (11)

$$C(t) = C_0 \left\{ 1 + 2 \gamma_1 (\cos pt + \varphi_1) + 2 \gamma_2 \cos(2pt + \varphi_2) \right\} \quad (\text{II.3})$$

Met behulp van deze formule is de versterking berekend.

De rekenwijze verloopt analoog aan die welke in de literatuur (3) is toegepast. We volstaan dan ook door de resultaten te geven.

Vergelijking (1) litt. (3) gaat over in:

$$\begin{bmatrix} I_2^* \\ I_1 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega_2 C_0 & -Y_1^* j\omega_2 C_0 & -Y_2^* j\omega_2 C_0 \\ Y_1 j s C_0 & j s C_0 & Y_1^* j s C_0 \\ V_2 j\omega_4 C_0 & Y_1 j\omega_4 C_0 & j\omega_4 C_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2^* \\ V_s \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Met: s is de hoekfrequentie van de signaalspanning

p is de hoekfrequentie van de pompspanning

$$\omega_4 = p + s$$

$$\omega_2 = p - s$$

$$Y_1 = \gamma_1 e^{j\varphi_1}; \quad Y_1^* = \gamma_1 e^{-j\varphi_1}; \quad Y_2 = \gamma_2 e^{j\varphi_2}; \quad Y_2^* = \gamma_2 e^{-j\varphi_2}$$

Voor de versterking in spanning vinden we:

$$A = 2 b_1 \sqrt{\frac{g_T^2 + b_2^2 + 2 b_2 g_T \sin(2\varphi_1 - \varphi_2)}{g_T^2 - b_2^2}} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{aligned} \text{met: } b_1 &= p C_0 \gamma_1 \\ b_2 &= p C_0 \gamma_2 \quad (\text{II.7}) \\ g_T &= \frac{1}{R} \end{aligned}$$

R is de parallelweerstand van de uitgangskring.

De fasehoeken φ_1 en φ_2 worden bepaald door het netwerk waarin de varactor dioden zijn opgenomen.

Aan vergelijking (II.6) kunnen we nog opmerken:

maximale versterking wordt verkregen als $\sin(2\varphi_1 - \varphi_2) = 1$.

Deze spanningsversterking bedraagt dan:

$$A_{\max} = \frac{2 b_1}{g_T - b_2} \quad (\text{II.8})$$

minimale versterking wordt verkregen als $\sin(2\varphi_1 - \varphi_2) = -1$.

De spanningsversterking bedraagt dan:

$$A_{\min} = \frac{2 b_1}{g_T + b_2} \quad (\text{II.9})$$

In de praktijk is vaak $b_1 \approx 3 b_2$. Berekenen we de versterking als $g_T = b_2$, dit betekent oscillatie in het geval $\sin(2\varphi_1 - \varphi_2) \neq -1$, dan vinden we voor de versterking uit formule (II.9):

$$A_{\min} = \frac{2 \cdot 3 b_2}{2 b_2} = 3$$

In dit geval is de spanningsversterking 3 x.

Experimenteel is gebleken dat bij pompen met een spanning, die bestaat uit een component met frequentie p en een component met frequentie 2p de versterking afhankelijk is van het faseverschil tussen deze twee componenten.

II.3 De ingangsadmittantie

Hiervoor vinden we:

$$Y_i = jsC_o + \frac{2j sp^2 C_o^3 \gamma_2 \gamma_1^2 \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + 2s^2 \gamma_1^2 C_o^2 \cdot \frac{1}{R}}{\frac{1}{R^2} - (p \gamma_2 C_o)^2} \quad (\text{II.10})$$

Voor de afleiding van deze formule zie (3).

Als $p \gg s$, dan zal $2 sp^2 C_o^3 \gamma_2 \gamma_1^2 \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) \gg 2s^2 \gamma_1^2 C_o^2 \cdot \frac{1}{R}$ mits $\cos(\varphi_2 - 2\varphi_1)$ nog aan bepaalde eisen voldoet.

We zien dat de ingangsadmittantie voornamelijk uit een imaginair gedeelte bestaat, wat overeenkomt met een capaciteit parallel aan de ingang. ($\frac{1}{R^2} > (p \gamma_2 C_o)^2$).

Dit kan de bandbreedte nadelig beïnvloeden, vooral als het te versterken signaal afkomstig is van een stroombron en een signaalweerstand wordt gebruikt.

II.4 De bandbreedte

Indien als uitkoppeling een bandfilter gebruikt wordt, is de bandbreedte van de versterker afhankelijk van de doorlaatkromme van het bandfilter.

Wordt als uitkoppeling een enkelvoudige kring gebruikt dan geldt hiervoor $2 \pi B R C = 1$.

Met: B is de bandbreedte bij de 3 dB punten

R is de parallel verlies weerstand

C is de afstemcapaciteit van de enkelvormige kring.

Voor de versterking geldt in het gunstigste geval, zie (II.8)

$$A_{\max} = \frac{2 b_1}{g_T - b_2} \quad \text{met } g_T = \frac{1}{R}$$

Nemen we dan aan dat $g_T - b_2 = \alpha g_T$, met α constant, dan is

$$A_{\max} = \frac{2 b_1}{\alpha g_T} = \frac{2 b_1}{\alpha} \cdot R \quad (\text{II.11})$$

De versterking is hier evenredig met R.

Hierbij denken we de verandering van b_1 , waardoor A gevarieerd wordt, in R gecompenseerd.

In dit geval kunnen we ook schrijven:

$$A_{\max} = \beta R \quad (\text{II.12})$$

met β is constant.

Dit gecombineerd met $2 \pi B R C = 1$ geeft:

$$2 \pi B \frac{A_{\max}}{\beta} C = 1$$

of $A_{\max} \cdot B = \text{constant.} \quad (\text{II.13})$

In dit geval is het bandbreedte-versterking product dus constant.

Het blijkt nu dat bij gebruik van een bandfilter de band-
breedte aanzienlijk vergroot wordt door beide kringen van
het bandfilter iets ten opzichte van elkaar te verstermen.

II.5 De equivalente ruisweerstand

Hiervoor geldt theoretisch:

$$R_{eq} = \frac{g_T}{b_1^2 \left\{ 1 + \sin(2\varphi_1 - \varphi_2) \right\}} \quad (II.14)$$

voor de afleiding van deze formule zie (3).

Indien we het geval beschouwen waarbij maximale spanningsversterking optreedt, dus $\sin(2\varphi_1 - \varphi_2) = 1$ dan geldt:

$$R_{eq} = \frac{g_T}{2 b_1^2}$$

We stellen $g_T = 10^{-3}$, dat wil zeggen de parallel verliesweerstand van de uitgangskring is 1 k Ω en we nemen aan dat voor de gebruikte diode BA 110 geldt $\gamma_1 C_0 = 2$ pF. De pompfrequentie is ongeveer 60 kHz. $b_1 = \omega \gamma_1 C_0$. Dit geeft:

$$R_{eq} = \frac{10^{-3}}{2 \cdot (2\pi \cdot 6 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-12})} \approx 1 \text{ k}\Omega$$

Theoretisch zou de equivalente ruisweerstand dus frequentie onafhankelijk zijn en in de orde grootte van 1 k Ω .

Indien echter $\sin(2\varphi_1 - \varphi_2)$ nadert naar -1, dan nadert de equivalente ruisweerstand naar oneindig.

In dit geval zal de spanningsversterking echter ongeveer 3 x bedragen. Bij een grote spanningsversterking zal daarom geen vergroting van de equivalente ruisweerstand mogen optreden ten gevolge van bovengenoemde oorzaak.

11.6 Andere oorzaken voor vergroting van de ruisspanning

Hiervoor is hoofdzakelijk de pompspanning aansprakelijk. Zijn bijdrage tot vergroting van de ruisspanning is:

1. De fluctuatie in de amplitude van de pompspanning, te beschouwen als amplitude modulatie op de pompspanning. De versterking is afhankelijk van de amplitude van de pompspanning. Door deze onregelmatigheid varieert de versterking, hetgeen als ruisbijdrage aan de uitgang van de versterker geconstateerd wordt.
2. De fluctuatie in de frequentie van de pompspanning, te beschouwen als frequentie modulatie op de pompspanning. De versterking is afhankelijk van de frequentie van de pompspanning. Door deze onregelmatigheid varieert de versterking, wat ook weer als ruisbijdrage aan de uitgang van de versterker geconstateerd wordt.
3. De ruisbijdrage van de oscillator.
Weliswaar wordt door de balanstransformator een groot gedeelte van deze ruis gecompenseerd, immers de ruis in beide balanstakken is gecorreleerd, maar door de noodzakelijke onbalans blijft nog een aanzienlijk bedrag aan ruisspanning over, zoals uit de metingen blijkt.

Tenslotte wordt nog als mogelijke ruisbron de signaalweerstand R_s genoemd. Wordt het laagfrequent signaal over een weerstand ingevoerd, dan zal de ruis die deze weerstand produceert direct mee versterkt worden.

Het is daarom gewenst, deze weerstand niet te groot te nemen, omdat de thermische ruisspanning als volgt met de weerstandswaarde samenhangt:

$$\overline{v^2} = 4 k T R \Delta f$$

Hierin is:

- v de thermische ruisspanning,
- k de constante van Boltzman $1,38 \cdot 10^{-23}$,
- T de absolute temperatuur,
- Δf de beschouwde bandbreedte,
- R de weerstand.

Conclusie:

De equivalente ruisweerstand zou te verminderen zijn door:

1. het gebruik van een gestabiliseerde kristaloscillator, dus zowel amplitude als frequentie gestabiliseerd,
2. de balanstransformator in balans in te stellen, de draaggolf dus nul maken, en met een aparte schakeling de noodzakelijke draaggolf naderhand bijvoegen.

III De experimentele uitvoering van de versterker

Allereerst worden de vier essentiële onderdelen van deze parametrische versterker behandeld.

Dit zijn:

III.1 de varactor diode,

III.2 de balanstransformator,

III.3 de laag-frequent-(signaal frequentie) inkoppeling,

III.4 de hoog-frequent-(pomp frequentie) uitkoppeling.

III.1 De varactor diode

Hiervoor werd gebruikt de diode BA 110.

De capaciteit als functie van de aangelegde sperspanning is gegeven in fig. III.1. Omdat niet alle dioden identiek zijn is hier een gebied aangegeven waar tussen de waarde kan variëren. Het is wel noodzakelijk om bij een bepaald experiment dioden te nemen die zoveel mogelijk een gelijk verloop hebben. De capaciteit is gemeten met de meetbrug General Radio. Deze meetbrug heeft de mogelijkheid de capaciteit van dioden te meten bij instelbare voorspanning.

Indien de diode in een wisselspanning circuit opgenomen wordt, wat met name bij parametrische versterkers het geval is, dan zijn de berekeningen met formule (II.1) vrij gecompliceerd. Deze formule kan nu met reeksontwikkeling benaderd worden. Indien de wisselspanning v is dan gaat de formule (II.1) over in:

$$C = \frac{K}{(\phi - V + v)^{\frac{1}{n}}} \quad (\text{III.1})$$

Met Taylor reeksontwikkeling geeft dit:

$$C = A_0 + A_1 v + A_2 v^2 \quad (\text{III.2})$$

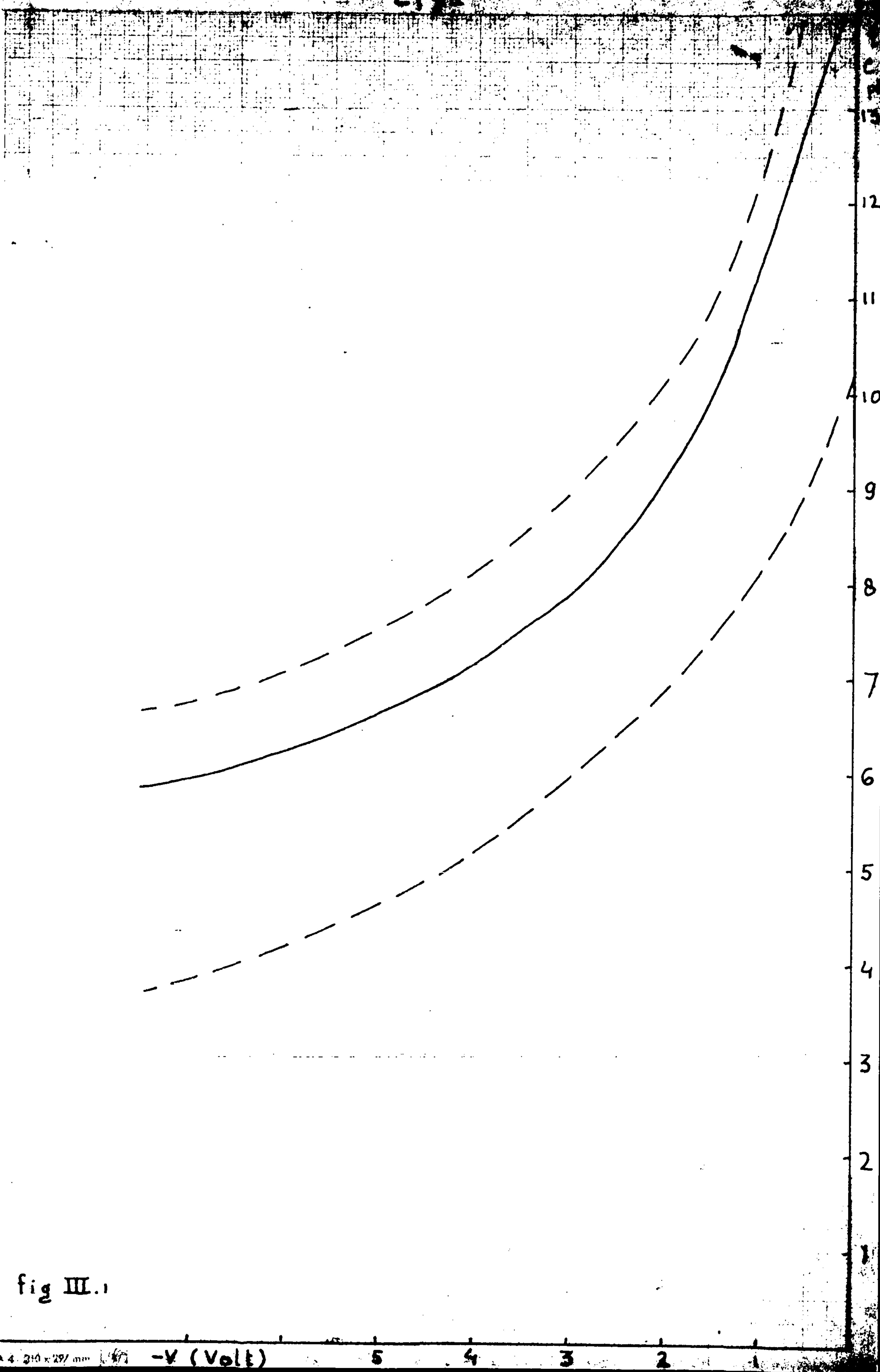


fig III.1

In de praktijk blijkt afbreken na de derde term wel gerechtvaardigd.

De coëfficiënten A_0 , A_1 en A_2 zijn afhankelijk van de eigenschappen en instelling van de diode.

Voor de diode capaciteit kunnen we ook schrijven, indien gepomp wordt met een enkelvoudige harmonische pompspanning $v = V_p \cos p t$:

$$C = \frac{K}{(\phi - V + V_p \cos p t)^{\frac{1}{n}}}$$

Dit is een even harmonische functie. Met Fourier reeksontwikkeling gaat dit over in:

$$C = C_0 + C_1 \cos p t + C_2 \cos 2 p t \quad (\text{III.4})$$

In de praktijk zijn deze termen wel voldoende.

De constanten zijn te bepalen met behulp van grafieken (2).

Combinatie van (III.2), (III.4) en $v = V_p \cos p t$ geeft nog, door gelijkstelling van overeenkomstige componenten:

$$\begin{aligned} C_0 &= A_0 + \frac{A_2 V_p^2}{2} \\ C_1 &= A_1 V_p \\ C_2 &= \frac{A_2 V_p^2}{2} \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

III.2 De balanstransformator

Deze moet aan de volgende eisen voldoen:

1. De balansinstelling moet zowel voor amplitude als fase mogelijk zijn.
2. De amplitude moet gevarieerd kunnen worden zonder de faseinstelling storend te beïnvloeden,
3. Werkzaam zijn bij een frequentie tussen 50 en 100 MHz.

Een aantal mogelijke uitvoeringen zijn:

1. Twee enkelvoudige spoelen beweegbaar ten opzichte van elkaar.

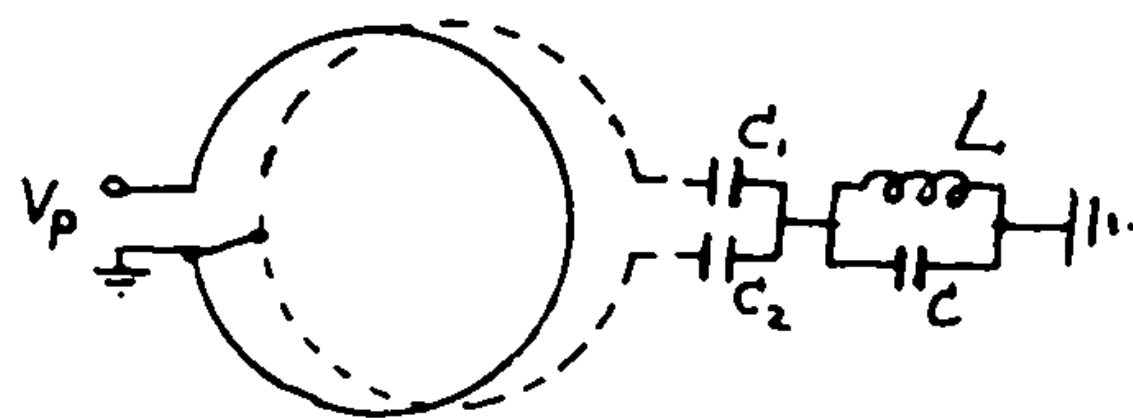


Fig. III.2

Door een van de spoelen te verdraaien, fig. III.2, veranderen de koppelcoëfficiënten en dus de geïnduceerde spanningen.

In dit geval zijn de spoelen verliesvrij te beschouwen, maar de parasitaire capaciteiten kunnen storend werken, omdat deze schakeling alleen voor vrij hoge frequentie geschikt is.

Voor 100 MHz werden spoelen gebruikt met een diameter van 30 mm. en een draaddikte van 2 mm.

2. Ferriet kernen met luchtspleet. Door variatie van de luchtspleet (bandje ferriet met variabele dikte) is de koppeling te veranderen, fig. III.3.

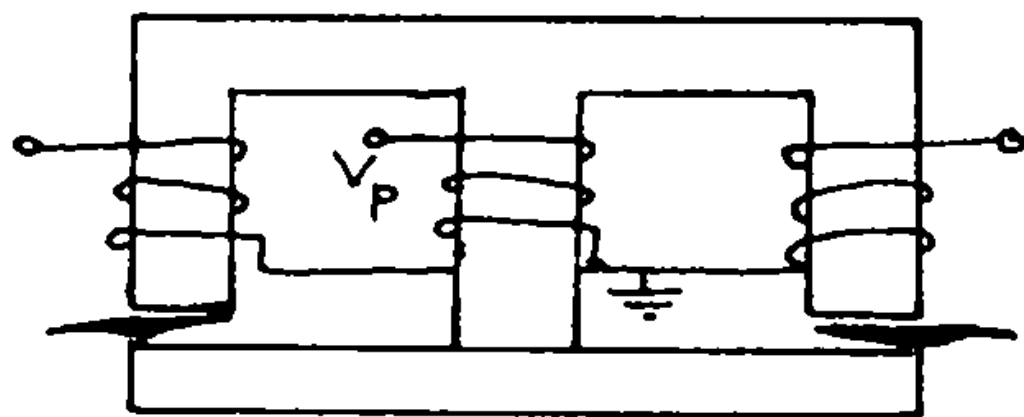


Fig. III.3

Hierbij is een grote koppelfactor te bereiken.

3. Primaire en secundaire winding op één spoel, door het verschuiven van de kern is verandering in koppeling te verkrijgen, fig. III.4.

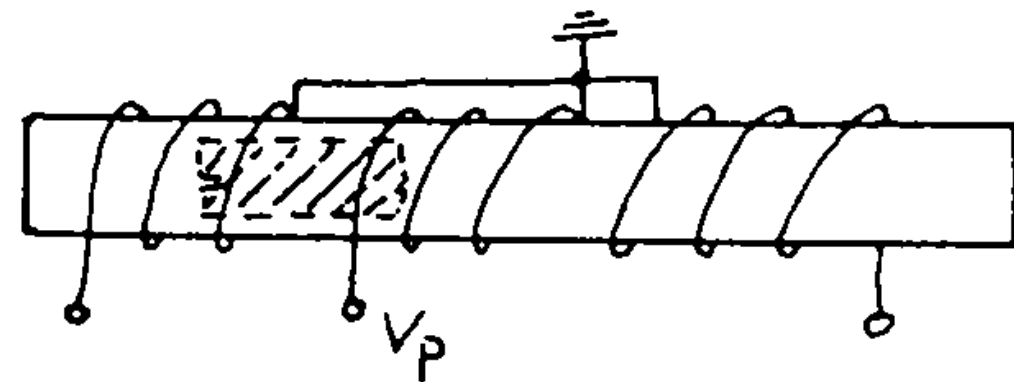


Fig. III.4

In het algemeen goed realiseerbaar.

4. Twee aparte spoelen afgeschermd ten opzichte van elkaar, fig. III.5. Balans zeer goed regelbaar door een van de kernen te verschuiven.

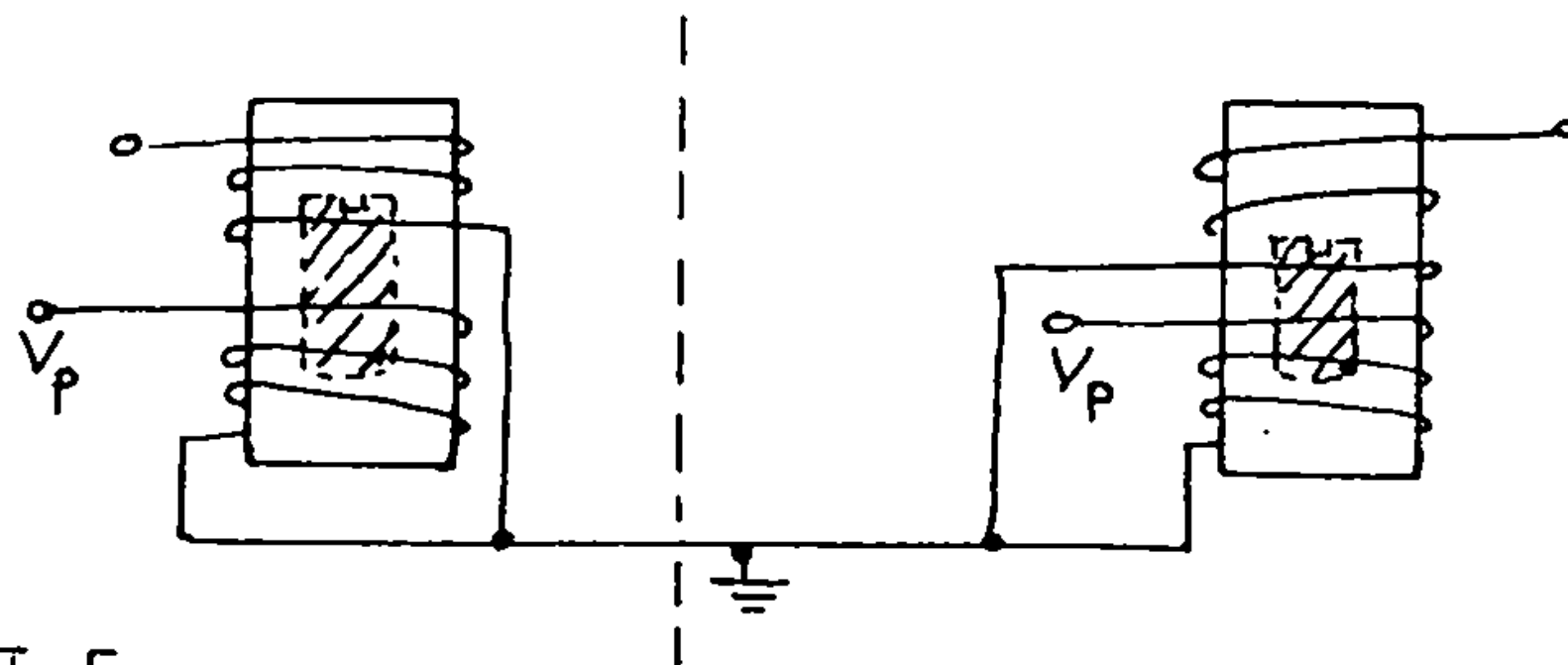


Fig. III.5

Het ferriet heeft echter als bezwaar dat het een bepaalde grensfrequentie heeft. Boven deze grensfrequentie treedt grote demping op. Daarom zijn de balansregelingen 2, 3 en 4 voor hogere frequenties, b.v. boven 10 MHz, niet aan te bevelen.

Een andere methode om de balans regelbaar te maken is de volgende. Uitgaande van een vaste balanstransformator worden de impedanties in de secundaire kringen gevarieerd.

Als vaste balanstransformator is de ringkern te gebruiken, die een constante demping heeft in het gebied van 50 - 250 MHz; de schakeling van a-symmetrisch naar symmetrisch kan zijn (5): fig. III.6.

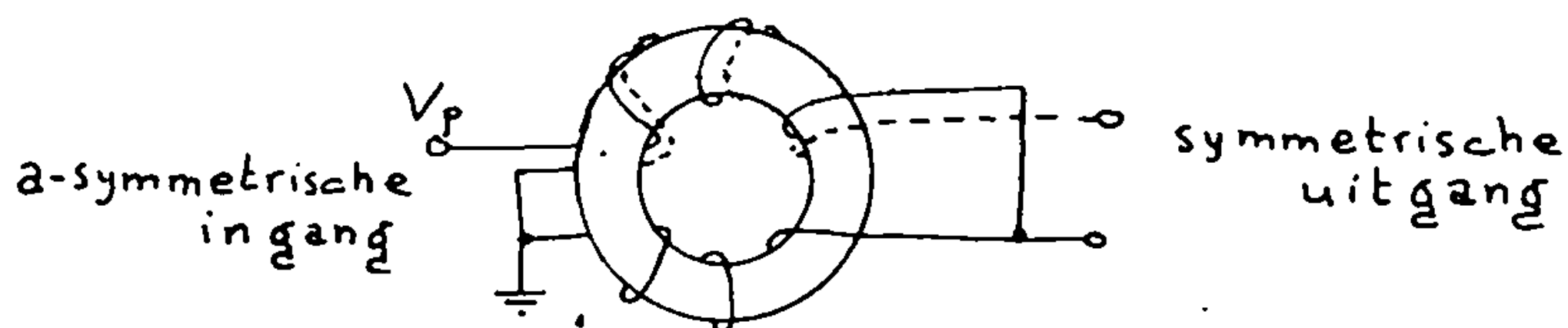


Fig. III.6

5. Men kan de impedantie in de secundaire kringen variëren door de negatieve voorspanning van de dioden te veranderen. Hierdoor verandert de capaciteit van de diode.

6. Ook kan men parallel aan de dioden condensatoren plaatsen, die variabel zijn.

7. Een andere mogelijkheid is in serie met de dioden variabele zelfinducties op te nemen. Is de afstemfrequentie van zelfinducties en diode capaciteit gelijk aan twee maal de pompfrequentie dan zal een grote toename van de gedegeneerde versterking optreden. Deze versterking is dan zeer kritisch afhankelijk van de zelfinductie.

8. Over de secundaire zijde van de balanstransformator kan men ook een parallelschakeling aanbrengen van variabele weerstand en variabele capaciteit fig. III.7.

Hierdoor zowel amplitude als fase instelbaar.

Bij het experimentele ontwerp is deze regeling gebruikt, gecombineerd met 5. Deze had nog als voordeel dat de eventuele ongelijkheid van de dioden op te heffen was en het gunstigste instelpunt van de dioden op te zoeken was.

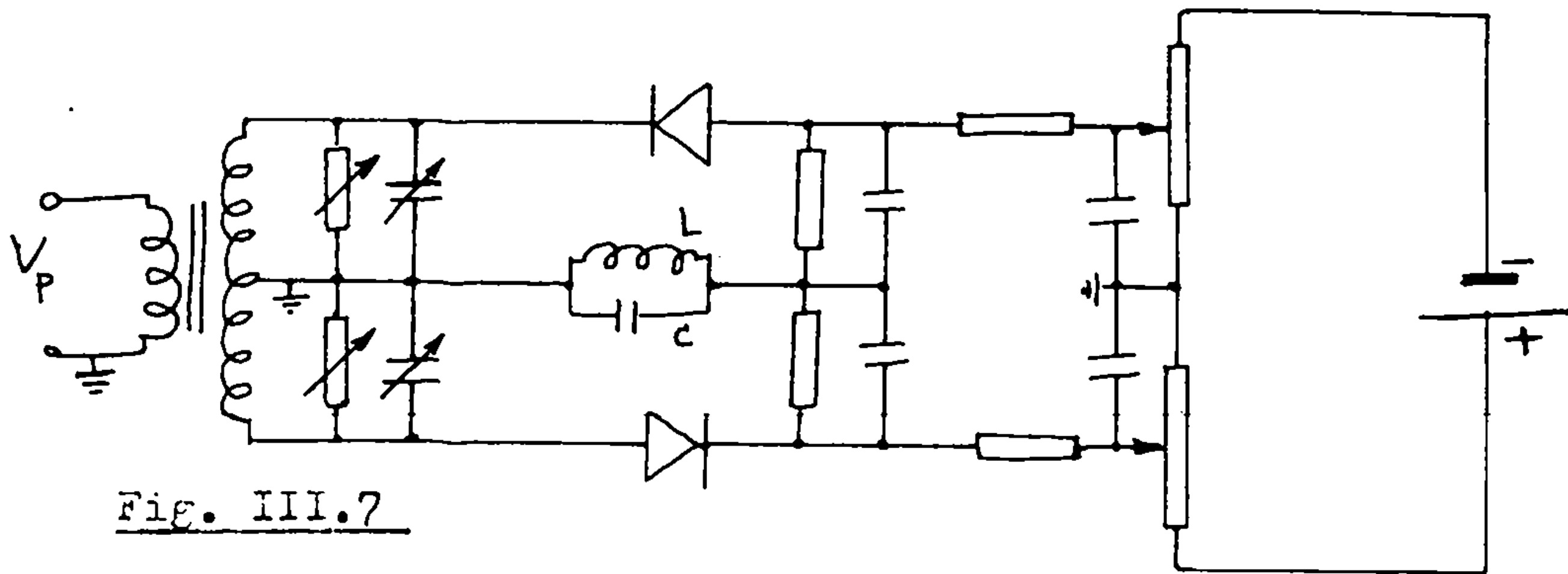


Fig. III.7

Voor berekeningen aan de balanstransformator wordt verwezen naar (4).

III.3 De laagfrequent inkoppeling

Hoewel deze versterker uit een stroombron gestuurd kan worden, is een lage signaalweerstand opgenomen (wat nodig was in verband met de ruis, zie II.6). Parallel hieraan een capaciteit zodanig dat het geheel een kortsluiting vormt voor de pompfrequentie, fig. III.8.

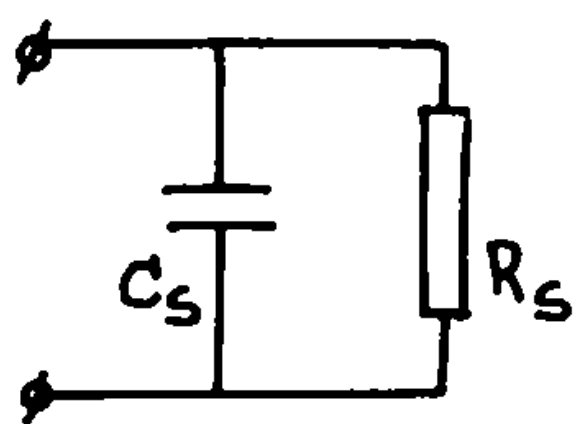


Fig. III.8

Bij hogere frequenties wordt echter de impedantie snel kleiner. Indien $R_s = 75 \Omega$ en C_s is 1000 pF, dan wordt de impedantie

$$\frac{R_s}{\sqrt{2}} \text{ als } 2 \pi f R_s C_s = 1 \text{ dus } f = 2,1 \text{ MHz.}$$

Bij een pompfrequentie van 70 MHz is de impedantie van de condensator 2,3 Ω en dit is inderdaad klein.

Zoals echter reeds opgemerkt onder II.3 komt parallel hieraan nog een capaciteit te staan afkomstig van de ingangsadmittantie van de versterker en afhankelijk van de versterking. Vooral bij grote versterking en indien als signaalbron een stroombron gebruikt wordt kan dit de bandbreedte aanzienlijk beperken.

III. 4 De hoogfrequent uitkoppeling

Miervoor bestaan weer verschillende mogelijkheden.

1. Inductief gekoppeld bandfilter.

Dit heeft als bezwaar de parasitaire capaciteit tussen primaire en secundaire windingen. Dit is te reduceren door een elektrostatische afscherming aan te brengen.

2. Capacitief gekoppeld bandfilter.

Het bovengenoemde bezwaar is hier niet aanwezig. Bij de experimentele uitvoering is dit bandfilter toegepast.

3. Een ringkern als uitkoppeling.

Deze is over het algemeen breedbandig, maar de impedantie is vrij laag. Hiermee is geen grote versterking te bereiken.

Voor berekeningen aan inductief en capacitief gekoppelde bandfilters wordt verwezen naar litteratuur (6).

Buiten de tot nu toe behandelde onderdelen zijn nog enkele hulpschakelingen noodzakelijk. Bij gevoelige metingen, zoals ruismetingen, zijn in het algemeen de in de handel zijnde apparaten niet bruikbaar vanwege de netvoeding. Dit kan storend werken op de meetresultaten.

Het is daarom gewenst de hulpapparaten met transistoren uit te voeren en deze met batterijen te voeden.

We volstaan door wat betreft de hulpapparatuur naar de litteratuur te verwijzen en voor de gebruikte schakelingen naar het complete schema, fig. IV.6.

III.5 De oscillator

litteratuur (7)

III.6 De selectieve versterker

litteratuur (8) en (9)

III.7 De detector

litteratuur (10)

IV Resultaten

IV.1 De versterking

Deze is gemeten aan de schakeling van fig. IV.1.

De versterking is regelbaar met:

1. de pompspanning V_p , pompfrequentie f_p
2. de negatieve voorspanning van de dioden

De balansinstelling was regelbaar met:

1. de potentiometers van $1\text{ k}\Omega$.
2. de variabele condensatoren van 10 pF
3. de negatieve voorspanning van de dioden.

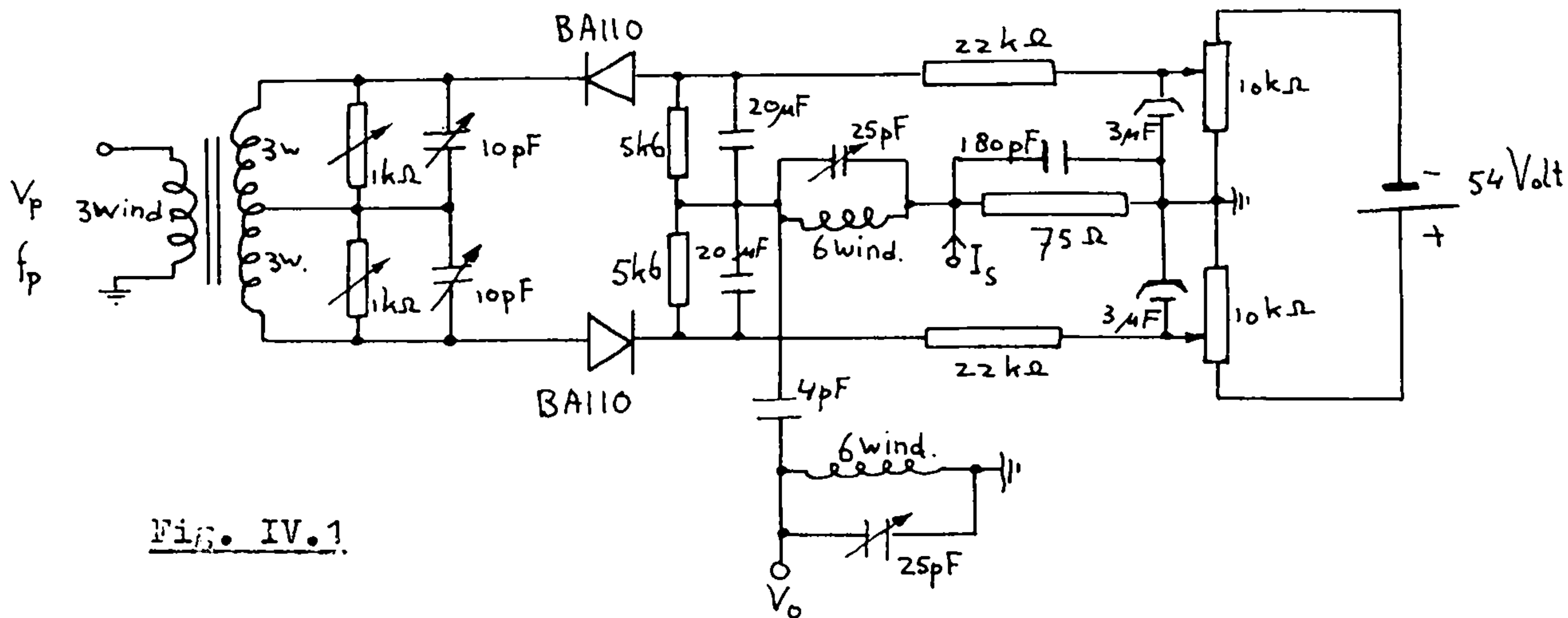


Fig. IV.1.

De pompfrequentie $f_p = 57\text{ kHz}$.

De negatieve voorspanning van de dioden $1,8\text{ volt}$.

Spanningsversterking over een smalle band $400 \times$. De hierbij optredende oscillatie neigingen konden onderdrukt worden door de pompspanning te verlagen.

De meeste interesse ging echter uit naar de breedbandigheid van de versterker en het onderzoek heeft zich dan ook hiernaar gericht.

De versterking van de parametrische versterker werd gemeten door de ingangsspanning V_s , over R_s , te vergelijken met het modulerende signaal op de uitgangsspanning V_o .

De stabiliteit van de versterker was bij grote versterking gering, dat wil zeggen, de versterking veranderde als functie van de tijd aanmerkelijk. Doch bij niet te grote versterking (spanningsversterking van 10 tot 20 maal), waarvoor de versterker ontworpen was, kon geen verandering van de versterking als functie van de tijd geconstateerd worden.

IV.2 De equivalente ruisweerstand

Gemeten aan de schakeling van fig. IV.6.

De opstelling waarmee het ruisvermogen gemeten wordt is gegeven in fig. IV.2. De differentie versterkers worden gebruikt om netstoringen, die de meting kunnen beïnvloeden, zoveel mogelijk tegen te gaan.

Voor beschrijving van de meetlijn alsmede het schema van de differentie versterkers wordt naar de literatuur verwezen (12).

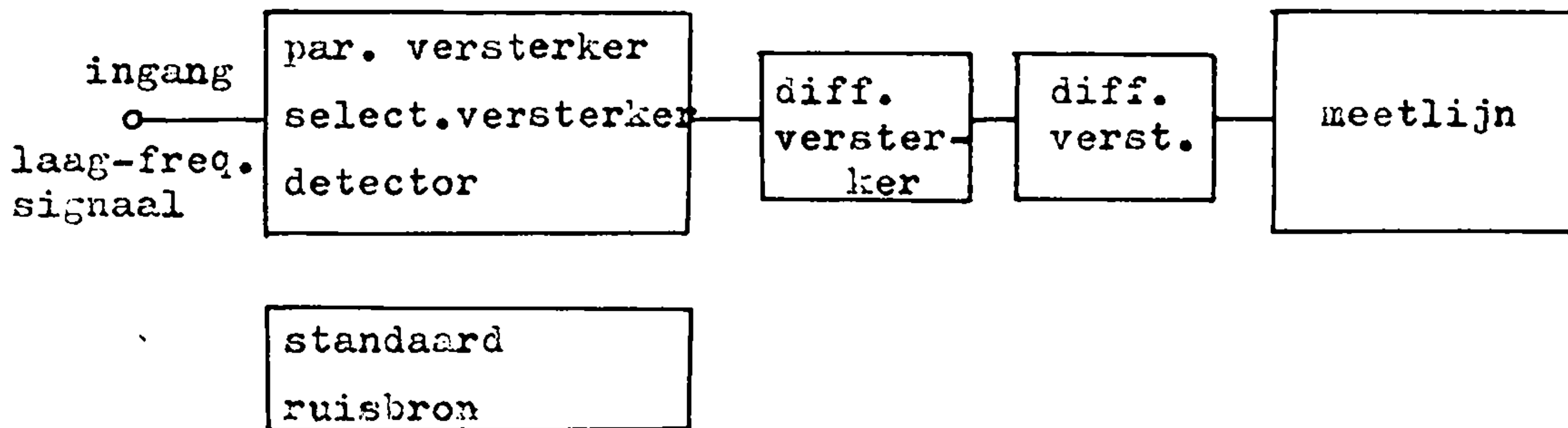


Fig. IV.2

De meetmethode was als volgt:

Door het ruisvermogen, afkomstig van de parametrische versterker te vergelijken met het ruisvermogen, afkomstig van de standaard ruisbron is de equivalente ruisweerstand aan de ingang van de parametrische versterker te bepalen.

Als standaardruisbron werd gebruikt:

Type SUF BN 4150, fabriek: Rohde en Schwarz.

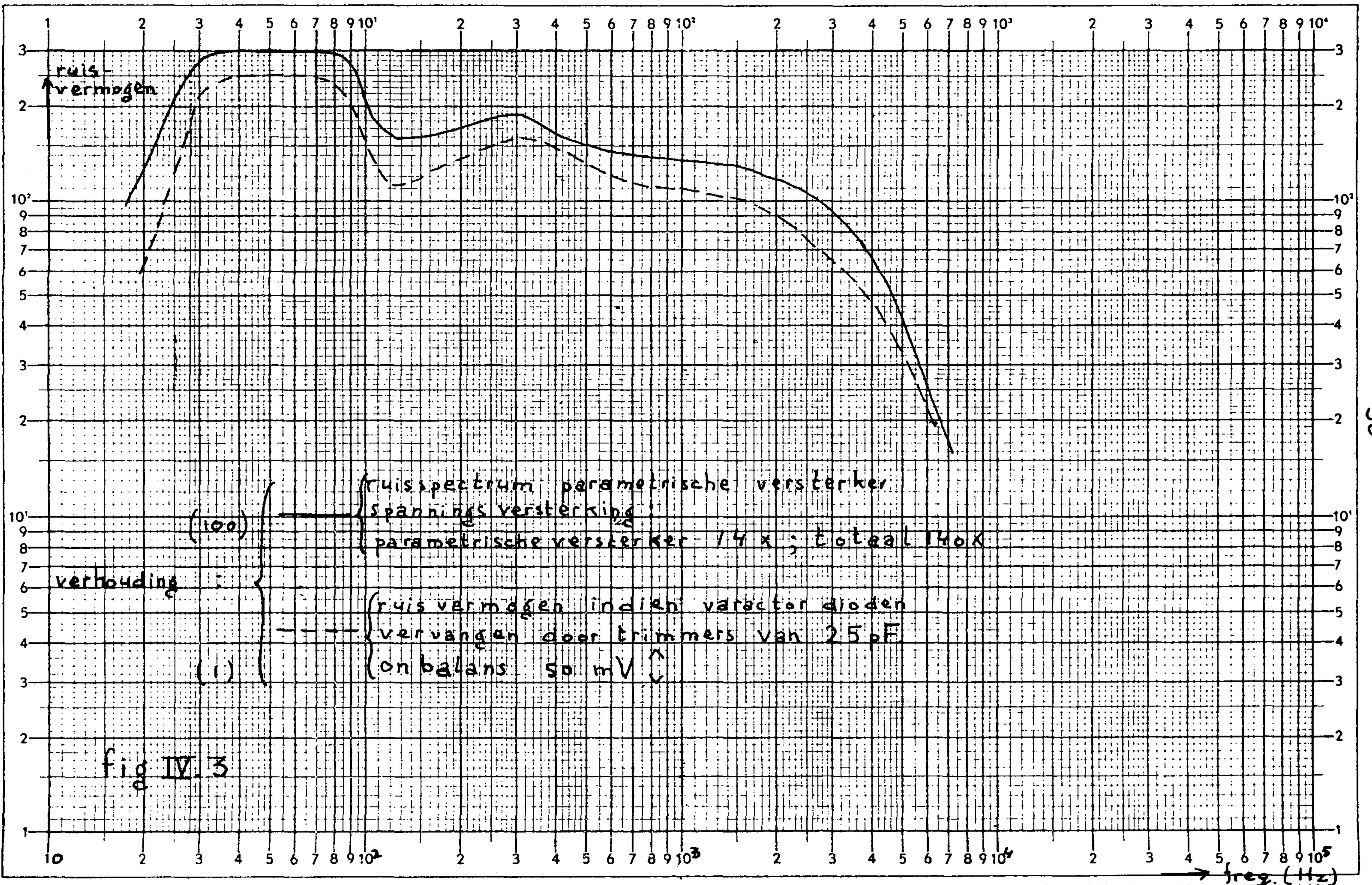
De op deze wijze gevonden equivalente ruisweerstand was echter dermate hoog dat ernstig aan de betrouwbaarheid van deze metingen getwijfeld mocht worden.

Na zorgvuldige selectie van alle mogelijke oorzaken werd van de pompspanning geconstateerd, dat deze een aanzienlijke ruisbijdrage gaf.

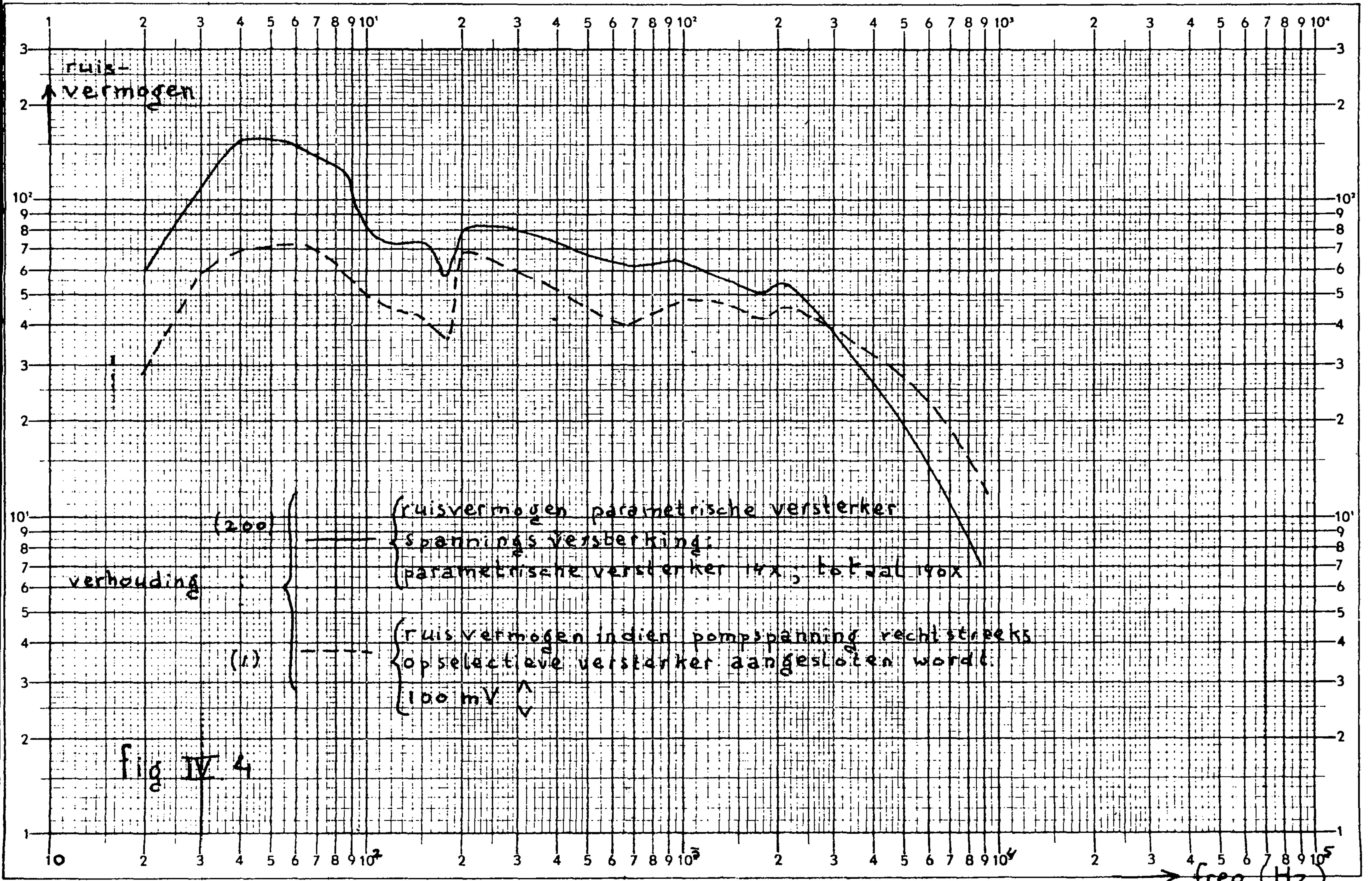
Dit geschiedde als volgt:

1. Indien de dioden vervangen werden door condensatoren met gelijke capaciteit dan werd nog een aanzienlijk ruisvermogen gemeten en het verloop van het ruisvermogen als functie van de frequentie was volkomen identiek met dat van de parametrische versterker, (zie figuur IV.3).
2. Indien de pompfrequentie direct op de selectieve versterker aangesloten werd (uiteraard aanmerkelijk verzwakt) dan werd weer een aanzienlijk ruisvermogen gemeten. Ook nu was het ruisspectrum identiek met dat van de parametrische versterker, (zie figuur IV.4).

De diverse instellingen, behorende bij bovenstaande metingen, zijn bij de grafieken gegeven.



-30-



-31-

IV.3 De bandbreedte

Deze is gemeten aan de schakeling van fig. IV.1.

Door beide kringen ten opzichte van elkaar te verstemmen ging weliswaar de versterking achteruit, maar de bandbreedte werd aanmerkelijk groter.

De hier gebruikte uitkoppeling was, zoals reeds vermeld, een capacitief gekoppeld bandfilter.

Achtereenvolgens werden de volgende experimenten uitgevoerd:

1. Beide kringen worden zodanig afgestemd dat bij een bepaalde pompspanning maximale versterking optreedt.

De verkregen spanningsversterking bedraagt $A_1 = 4,5 \times$.

De bandbreedte hierbij (3 dB punt) is $B_1 = 150 \text{ kHz}$.

Dus $A_1 B_1 = 6,75 \text{ MHz}$. Zie figuur IV.5 kromme 1.

2. Door de pompspanning te verlagen wordt de spanningsversterking verlaagd tot $A_2 = 10 \times$. Hierbij wordt een bandbreedte gevonden $B_2 = 670 \text{ kHz}$.

Dus $A_2 B_2 = 6,7 \text{ MHz}$. Zie figuur IV.5 kromme 2.

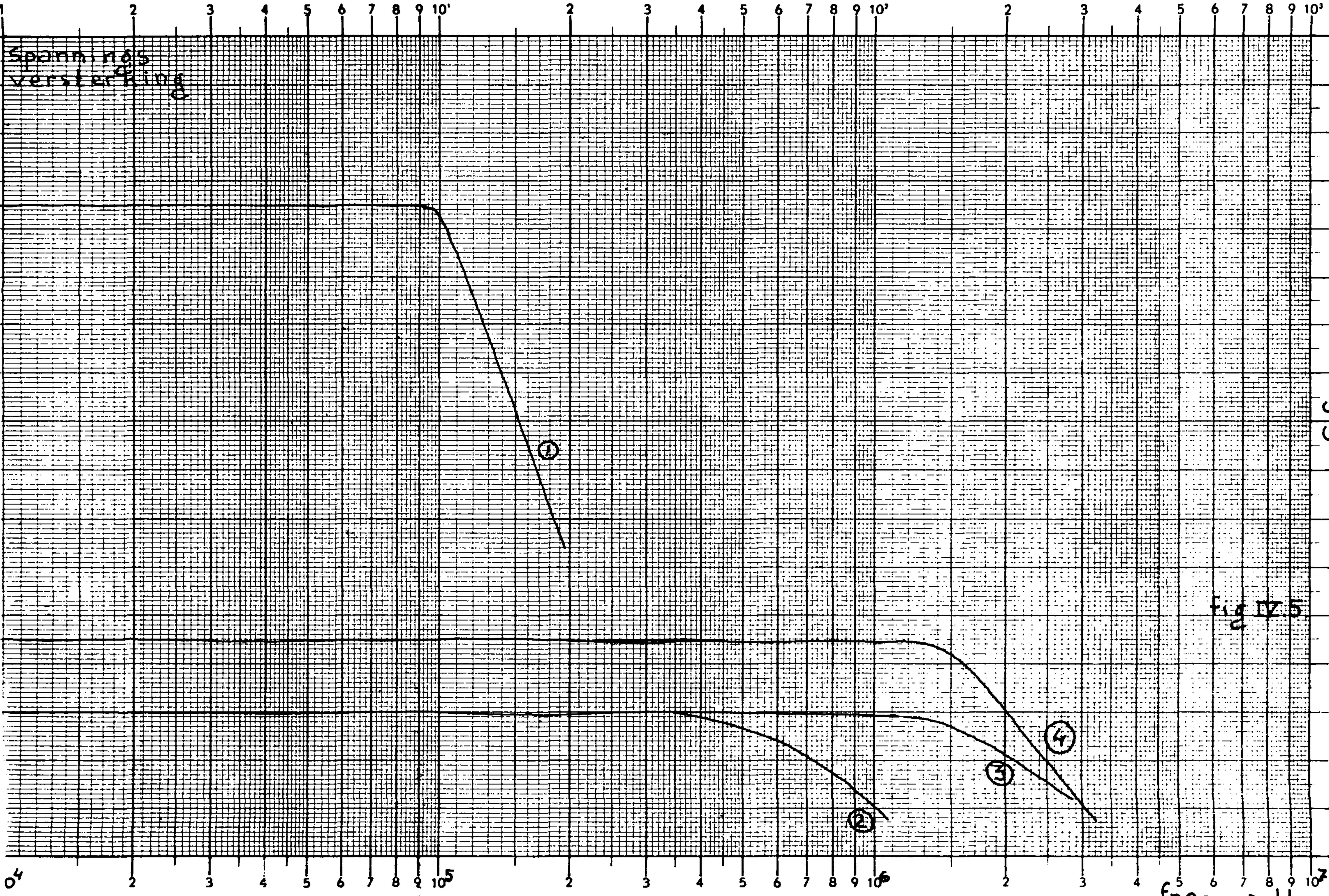
3. Uitgaande van toestand 1 wordt de secundaire uitgangskring verstemd, tot dat de versterking nog $A_3 = 10 \times$ bedraagt. Hierbij wordt een bandbreedte $B_3 = 2 \text{ MHz}$ bereikt.

Dus $A_3 B_3 = 20 \text{ MHz}$. Zie figuur IV.5. kromme 3.

4. Tenslotte wordt door opvoeren van de pompfrequentie getracht maximale versterking te verkrijgen. $A_4 = 15 \times$. De bandbreedte hierbij is nu $1,8 \text{ MHz}$.

Dus $A_4 B_4 = 27 \text{ MHz}$. Zie figuur IV.5 kromme 4.

Bij al deze metingen was tot 20 Hz nog geen afname van de versterking waar te nemen.



IV.4 De praktische uitvoering

Het complete schema wordt gegeven in fig. IV.6.

Volledigheidshalve volgt hieronder een blokschema van de meetopstelling. Het dubbelomlijnde gedeelte bevat de schakeling van fig. IV.6.

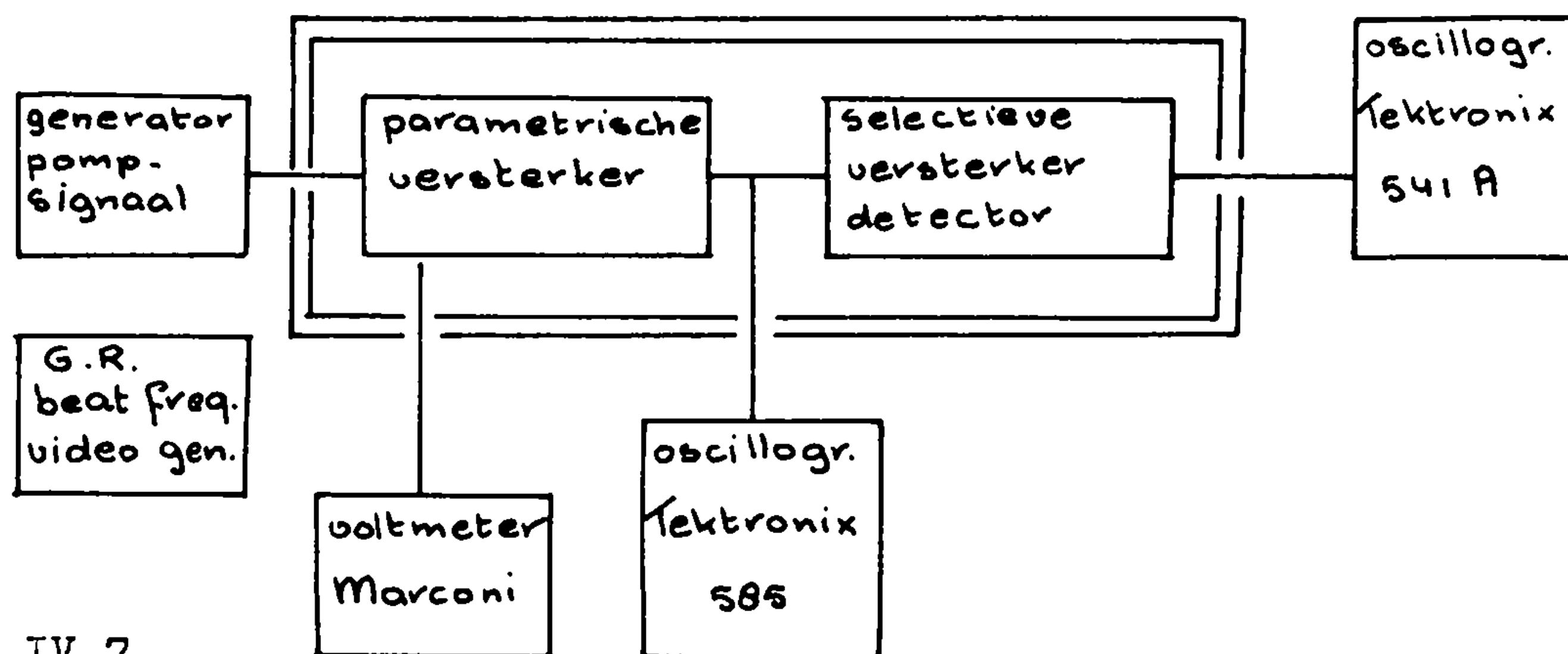


Fig. IV.7

Als generator voor de pompspanning is zowel de transistor oscillator als een General Radio oscillator 50 - 250 MHz gebruikt.

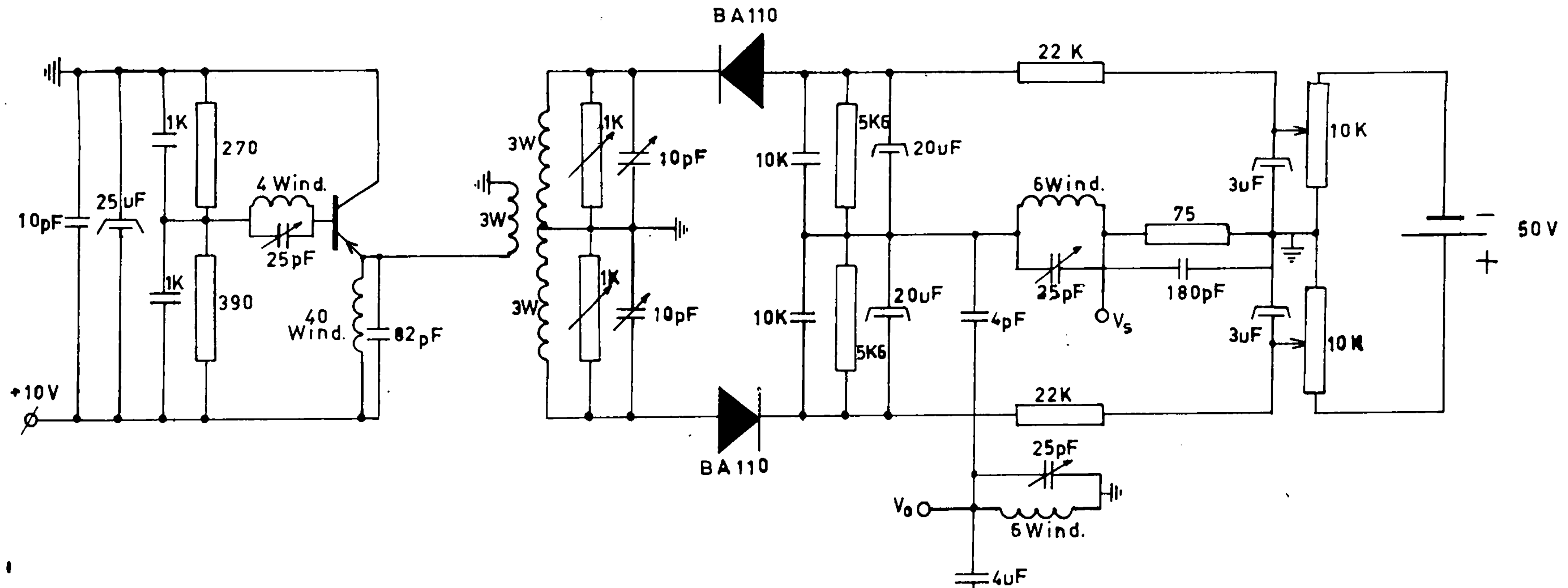
Opmerking:

De bouw van de selectieve versterker en detector is slechts geschied om het ruisvermogen te kunnen meten. De bandbreedte hiervan, met name van de detector, is beperkt.

Voor het ontwerpen van een goed aangepaste selectieve versterker en detector, met een vereiste bandbreedte, wordt naar de literatuur verwezen.

Verantwoording.

Tot slot zij het me nog vergund de groep elektronica in het algemeen en de heren Ir.J.H.van den Boorn en Ir.J.Dijk in het bijzonder te danken voor de hulp, die ik van hen mocht ontvangen.



- 35 -

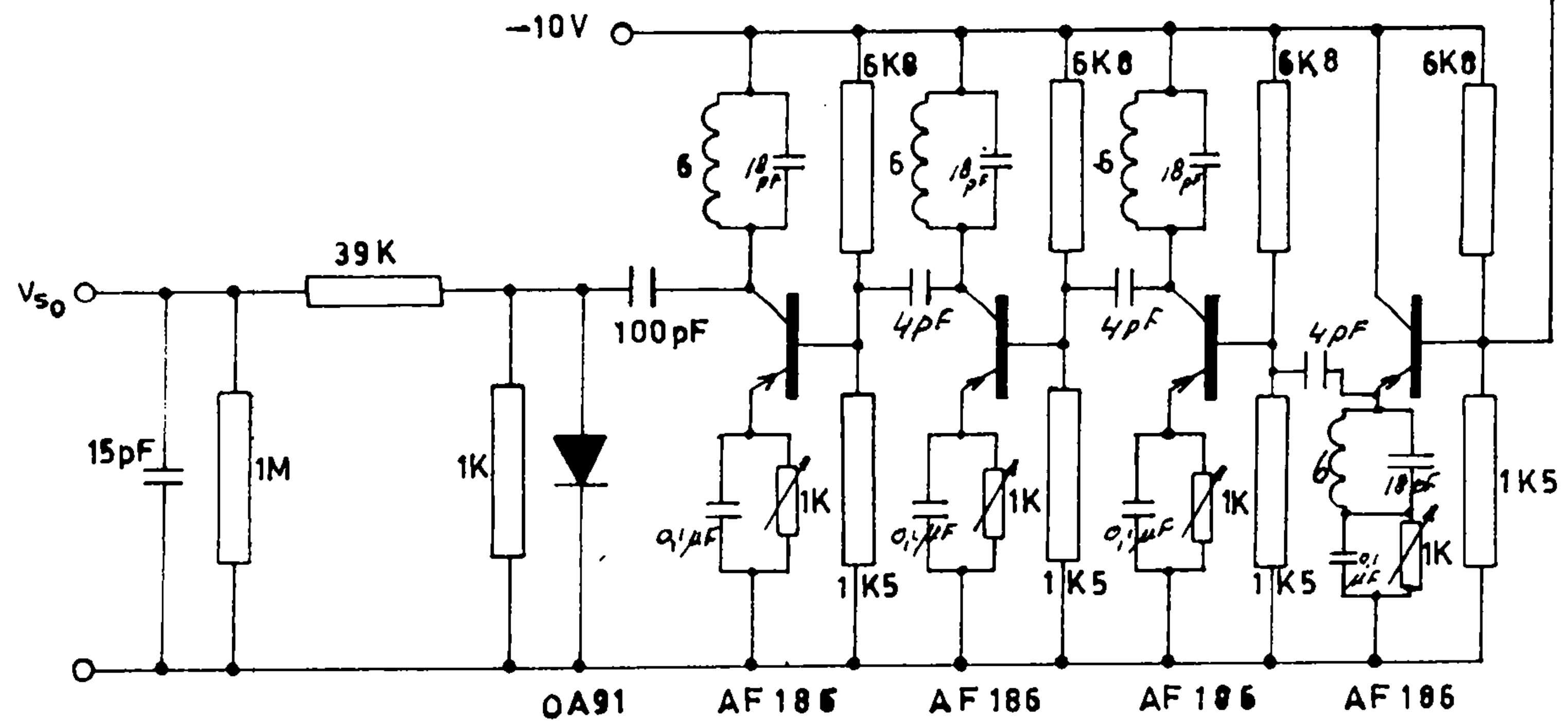


FIG. IV. 6

Litteratuurlijst

- (1) Siard, J.R.
Low - frequency Reactance Amplifier.
Proceedings of the I.R.E. febr. 1963, pp. 298 - 303.
- (2) Blackwell, L.A. en Kotzebue, K.L.
Semiconductor - Diode Parametric Amplifier.
Prentice-Hall International. Inc. London (1961)
- (3) Boorn, J.H. van den en Dijk, J.
Theorie van een parametrische versterker voor lage frequenties.
Technische Hogeschool Eindhoven.
- (4) Blok, H. en Hoop, A.T. de
Telefonie versterkers.
Uitgave: Technische Hogeschool Delft.
- (5) Ruthroff, C.L.
Some Broad - Band Transformers.
Proceedings of the I.R.E., aug. 1959, pp. 1337 - 1342.
- (6) Mole, J.H.
Filter Design Data for Communication Engineers.
E & F.N. Spon Ltd. London (1952).
- (7) Harvey, W.F. Poulett, A en Zakrzewski, J.T.
A high-stability Transistor Oscillator for 400 Mc/s.
Electronics Engineering, apr. 1962 pp. 238 - 243
- (8) Dijk, J.
Het ontwerpen en construeren van middenfrequent versterkers.
Technische Hogeschool Eindhoven, juni 1964.
- (9) Holleboom, K.G.
Het ontwerpen en construeren van middenfrequent versterkers met transistoren.
Technische Hogeschool Eindhoven.

- (10) Knol, K.S.
Elektronica, deel III.
College dictaat, Technische Hogeschool Eindhoven.
- (11) Adams, D...
An analysis of Four Frequency Nonlinear Reactance Circuits.
I.R.A. Transactions on N.T.U., mei 1960, pp. 274 - 283.
- (12) Verboven, J.J.
Laagfrequent ruismetingen aan de EC 157.
Technische Hogeschool Eindhoven.