

Verbetering van een resonant-transfer circuit door het aanbrengen van een compensatie-reactantie

Citation for published version (APA):

Versfeld, L. R. G. (1969). *Verbetering van een resonant-transfer circuit door het aanbrengen van een compensatie-reactantie*. (Technische Hogeschool Eindhoven : Afdeling der Elektrotechniek : rapport; Vol. ETB 24). Technische Hogeschool Eindhoven.

Document status and date:

Gepubliceerd: 01/01/1969

Document Version:

Uitgevers PDF, ook bekend als Version of Record

Please check the document version of this publication:

- A submitted manuscript is the version of the article upon submission and before peer-review. There can be important differences between the submitted version and the official published version of record. People interested in the research are advised to contact the author for the final version of the publication, or visit the DOI to the publisher's website.
- The final author version and the galley proof are versions of the publication after peer review.
- The final published version features the final layout of the paper including the volume, issue and page numbers.

[Link to publication](#)

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
- You may freely distribute the URL identifying the publication in the public portal.

If the publication is distributed under the terms of Article 25fa of the Dutch Copyright Act, indicated by the "Taverne" license above, please follow below link for the End User Agreement:

www.tue.nl/taverne

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us at:

openaccess@tue.nl

providing details and we will investigate your claim.

AFDELING DER ELEKTROTECHNIEK

Groep Theoretische Elektrotechniek B

Verbetering van een resonant-transfer
circuit door het aanbrengen van een
compensatie-reactantie.

door

L. Versfeld

ETB-24-1969

september 1969.

Verbetering van een resonant-transfer circuit
door het aanbrengen van een compensatie-reactantie

<u>Inhoud</u>	blz.
1. Samenvatting	2
2. Inleiding	
3. De opbouw van het resonant-transfer circuit	3
4. Het laagdoorlaatfilter	4
5. De puls impedantie van het filter; de compensatie-reactantie	5
6. Meting van de overdracht van het resonant-transfer circuit	9
7. Konklusies	10
8. Literatuur	11
Figuren	

1. Samenvatting

Het doel van het hier beschreven onderzoek was na te gaan in hoeverre de overdracht van een resonant-transfer circuit met ideale open-kring filters verbeterd wordt door van deze ideale open-kring filters met behulp van een compensatie-reactantie ideale universele filters te maken.

Hiertoe is een resonant-transfer circuit opgebouwd; de hierin gebruikte filters zijn slechts een grove benadering van een ideaal open-kring filter en daarom is de door A.Fettweis aangegeven methode ter berekening van de compensatie-reactantie voor ideale open-kring filters enigszins gewijzigd. De overdracht van het resonant-transfer circuit is gemeten zowel zonder als met de compensatie-reactantie.

De conclusie is dat voor $0 < f \leq 0,5 f_g$ de bedrijfsdemping A_d in beide gevallen vrijwel hetzelfde is en dat voor $0,5 f_g < f \leq f_g$ door het aanbrengen van de compensatie-reactantie A_d verlaagd wordt met een bedrag dat oploopt van 0 db (bij $f = 0,5 f_g$) tot ca. 1,6 db (bij $f = f_g$).

2. Inleiding

We beschouwen een resonant-transfer circuit, bestaande uit de cascade-schakeling van een laagdoorlaatfilter I, een resonant-transfer schakelaar S en een laagdoorlaatfilter II, dat het spiegelbeeld is van filter I.

S wordt periodiek geschakeld.

τ = tijd gedurende welke S gesloten is

τ' = tijd gedurende welke S geopend is

$T = \tau + \tau'$ = de periodetijd en $F = \frac{1}{T}$ = de schakelfrequentie

f_g = de grensfrequentie van de filters I en II.

Neemt men voor de filters I en II ideale open-kring filters (nullast-filters) met $f_g = 0,5F$ dan zijn deze filters ook ideale universele filters, d.w.z. dat ze voldoen aan de eisen voor ideale overdracht in een resonant-transfer circuit [1,2]. Neemt men echter ideale open-kring filters met $f_g < 0,5F$ (wat in de praktijk altijd gebeurt), dan voldoen deze slechts gedeeltelijk aan de eisen voor ideale overdracht.

A.Fettweis [1,2] heeft laten zien dat men in dit geval ideale universele filters kan verkrijgen door aan de ideale open-kring filters een z.g. compensatie-reactantie toe te voegen.

Om na te gaan in hoeverre deze compensatie-reactantie de overdracht van het resonant-transfer circuit verbetert is zo'n circuit opgebouwd en is in beide situaties (dus zonder resp. met compensatie-reactantie) de overdracht gemeten.

3. De opbouw van het resonant-transfer circuit

Het resonant-transfer circuit waaraan de in de inleiding genoemde metingen zijn verricht is gemaakt voor het overbrengen van signalen in de telefoonband (300 - 3400 Hz); het is in detail weergegeven in fig. 3.1. Hieruit blijkt dat het circuit is opgebouwd uit:

a. Een elektronische schakelaar (bestaande uit een OC 141 + stuurcircuit) in serie met de resonant-transfer-spoel van 0,1 mH).

$\tau \approx 7,5 \mu\text{sec}$; $T = 100 \mu\text{sec}$; $F (= \frac{1}{T}) = 10 \text{ kHz}$.

b. Twee identieke laagdoorlaatfilters I en II met $f_g = 3,5 \text{ kHz}$.

(Merk op: $f_g < 0,5 F$).

- c. Een compensatie-reactantie, die door middel van de schakelaar S' al dan niet in het resonant-transfer circuit kan worden opgenomen.
- d. Twee afsluitweerstand van 600Ω .

4. Het laagdoorlaatfilter.

4.1. Bij de berekening van het laagdoorlaatfilter is uitgegaan van de volgende eisen:

- a. Het filter moet de in fig. 4.1 aangegeven structuur hebben.
- b. Het filter wordt aan de klemmen b-b' niet belast (open-kring filter) en aan de klemmen a-a' gevoed door een generator E met een inwendige weerstand $R = 600\Omega$.
- c. Bovengrens van het doorlaatgebied = $f_g = 3,5 \text{ kHz}$.
Ondergrens van het sfergebied = $f_a = F - f_g = 10\text{kHz} - 3,5 \text{ kHz} = 6,5\text{kHz}$.
- d. In het doorlaatgebied moet gelden $A_{\max} = 0,2 \text{ db}$.

$$A = 20 \cdot 10 \log \left| \frac{E}{V_2} \right|.$$

- e. In het sfergebied treden twee dempingspolen op bij eindige frequenties; noem deze f_1 en f_2 .
Neem $f_2 = F = 10 \text{ kHz}$.
Kies vervolgens f_1 zodanig dat twee van de drie dempingsminima die in het sfergebied voorkomen gelijk zijn en maximaal en het derde minimum hoger. (Merk op dat een van de drie minima ligt bij $f_a = 6,5 \text{ kHz}$).

4.2. Uitgaande van deze eisen is het filter berekend door G. de Witte [3] volgens de methode die gebruik maakt van een referentiefilter en beschreven is door A. Fettweis [4]. Voor de berekening van f_1 uit f_g , f_a en f_2 (volgens de gabarietmethode van Laurent en Rumpelt) en de daarop aansluitende berekening van de polynomen h' , f' en g' uit f_g , f_1 , f_2 en A_{\max} is een computerprogramma opgesteld door E. Obregón [5].

Het bleek dat $f_1 = 6,84$ kHz en dat de minimale demping in het spergebied dan 56,7 db bedraagt.

Van de twee mogelijke realiseringen voor het filter is die gekozen, waarvan de elementwaarden het gunstigst lagen (zie voor de schakeling fig. 3.1).

- 4.3 De demping A van het filter is voor $f \leq 4$ kHz gemeten met de opstelling van fig. 4.2. Hierbij werd V_2' gelijk gemaakt aan V_2 door de instelling van de verzwakker te veranderen, waarna hierop de demping kon worden afgelezen. V_2 en V_2' werden gemeten met de selektieve voltmeter van de Wave-analyzer. Voor $f > 4$ kHz is dezelfde opstelling, maar nu zonder verzwakker, gebruikt en de demping is bepaald door E en V_2 achtereenvolgens te meten met de selektieve voltmeter van de Wave-Analyzer. De meetresultaten zijn in de vorm van een grafiek weergegeven in fig. 4.3.

5. De puls impedantie van het filter; de compensatie-reactantie.

- 5.1 Onder de puls impedantie van het filter verstaan we de puls impedantie die we zien aan poort b-b' als poort a-a' afgesloten is met $R = 600\Omega$ (zie fig. 4.1). Het is nu de bedoeling om met de compensatie-reactantie het imaginaire deel van de puls impedantie in het doorlaat gebied te compenseren, omdat we hierdoor een universeel filter verkrijgen.

A. Fettweis [1] heeft aangegeven hoe bij ideale open-kring filters de compensatie-reactantie berekend kan worden; deze bestaat dan uit de serieschakeling van een (theoretisch oneindig) aantal parallel-LC-kringen.

Aangezien het onder 4 beschreven filter slechts een eenvoudige structuur heeft willen we als compensatie-reactantie niet meer dan één parallel-LC-kring gebruiken; bovendien is door deze eenvoudige structuur het gebruikte filter slechts een vrij grove benadering van een ideaal open-kring filter, wat tot gevolg heeft dat toepassing van de door A. Fettweis aangegeven berekeningsmethode hier niet zonder meer tot de optimale dimensionering van de compensatiekring leidt.

5.2 Om de optimale compensatiekring te kunnen vinden berekenen we de pulsimpedantie Z van het filter via de "gewone" impedantie Z met de formules:

$$Z(p) = \sum_{i=1}^N \frac{B_i}{p-p_i}$$

$$\text{en } \tilde{Z}(\psi) = 0,5 T \sum_{i=1}^N B_i \frac{1-\psi\psi_i}{\psi-\psi_i}$$

waarbij $\psi = \tanh 0,5 pT$ en $\psi_i = \tanh 0,5 p_i T$

Voor $p = j\omega$, dus $\psi = j\phi$ met $\phi = \tan 0,5 \omega T$ is het resultaat:

$$\tilde{R}(\phi) = \text{Re} \tilde{Z}(\phi) = 100 \left[\frac{0,87(\phi^2+1)}{\phi^2+0,28} + \frac{0,75\phi^4+3\phi^2+2,2}{\phi^4-0,13\phi^2+0,96} + \frac{-1,6\phi^4+10\phi^2+12}{\phi^4-7,2\phi^2+22} \right]$$

$$-\tilde{X}(\phi) = -\text{Im} \tilde{Z}(\phi) = 100\phi \left[\frac{1,2}{\phi^2+0,28} + \frac{3,4\phi^2-1,3}{\phi^4-0,13\phi^2+0,96} + \frac{6\phi^2-13}{\phi^4-7,2\phi^2+22} \right]$$

$\tilde{R}(\phi)$ en $-\tilde{X}(\phi)$ zijn berekend voor een aantal waarden van ϕ tussen $\phi = 0$ en $\phi = 2,8$ (overeenkomend met $0 \leq f \leq 3,91$ kHz); dit is in de vorm van een grafiek weergegeven in fig. 5.1. In feite interesseert ons hier alleen $-\tilde{X}(\phi)$ en wel speciaal in het doorlaatgebied, d.w.z. $0 \leq \phi \leq 1,96$, overeenkomend met $0 \leq f \leq 3,5$ kHz. ($\tilde{R}(\phi)$ is alleen berekend om te kunnen zien of hij vrijwel konstant was in het doorlaatgebied; dit blijkt inderdaad zo te zijn.)

5.3 De pulsimpedantie van een parallel-LC-kring is imaginair en zal daarom aangeduid worden met $j\tilde{X}_1(\phi)$;

er geldt:

$$\tilde{X}_1(\phi) = \frac{T}{2C} \cdot \frac{\phi(\phi_1^2+1)}{\phi_1^2-\phi^2} \quad (5.1)$$

waarbij $\phi = \tan 0,5 \omega T$ en $\phi_1 = \tan \frac{T}{2\sqrt{LC}}$

De compensatiekring, waarmee we $-\tilde{X}(\phi)$ in het doorlaatgebied willen compenseren, kunnen we nu op verschillende manieren berekenen:

a. We doen alsof we te maken hebben met een ideaal open-kring filter met $f_g = 3,5$ kHz en berekenen de parallel-LC-kring volgens [1] met:

$$z_2(\lambda) = \frac{\lambda}{c_1(\lambda^2 + v_1^2)}$$

$$\begin{aligned} \text{waarin: } c_1 &= (1 + \phi_1^2) c_1' = \left(1 + \frac{\phi_g^2}{\alpha_1^2}\right) \frac{\pi \alpha_1^2}{4 \phi_g} \left[\frac{dP_2(\cos\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=\theta_1}^2 \\ &= (1 + 3 \tan^2 0,5 \omega_g T) \frac{\pi}{12 \tan 0,5 \omega_g T} \cdot 2 \\ &= 3,35 \end{aligned}$$

$$\text{en } v_1 = |v_1 + n_1 \pi| = |\arctan \phi_1 + n_1 \pi| = |0,409 + n_1| \pi$$

In de praktijk is de laagste waarde van v_1 het gunstigst (zie ook [6]) en daarom kiezen we $n_1 = 0$; we krijgen dan:

$$v_1 = 0,409 \pi$$

Denormering van c_1 en v_1 leidt tot:

$$C = \frac{T}{2R} c_1 = \frac{10^{-4}}{2 \cdot 600} \cdot 3,35 = 279 \text{ nF}$$

$$f_1 = \frac{v_1 F}{\pi} = \frac{0,409 \pi \cdot 10^4}{\pi} = 4,09 \text{ kHz}$$

$$\text{zodat } L = \frac{1}{4\pi^2 C f_1^2} = 5,43 \text{ mH}$$

Opmerking: Voor een ideaal open-kring filter geldt aan poort b-b'

$$\text{(de "open-kring-poort")}: \frac{1}{C_i} \equiv \lim_{p \rightarrow \infty} pZ(p) = 4Rf_g;$$

hier geeft dit: $C_i = 119 \text{ nF}$.

De vervangingscapaciteit van C en C_i in serie wordt dan $83,4 \text{ nF}$ en dit stemt overeen met de waarde die we krijgen uit de voor een ideaal universeel filter geldende formule

$$C_o = \frac{T}{2R}$$

Invullen van T en de gevonden waarden van L en C in (5.1) geeft:

$$\tilde{X}_{1,a}(\phi) = \frac{2251\phi}{11,56 - \phi^2}$$

Voor enkele waarden van ϕ is $\tilde{X}_{1,a}(\phi)$ berekend en weergegeven in fig. 5.1. Hieruit blijkt dat met de op deze wijze berekende compensatiekring een overcompensatie van $\tilde{X}(\phi)$ plaats vindt.

- b. Noem C_v = vervangingscapaciteit voor hoge frequenties aan poort b-b' van het onder 4 beschreven filter

$$\left(\text{dus: } \frac{1}{C_v} = \lim_{p \rightarrow \infty} pZ(p)\right). \text{ Dit geeft } C_v = 110,4 \text{ nF.}$$

Aangezien we door het toevoegen van een compensatiekring een goede benadering van een ideaal universeel filter willen verkrijgen is het plausibel de capaciteit C van de compensatiekring zo te kiezen dat hij in serie met C_v de (in de opmerking onder a reeds genoemde)

$$\text{capaciteit } C_o = \frac{T}{2R} = 83,33 \text{ nF oplevert (zie ook [6]).}$$

$$\text{Derhalve: } C = \frac{C_v C_o}{C_v - C_o} = 340 \text{ nF.}$$

Nemen we verder L gelijk aan de onder a berekende waarde, namelijk 5,43 mH (zodat de resonantiefrequentie 3,7 kHz wordt) dan leidt (5.1) tot:

$$\tilde{X}_{1,b}(\phi) = \frac{938\phi}{5,38 - \phi^2}$$

Voor enkele waarden van ϕ is $\tilde{X}_{1,b}(\phi)$ berekend en weergegeven in fig. 5.1. Hieruit blijkt dat deze methode een slechter resultaat geeft dan die onder a.

- c. We nemen voor C de onder b berekende waarde, dus 340 nF. In tegenstelling met methode b nemen we nu echter de resonantiefrequentie gelijk aan de onder a berekende waarde, namelijk 4,09 kHz (zodat $L = 4,45$ mH wordt). Uit 5.1 volgt nu:

$$\tilde{X}_{1,c}(\phi) = \frac{1847\phi}{11,56 - \phi^2} \quad (= 0,82 \cdot \tilde{X}_{1,a}(\phi))$$

Ook $\tilde{X}_{1,c}(\phi)$ is berekend voor enkele waarden van ϕ en weergegeven in fig. 5.1. Hieruit blijkt dat $\tilde{X}(\phi)$ nog enigszins overgecompenseerd wordt, maar al aanzienlijk minder dan met de onder a berekende compensatiekring.

d. We nemen voor C wederom de onder b berekende waarde, maar handhaven in (5.1) ϕ_1 als parameter.

Dus:

$$\tilde{X}_{1,d}(\phi) = 147,1 \frac{(1+\phi_1^2)\phi}{\phi_1^2 - \phi^2}$$

Vervolgens berekenen we het maximum van $|\tilde{X}_{1,d}(\phi) + \tilde{X}(\phi)|$ in het gebied $0 \leq \phi \leq 1,82$ overeenkomend met $0 \leq f \leq 3,4$ kHz. Dit maximum is een functie van ϕ_1 en we berekenen dié waarde(n) van ϕ_1 waarvoor dit maximum minimaal is. Deze methode levert ongetwijfeld de beste compensatiekring op, maar vereist véél meer rekenwerk dan de eerder genoemde methoden; deze berekening van ϕ_1 moet trouwens numeriek gebeuren en misschien kan hiervoor een computerprogramma opgesteld worden.

Dit is hier niet gebeurd, maar wel is een gunstige waarde voor ϕ_1 gevonden door enkele schattingen voor ϕ_1 te maken en telkens de bijbehorende $\tilde{X}_{1,d}(\phi)$ te vergelijken met de in fig. 5.1 gegeven grafiek van $-\tilde{X}(\phi)$. Dit leverde:

$$\phi_1^2 = 21, \text{ dus } \phi_1 = 4,58; f_1 = 4,32 \text{ kHz}; L = 4 \text{ mH}$$

$$\text{en } \tilde{X}_{1,e}(\phi) = \frac{3236\phi}{21-\phi^2}$$

$\tilde{X}_{1,e}(\phi)$ is in grafiekvorm weergegeven in fig. 5.1 en hieruit blijkt dat in het gebied $0 \leq \phi \leq 1,82$ het maximum van $|\tilde{X}_{1,e}(\phi) + \tilde{X}(\phi)|$ ca. 25Ω bedraagt. Zoals uit de metingen van de overdracht van het totale resonant-transfer circuit zal blijken is een betere compensatie van $\tilde{X}(\phi)$ niet nodig.

5.4. Als compensatiekring is de onder 5.3,d berekende genomen, dus

$C = 340 \text{ nF}$ en $L = 4 \text{ mH}$. Aan elk van de beide filters moet zo'n kring worden toegevoegd. Omdat beide kringen dan in serie staan zijn ze te vervangen door één kring met $L = 8 \text{ mH}$ en $C = 170 \text{ nF}$ (zie fig.3.1).

6. Meting van de overdracht van het resonant-transfer circuit.

6.1 De overdracht, d.w.z. $A_b = 20 \log \left| \frac{E}{2V_2} \right|$ is gemeten met de opstelling van fig. 6.1 (en wel analoog aan de manier waarop de demping A van elk filter apart is gemeten; zie 4.3). De meetresultaten zijn in grafiekvorm weergegeven in fig. 6.2.

6.2 Opgemerkt dient te worden dat de pulsbreedte τ bij de twee metingen (d.w.z. zonder resp. met compensatiekring) verschillend moest worden genomen.

$$\text{Immers: } \tau = \pi \sqrt{0,5CL}$$

Waarin: $L = 0,1 \text{ mH}$

$$C = C_v = 110,4 \text{ nF zonder compensatie } \rightarrow \tau = 7,4 \mu\text{sec}$$

$$C = C_o = 83,3 \text{ nF met compensatie } \rightarrow \tau = 6,4 \mu\text{sec}$$

Deze theoretische waarden konden niet zonder meer toegepast worden (met name omdat de door de pulsgenerator geleverde pulsen een vrij grote stijg- en afvaltijd hadden, n.l. ieder ca. $1 \mu\text{sec}$) en daarom zijn de gunstigste pulsbreedten langs experimentele weg bepaald en wel op twee manieren:

- a. In serie met de elektrische schakelaar werd een weerstand van 5Ω opgenomen en de spanning hierover werd zichtbaar gemaakt op de oscilloscope. De pulsbreedte werd nu zo ingesteld dat de elektrische schakelaar juist gedurende een halve sinus gesloten was.
- b. Bij een bepaalde (maar overigens willekeurig gekozen) frequentie van het ingangssignaal, nl. 80 Hz , werd nagegaan bij welke pulsbreedte de demping A_b minimaal was.

Beide methoden leverden hetzelfde resultaat namelijk:

zonder compensatiekring: $\tau_h = 8,2 \mu\text{sec}$

met compensatiekring: $\tau_h = 7,2 \mu\text{sec}$

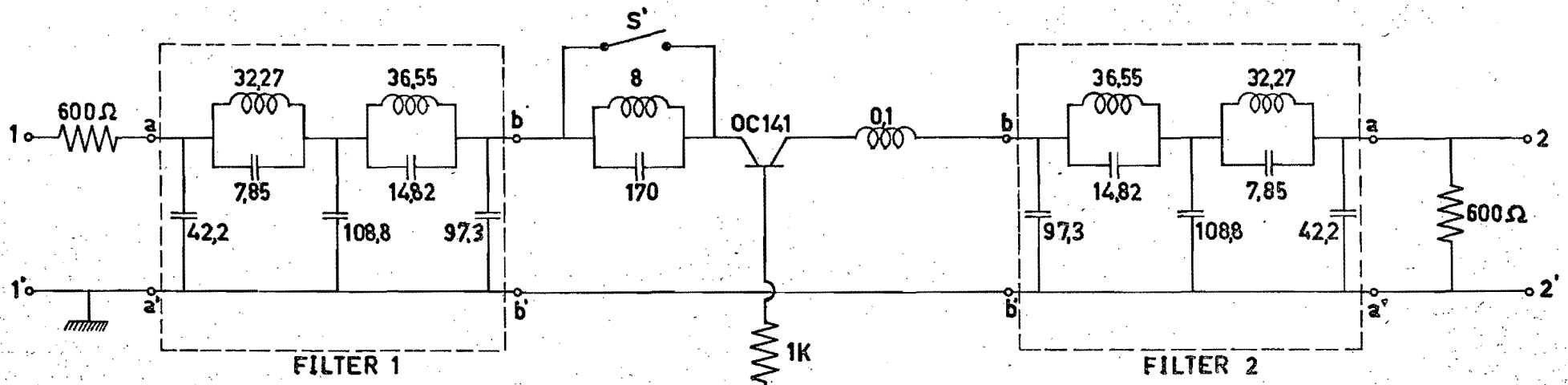
waarbij met τ_h wordt bedoeld de pulsbreedte op halve hoogte.

7. Conclusies.

Uit fig. 6.2 blijkt dat door het aanbrengen van de compensatiekring de overdracht voor $f < 2 \text{ kHz}$ niet, maar voor $f \geq 2 \text{ kHz}$ wel verbeterd wordt. In fig. 5.1 zien we dat $-X(\phi) \approx 100\Omega$ voor $f = 2 \text{ kHz}$ en hieruit kunnen we concluderen dat de compensatie bevredigend mag worden genoemd als $|\tilde{X}_1(\phi) + \tilde{X}(\phi)| < 100\Omega$. Blijkbaar is het dan ook niet nodig de onder 5.3,d aangegeven bewerkelijke methode voor het berekenen van de compensatiekring te gebruiken, maar kan volstaan worden met de onder 5.3,c aangegeven eenvoudige methode; dit geldt dan niet alleen voor dit concrete geval, maar ook voor andere waarden van R_1 , f_g en F en waarschijnlijk ook voor andere waarden van A_{max} in het doorlaatgebied en voor meer gecompliceerde filters.

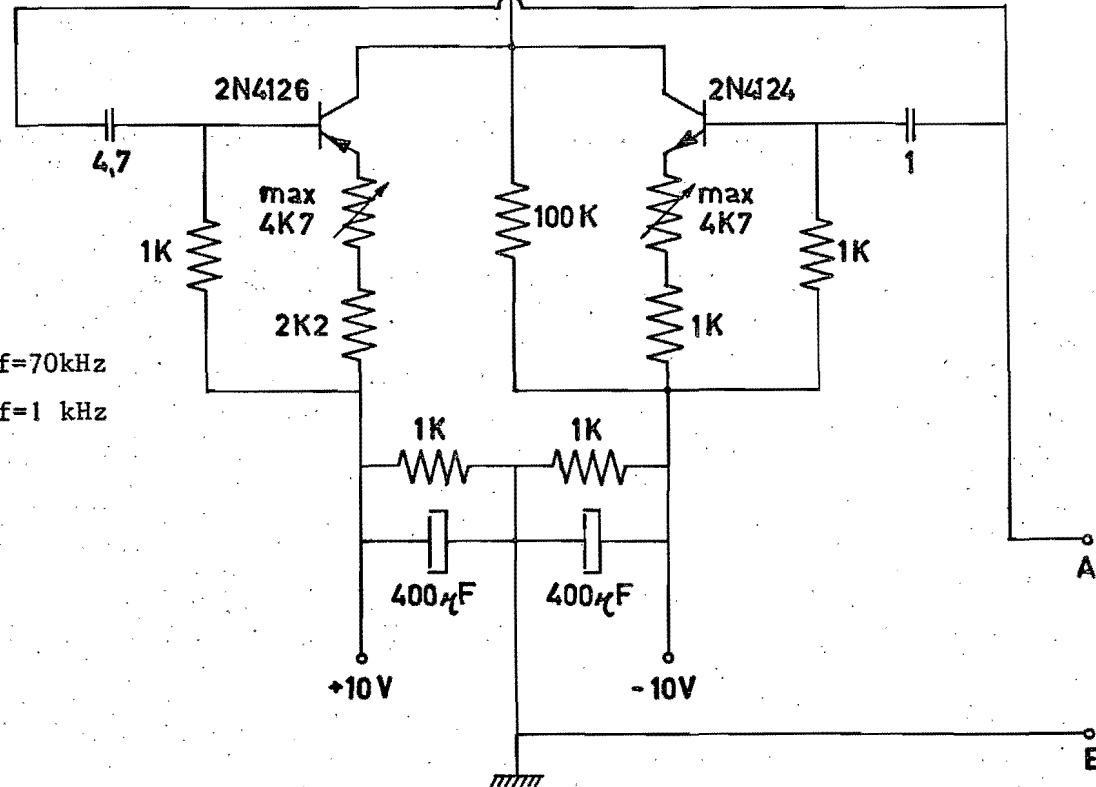
8. Literatuur

1. A. Fettweis: Théorie des circuits à transfer résonnant. Dissertation, Louvain, Belgium, 1963.
2. A. Fettweis: Circuits containing periodically operated switches, in particular resonant-transfer circuits. Technological University of Eindhoven, Netherlands, 1966.
3. G.H.M. de Witte: De benadering van een ideaal universeel filter in resonant-transfer circuits. Stageverslag, Eindhoven, november 1966.
4. A. Fettweis: Filters met willekeurig gekozen dempings-polen en Tschebyschewkarakteristiek in het doorlaatgebied. Tijdschrift van het N.R.G. deel 25, no. 5 - 6, 1960.
5. E. Obregón: Program 741. Design of symmetrical low-pass filters synthesis method. Philips International Institute of Technological Studies, Eindhoven, Netherlands. Report no. 234, september 1966.
6. A. Fettweis: Design of non-minimum reactance filters for symmetrical resonant-transfer two-way direct channel. Bell Telephone Mfg.Co., Antwerp, Report ATR - 31, januari 1961.



FILTER 1

FILTER 2



condensatoren in nF

spoelen in mH

spoel van 0,1 mH: $Q \approx 60$ bij $f = 70 \text{ kHz}$

overige spoelen: $Q \approx 45$ bij $f = 1 \text{ kHz}$

fig. 3.1

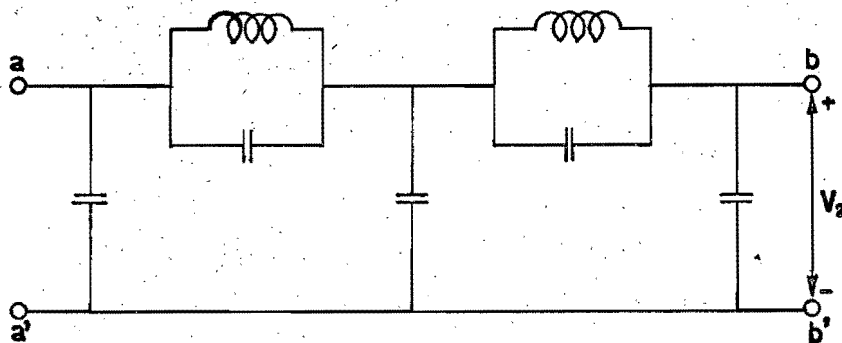
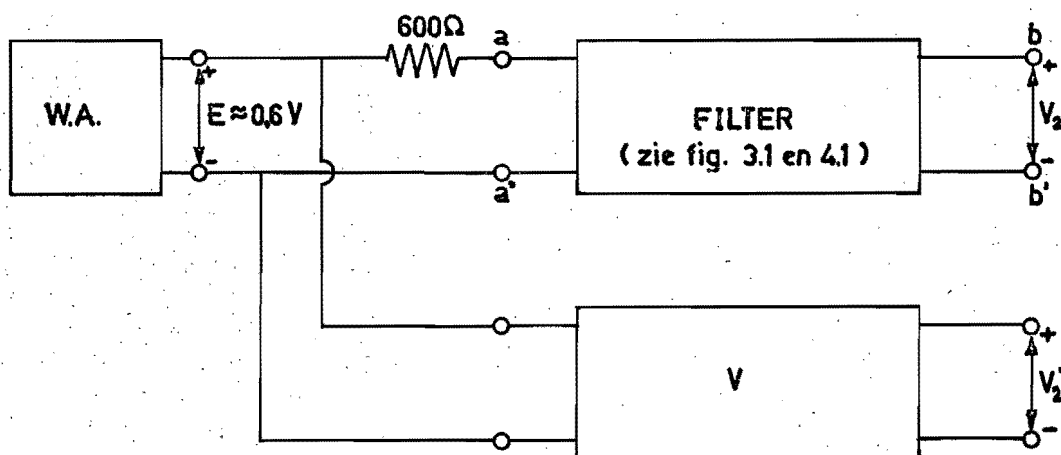


fig. 4.1

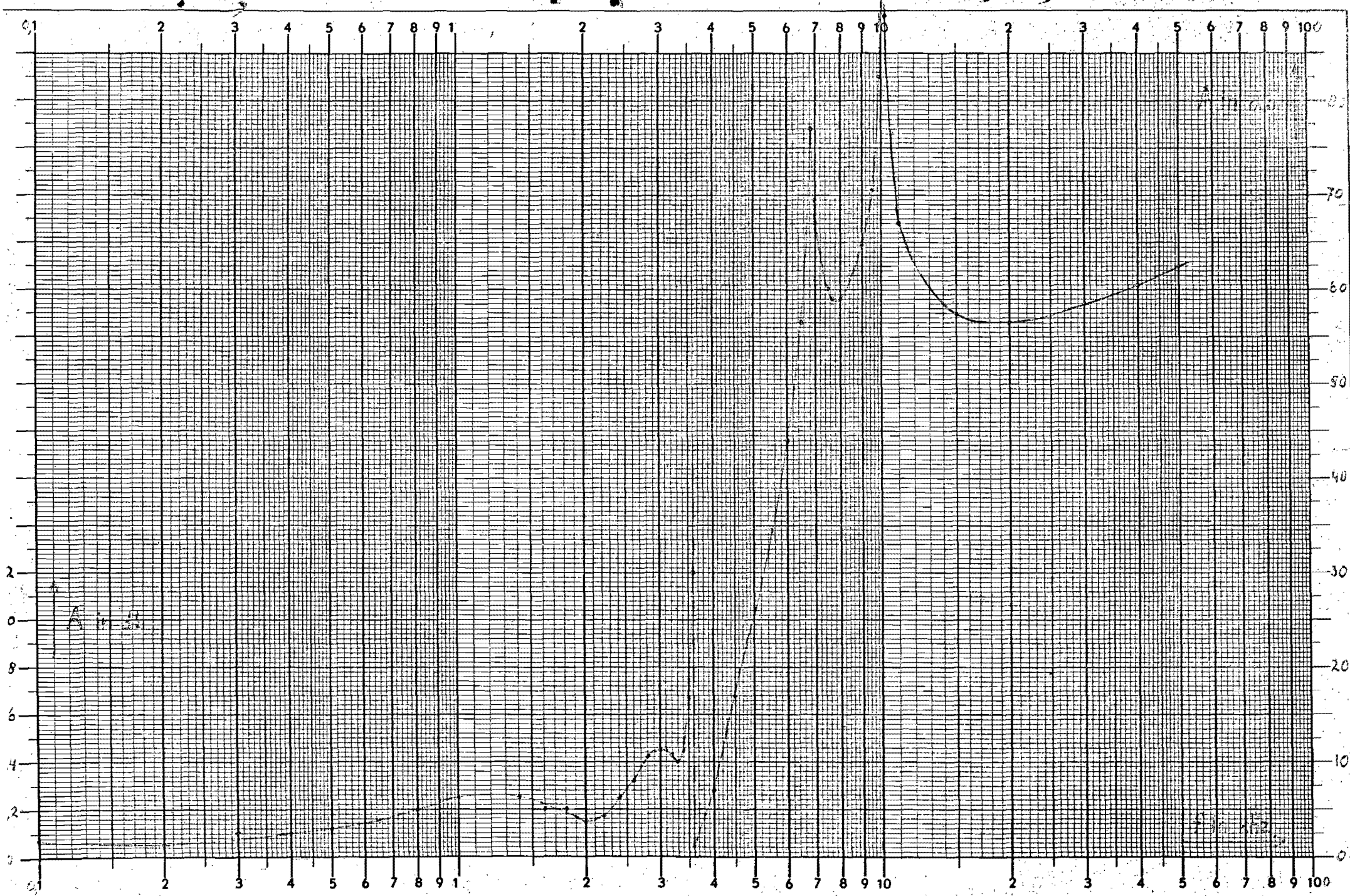


W.A.: Wave-Analyzer fabrikaat Hewlett-Packard, type 302A

V.: Verzwakker fabrikaat Siemens, type Rel 3 D 110b;

onsymmetrisch gebruikt, dus $Z_0 = 300\Omega$; verzwakkeruitgang
inwendig afgesloten met 300Ω .

fig.4.2



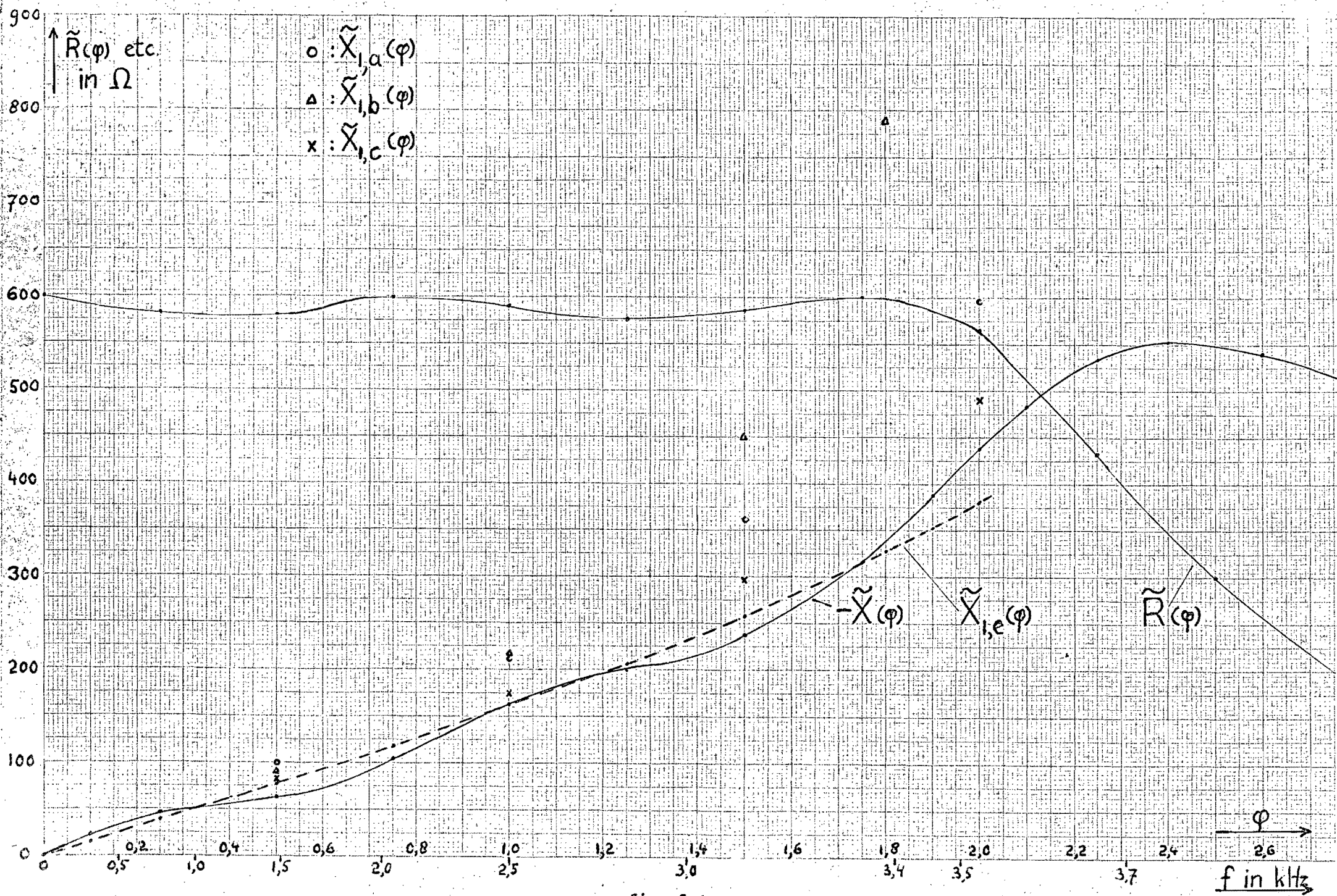
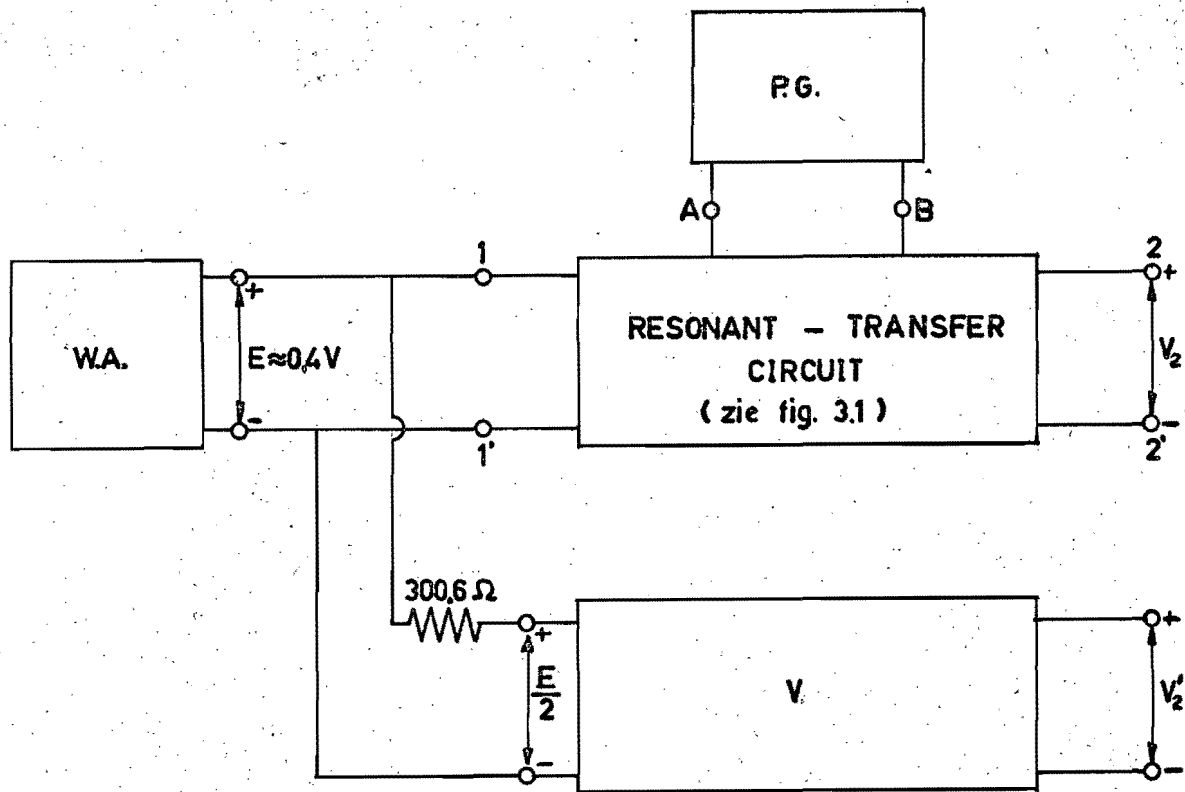


fig. 5.1



W.A.: Wave-Analyzer, fabrikaat Hewlett-Packard, type 302A

V.: Verzwakker fabrikaat Siemens, type Rel 3 D 110b;

asymmetrisch gebruikt, dus $Z_o = 300\Omega$; verzwakkeruitgang inwendig afgesloten met 300Ω ; De ingangsweerstand was dan $300,6\Omega \pm 0,3\Omega$.

P.G.: Pulsgenerator fabrikaat Texas Instruments, type 6606.

fig. 6.1

