

## MASTER

### Sinus-blokomvormers

van d. Pol, R.

*Award date:*  
1969

[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

#### **Take down policy**

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

1110

bse

STUDIEBIBLIOTHEEK  
ELEKTROTECHNIEK  
E - HOOGSOUW

Sinus-blokomvormers

door

R. v.d. Pol

Verslag van het afstudeerwerk verricht in opdracht van  
Prof. Dr. J.J. Zaalberg van Zelst onder leiding van  
Ir. J.A.W. Faatz en Ir. H.J. Gits.

**EEB**

juni 1969

## Inhoud

I. Samenvatting	1
II. Inleiding	2
III. Principe beschrijvingen van de sinus-blokvormers en berekeningen van de te stellen eisen aan die om- vormers	4
III.1. Versterker met dc-gekoppelde versterkertrappen	4
III.2. Berekeningen van de te stellen eisen aan de ad. III.1. genoemde versterker	5
III.2.1. De benodigde versterking en hysteresis van de Schmitt-trigger	5
III.2.2. Maximaal toelaatbare drift van de versterker, teruggerekend naar de ingang van de versterker	6
III.2.3. De minimum RC-tijd van de ingangs- condensator en ingangsweerstand	7
III.2.4. De parasitaire capaciteiten	9
III.3. Mogelijke uitvoeringen van de dc-gekoppelde versterkers	10
III.4. Principe van de versterker met ac-gekoppelde versterkertrappen	15
III.5. Berekeningen van de te stellen eisen, waaraan de versterkers met ac-gekoppelde versterker- trappen moeten voldoen.	16
III.6. Uitvoering van de sinus-blokvormers met ac-gekoppelde versterkertrappen.	23

## I. Samenvatting

In dit verslag worden twee methoden beschreven om twee in amplitude ongelijke wisselspanningen, gelegen in het interval van 1 mV - 1 V, om te zetten in twee blokspanningen, welke elk een gelijke faseverschuiving hebben ten opzichte van hun respectievelijke ingangssignalen.

Het doel van dit apparaat is om dit als blokvormer aan te sluiten op een digitale fasemeter, welke gerealiseerd is door W.J.M. Hansen. De fase-fout tengevolge van de twee omvormers dient kleiner dan zes minuten te zijn.

## II. Inleiding

Sinus-blok omzeters kunnen worden onderscheiden in drie typen, te weten:

- 1) versterkers met d.c.-gekoppelde versterkertrappen.
- 2) versterkers met a.c.-gekoppelde versterkertrappen.
- 3) versterkers met zowel d.c.- als a.c.-gekoppelde versterkertrappen.

De versterker van het eerste type heeft als nadeel dat de drift klein moet zijn. Bijvoorbeeld bij de eis van 0,1 graad nauwkeurig in de fase en een ingangssignaal van 1 mV., dient de drift absoluut kleiner dan 0,45 microvolt te zijn.

Het voordeel van deze versterker is dat hij toepasbaar is voor lagere frequenties dan bij het onder 2) genoemde type.

De versterker van het tweede type heeft het voordeel dat de eis van de lage drift vervalt.

Het nadeel is echter dat men voor de lineariteiten in de overdracht van in- en uitgangssignalen van de versterkertrappen hogere eisen moet stellen dan bij d.c.-gekoppelde versterkers. Bovendien worden bij type 2) ook hoge eisen gesteld aan het symmetrisch afkappen van de versterkte signalen.

Bij kleine ingangssignalen, waarbij de verhouding van het grootste en het kleinste ingangssignaal maximaal 100 bedraagt, heeft de onder 3) genoemde voordelen boven de onder 1) en 2) genoemde.

Men kan dan namelijk het signaal eerst versterken met a.c.-gekoppelde versterkertrappen, zonder begrenzingsschakelingen toe te passen, om daarna het signaal d.c. te gaan versterken met achter elke trap een amplitude-begrenzer.

Het voordeel hiervan is dat men aan de drift van de versterker met d.c.-gekoppelde trappen een lagere eis kan stellen. (Het signaal is namelijk reeds versterkt). Daarnaast vervalt ook de eis van symmetrisch afkappen.

Bovenstaande is samengevat in de volgende tabel:

eigen- type ver- sterker	Eis voor symmetrisch afkappen	Eis voor de drift	Bereik lage frequenties	Amplitude bereik
D.C.	laag	hoog	goed	goed
A.C.	hoog	laag	matig	goed
A.C.-D.C.	laag	matig	matig	matig

In dit verslag zal nader ingegaan worden op de onder 1) en 2) genoemde typen van sinus-blok omzeters.

### III. Principe beschrijving van sinus-blok omvormers en berekeningen van de te stellen eisen aan die omvormers

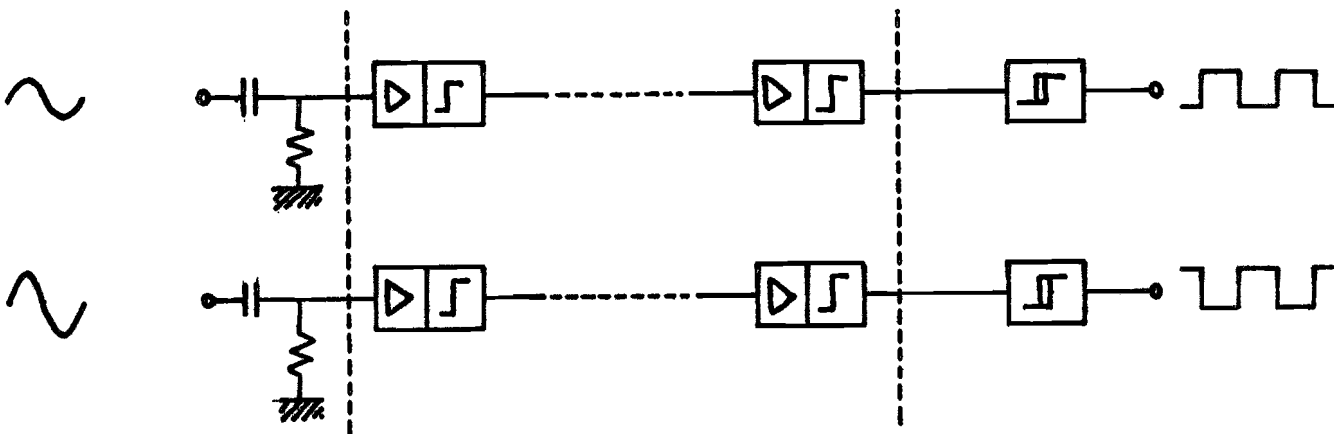
In de inleiding hebben we drie typen versterkers onderscheiden, waarvan er twee aan de eisen van mijn opdracht kunnen voldoen.

Het derde type, de versterker met zowel a.c.- als d.c.-gekoppelde versterkertrappen heeft een te klein amplitudebereik.

Een technische mogelijkheid om dit principe toe te passen is het invoeren van een spanningsdeler aan de ingang van de versterker voor twee amplitudebereiken. Deze mogelijkheid was voor mij niet toepasbaar, daar dit in strijd was met mijn opdracht en zal daarom in dit verslag niet besproken worden.

#### III.1. Versterker met d.c.-gekoppelde versterkertrappen

Het principeschema is in onderstaande figuur weergegeven:



De twee in bovenstaande figuur getekende kanalen zijn identiek.

De te meten signalen worden via een condensator aan de eerste versterkertrappen toegevoerd, waarbij de signalen, na versterkt te zijn, worden begrensd. Deze begrensde signalen worden dan d.c. toegevoerd aan de volgende versterkertrappen, welke weer gevolgd worden door hun respectievelijke begrenzers.

Met dit versterkte signaal wordt een Schmitt-trigger gestuurd, welke dan de gewenste blokken afgeeft.

III.2. Berekeningen van de te stellen eisen aan de ad. 3.1. genoemde versterker

1. Benodigde versterking en hysteresis van de Schmitt-trigger.
2. Maximaal toelaatbare drift.
3. Minimum RC-tijd van de ingangscondensator en -weerstand.
4. Parasitaire capaciteiten

III.2.1. De benodigde versterking en hysteresis van de Schmitt-trigger

Als gevolg van het feit, dat de amplituden van deingangssignalen kunnen verschillen, zullen de overeenkomstige basishoeken van de twee trapezium-vormige spanningen aan de uitgangen van de laatste versterkertrappen ongelijk zijn.

Daar de Schmitt-trigger een eindige hysteresis heeft, zal deze ten gevolge van de niet gelijke hellingen van de benen van het trapezium-vormige signaal een fase-fout in de door hem afgegeven blokken introduceren. Deze fase-fout is afhankelijk van de volgende drie factoren:

- a. de versterking
- b. de verhouding van de amplituden van deingangssignalen
- c. de hysteresis van de Schmitt-triggers (gesteld dat de hystereses van de twee Schmitt-triggers gelijk zijn).

Het is duidelijk dat de grootste fase-fout optreedt bij het extreme geval, dat de tweeingangssignalen amplituden hebben van respectievelijk 1 mV. en 1 Volt. Voor de berekening van de benodigde versterking als functie van de hysteresis van de Schmitt-trigger zullen wij dan ook van de bovengenoemde extreme situatie uitgaan. Verder kunnen wij met goede benadering stellen, dat de helling van het trapezium, afkomstig van het grootsteingangssignaal, na versterking, oneindig groot is.

Stel de benodigde versterking gelijk aan A.

Stel het kleinsteingangssignaal  $V_{i2} = 10^{-3} \sin 2\pi ft$ .

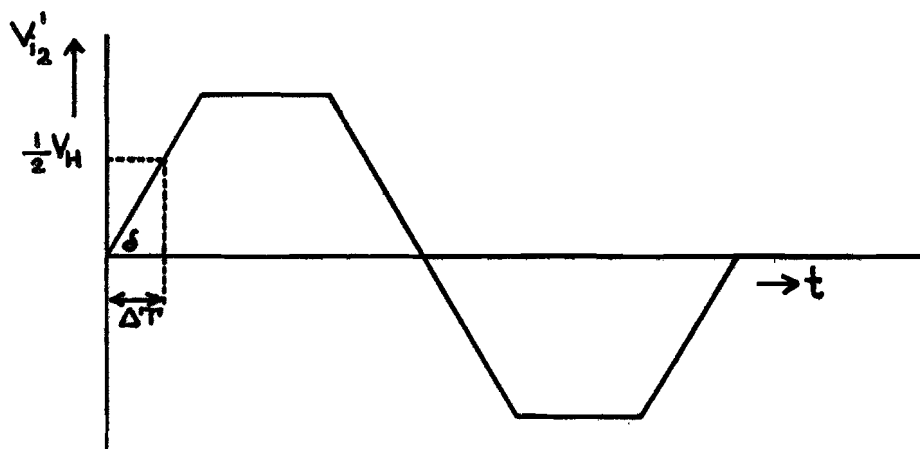
Dit geeft na versterking:  $V'_{i2} = 10^{-3} \cdot A \cdot \sin 2\pi ft$

(de aanhalingstekens duiden op het feit dat  $V_{i2}$  geen echte sinusspanning meer is, maar een afgekapte sinusvormige spanning, of wel met goede benadering een trapeziumvorm.)

Voor de steilheid van de flank van deze trapeziumvormige spanning geldt het volgende:

$$\left( \frac{dV'_{i2}}{dt} \right)_{t=0} = 10^{-3} \cdot A \cdot 2\pi f \cdot \cos 2\pi ft \Big|_{t=0} = 2\pi f A \cdot 10^{-3} = \alpha$$





Ten gevolge van de hysteresis  $V_H$  van de Schmitt-trigger is het blok aan de uitgang van de Schmitt-trigger  $\Delta T$  sec. vertraagd ten opzichte van de nuldoorgang van het trapeziumvormige signaal (zie figuur).

Voor  $\Delta T$  geldt:

$$\Delta T = \frac{\frac{1}{2}V_H}{\alpha} = \frac{\frac{1}{2}V_H}{2\pi f A \cdot 10^{-3}}$$

Deze vertragingstijd veroorzaakt nu de fase-fout  $\Delta\phi$ , waarvoor geldt:

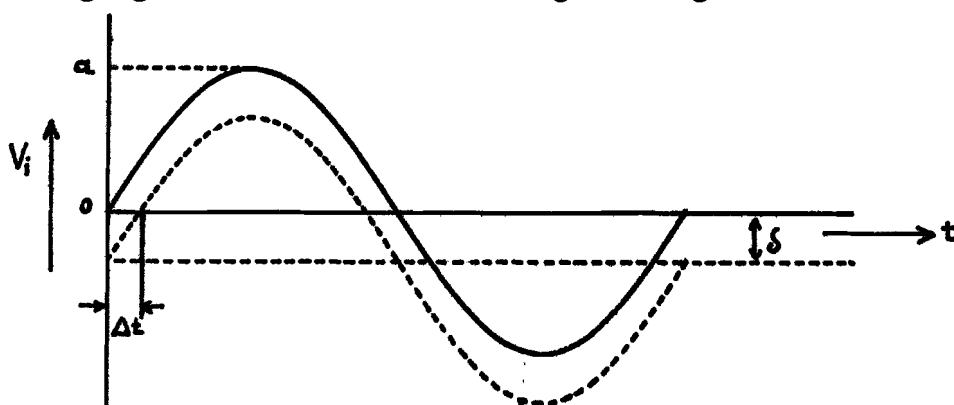
$$\Delta\phi = \frac{T}{f^{-1}} \times 360^\circ = \frac{360 \cdot f \frac{1}{2}V_H}{10^{-3} \cdot 2\pi f \cdot A} = \frac{360 \cdot 000 V_H}{4\pi A}$$

Deze relatie is in grafiek gebracht op bijlage I.

### III.2.2. Maximaal toelaatbare drift van de versterker, teruggerekend naar de ingang van de versterker

De drift van de versterker heeft een verschuiving van de nuldoorgang van het ingangssignaal tot gevolg, welke weer aanleiding geeft tot een fase-fout.

Is de drift gelijk aan  $\delta$  Volt, dan kunnen wij de verschuiving van de nuldoorgang aan de hand van de volgende figuur berekenen:



Voor de verschuiving  $\Delta t$  van de nuldoorgang ten gevolge van de drift  $\delta$  van de versterker bij eeningangssignaal  $a \sin \frac{2\pi ft}{T}$  geldt:

$$a \sin \frac{2\pi \Delta t}{T} = \delta \rightarrow \sin \frac{2\pi \Delta t}{T} = \frac{\delta}{a} \dots\dots (1)$$

Daar  $\frac{2\pi \Delta t}{T}$  klein is, kunnen we de volgende benadering toepassen:

$$\sin \frac{2\pi \Delta t}{T} \approx \frac{2\pi \Delta t}{T}$$

Dit toegepast op betrekking (1) geeft de volgende uitdrukking voor  $\Delta t$ :

$$\frac{2\pi \Delta t}{T} = \frac{\delta}{a} \rightarrow \frac{\Delta t}{T} = \frac{\delta}{a \cdot 2\pi}$$

Deze verschuiving  $\Delta t$  in de nuldoorgang veroorzaakt een fase-fout  $\Delta \phi$ , waarvoor geldt

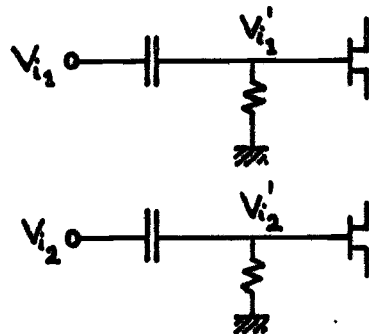
$$\Delta \phi = \frac{\Delta t}{T} \times 360^\circ = \frac{360 \cdot \delta}{2\pi a} \text{ graden} \rightarrow \Delta \phi = \frac{360 \delta}{2\pi a} \text{ graden.}$$

We merken op, dat  $\Delta \phi$  een functie is van de amplitude van het ingangssignaal en van de drift van de versterker.

De fase-fout  $\Delta \phi$  als functie van de drift van de versterker en de amplitude  $A$  van het ingangssignaal, is op bijlage II in grafiek gebracht. De amplitude  $A$  is hierbij als parameter gekozen.

### III.2.3. De minimum RC-tijd van de ingangscapacitor en ingangsweerstand

De ingangen van de versterkers zijn in onderstaande figuur weergegeven.



Als gevolg van de spanningsdelers aan de ingangen van de twee versterkers zijn deingangssignalen  $V'_{i1}$  en  $V'_{i2}$  van de versterkers in

fase verschoven ten opzichte van de te meten ingangssignalen  $V_{i_1}$ , respectievelijk  $V_{i_2}$ .

Slechts het verschil in de fasedraaiingen ten gevolge van de spanningsdelingen aan de ingangen van de twee versterkers introduceert een fase-fout in de uitgangsblokspanningen. Dit verschil in fasedraaiing wordt veroorzaakt door de ongelijkheid in de waarde van de overeenkomstige condensatoren en weerstanden. Deze fase-fout zullen wij nu berekenen:

De relatie tussen  $V_{i_1}'$  en  $V_{i_1}$  is

$$\frac{V_{i_1}'}{V_{i_1}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\omega^2 R^2 C^2 + j\omega RC}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Hieruit volgt dat voor het faseverschil tussen  $V_{i_1}$  en  $V_{i_1}'$  geldt:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\omega RC}$$

Om de genoemde fase-fout te berekenen, stellen wij, dat het verschil in waarde van de overeenkomstige weerstanden en condensatoren van beide versterkers respectievelijk  $\Delta R$  en  $\Delta C$  bedraagt.

Verder stellen wij dat deze verschillen in waarde van de condensatoren en weerstanden een fase-fout geven van  $\Delta \varphi$ .

Wij zullen nu  $\Delta \varphi$  berekenen:

$$\operatorname{tg}(\varphi + \Delta \varphi) = \frac{1}{\omega(R + \Delta R)(C + \Delta C)} \approx \frac{1}{\omega RC \left\{ 1 + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right\}}$$

$$\text{Verder geldt: } \operatorname{tg}(\varphi + \Delta \varphi) = \frac{\operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg} \Delta \varphi}{1 - \operatorname{tg} \Delta \varphi \cdot \operatorname{tg} \varphi}$$

$$\rightarrow \frac{1}{\omega RC \left( 1 + \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta C}{C} \right)} = \frac{\frac{1}{\omega RC} + \operatorname{tg} \Delta \varphi}{1 - \frac{1}{\omega RC} \operatorname{tg} \Delta \varphi}$$

$$\text{Bij gebruik van 1 \%-weerstand is } \frac{\Delta R}{R} = \frac{2}{100}$$

$$\text{Bij gebruik van 10 \%-condensatoren is } \frac{\Delta C}{C} = \frac{1}{5}$$

$$\frac{1}{\omega RC(1 + \frac{1}{50} + \frac{1}{5})} = \frac{\frac{1}{\omega RC} + \operatorname{tg} \Delta \varphi}{1 - \frac{1}{\omega RC} \operatorname{tg} \Delta \varphi} \rightarrow 1 - \frac{1}{\omega RC} \operatorname{tg} \Delta \varphi = \frac{61}{50} + \frac{61}{50} \omega RC \operatorname{tg} \Delta \varphi \rightarrow$$

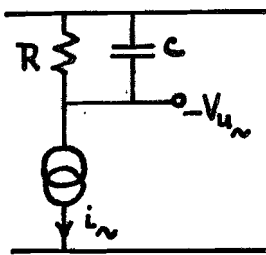
$$\left. \begin{aligned} |\operatorname{tg} \Delta \varphi| &= \frac{11}{50 \left\{ \frac{1}{\omega RC} + \frac{61}{50} \omega RC \right\}} \\ \operatorname{tg} \Delta \varphi &\approx \frac{2\pi}{360} \Delta \varphi \end{aligned} \right\} \rightarrow \Delta \varphi = \frac{360 \times 11}{2\pi \times 50 \left\{ \frac{1}{\omega RC} + \frac{61}{50} \omega RC \right\}}$$

Bovenstaande formule is in grafiek gebracht op bijlage III. Hierin is  $\Delta \varphi$  uitgezet als functie van de frequentie en is het product RC als parameter gekozen.

### III.2.4. De parasitaire capaciteiten

Ook de parasitaire capaciteiten in de collectorcircuits van de versterkertrappen zullen aanleiding geven tot een fasedraaiing. Slechts weer het verschil in fasedraaiing van de twee versterkers zal van invloed zijn op de fase-fout.

Wij zullen deze fase-fout aan de hand van de volgende figuur berekenen. (De transistor is hierbij door een stroombron vervangen).



$$\frac{V_{u_n}}{i_n} = \frac{R \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{1 + j\omega RC} = \frac{R - j\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

$$|\operatorname{tg} \varphi| = \omega RC \quad (R = \text{collectorweerstand}) \\ (C = \text{parasitaire capaciteit})$$

Stel dat er een afwijking  $\Delta C$  in capaciteitswaarde is ten opzichte van de capaciteit in de overeenkomstige versterkertrap.

Dit zal dan een fase-fout in de uitgangsblokspanningen veroorzaken van  $\Delta \varphi$ .

$\Delta \varphi$  kunnen wij nu als volgt berekenen:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{tg}(\varphi + \Delta \varphi) &= \omega R(C + \Delta C) \\ \operatorname{tg}(\varphi + \Delta \varphi) &= \frac{\operatorname{tg} \varphi + \operatorname{tg} \Delta \varphi}{1 - \operatorname{tg} \varphi \operatorname{tg} \Delta \varphi} \end{aligned} \right\} \rightarrow \frac{\omega RC + \operatorname{tg} \Delta \varphi}{1 - \operatorname{tg} \Delta \varphi \omega RC} = \omega RC \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)$$

$$\text{of: } \omega RC + \operatorname{tg} \Delta \varphi = \omega RC + \omega RC \frac{\Delta C}{C} - \omega^2 R^2 C^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right) \operatorname{tg} \Delta \varphi \rightarrow$$

$$\left. \begin{aligned} \rightarrow \operatorname{tg} \Delta \varphi &= \frac{\omega R C \frac{\Delta C}{C}}{1 + \omega^2 R^2 C^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)} \\ \operatorname{tg} \Delta \varphi^0 &\approx \frac{2\pi}{360} \Delta \varphi \end{aligned} \right\} \frac{2\pi}{360} \Delta \varphi = \frac{\omega R C \frac{\Delta C}{C}}{1 + \omega^2 R^2 C^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)} \text{ of}$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta \varphi &= \frac{57,5 \omega R C \frac{\Delta C}{C}}{1 + \omega^2 R^2 C^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)} \\ \text{met } \omega C R &= B \text{ gesteld} \end{aligned} \right\} \rightarrow \Delta \varphi = \frac{57,5 \cdot B \cdot \frac{\Delta C}{C}}{1 + B^2 \left(1 + \frac{\Delta C}{C}\right)}$$

De fasefout als functie van de factor B en de relatieve afwijking in de parasitaire capaciteit  $\frac{\Delta C}{C}$  is op bijlage IV<sub>B</sub> en IV<sub>A</sub> in grafiek gebracht. De relatieve afwijking in de parasitaire capaciteiten  $\frac{\Delta C}{C}$  is hierbij als parameter gekozen.

### III.3. Mogelijke uitvoeringen van de dc-gekoppelde versterkers.

Allereerst zullen wij de genoemde oorzaken van mogelijk optredende fase-fouten nader beschouwen.

De oorzaken waren respectievelijk:

- 1) De versterking A en de hysteresis  $V_H$  van de Schmitt-triggers.
- 2) De maximaal toelaatbare drift van de versterker.
- 3) De minimum RC-tijd van de ingangscapacitor en ingangsweerstand.
- 4) De parasitaire capaciteiten in de collectorcircuits.

Ad. 1) Uit de grafieken op bijlage I merken wij op, dat bij een vaste waarde van  $\Delta \varphi$ , een grotere versterking noodzakelijk is naarmate de hysteresis  $V_H$  van de Schmitt-trigger groter is. Daar zal blijken dat een grote bandbreedte noodzakelijk is, zullen we er naar streven de benodigde versterking zo laag mogelijk te houden. In dit geval kunnen wij de versterking klein houden door een Schmitt-trigger toe te passen met een kleine hysteresis  $V_H$ .

Ad. 2) Uit de grafieken op bijlage II lezen wij af, dat de maximaal toelaatbare drift van elk der twee versterkers bij twee ingangssignalen met elk een amplitude van 1 mV, en bij de eis van 0,1 graad nauwkeurigheid in fase, kleiner moet zijn dan  $0,45 \mu V$ . Daar de sinus-blok omzetter als ingangen van een fase-meter worden gebruikt, is een hoge ingangsimpedantie noodzakelijk ( $\geq 1 M\Omega$ ).

Wij kunnen aan deze eis voldoen door field-effect transistoren toe te passen aan de ingangen van de versterkers. Aan de lage drift van  $0,45 \mu\text{V}$  kunnen de bestaande FET's echter niet voldoen. (De FET-verschiltrap van het type 2N5196 heeft nog een spanningsdrift van  $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$  terwijl de offset-currentdrift  $15 \text{ pA}/^\circ\text{C}$  bedraagt. Dit betekent bij een ingangsimpedantie van  $1 \text{ M}\Omega$  een drift van  $20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ). Het enige alternatief is om de drift van de versterker door middel van een regelspanning te reduceren.

Ad. 3) Bij gebruik vaningangsweerstanden en condensatoren met toleranties van respectievelijk 1 % en 10 %, kunnen wij uit de grafieken op bijlage III aflezen, dat bij een frequentie van 20 Hz, en bij een product RC der nominale waarden van deingangsweerstand eningangscapacitor van 4 seconden, de fase-fout ten gevolge van de genoemde toleranties kleiner is dan 0,021 graad. Daar de laagste frequentie 20 Hz is, kunnen wij met een RC-tijd van deingangscapacitor eningangsweerstand van 4 seconden ruim aan de eis van 0,1 graad nauwkeurigheid voldoen.

Ad. 4) Uit de grafieken op bijlage IV lezen wij af, dat bij de eis van de fase-fout ten gevolge van de parasitaire capaciteiten in één trap van maximaal  $6 \cdot 10^{-3}$  graden, de factor B groter dan 1000 dient te zijn. Om hieraan te voldoen moet gelden dat:

$$B = \frac{1}{2\pi f \cdot R \cdot C} > 10^3 \longrightarrow f < \frac{10^{-3}}{2\pi RC}$$

Stellen wij de nominale waarde van de parasitaire capaciteit 10 pF, dan gaat bovenstaande ongelijkheid over in:

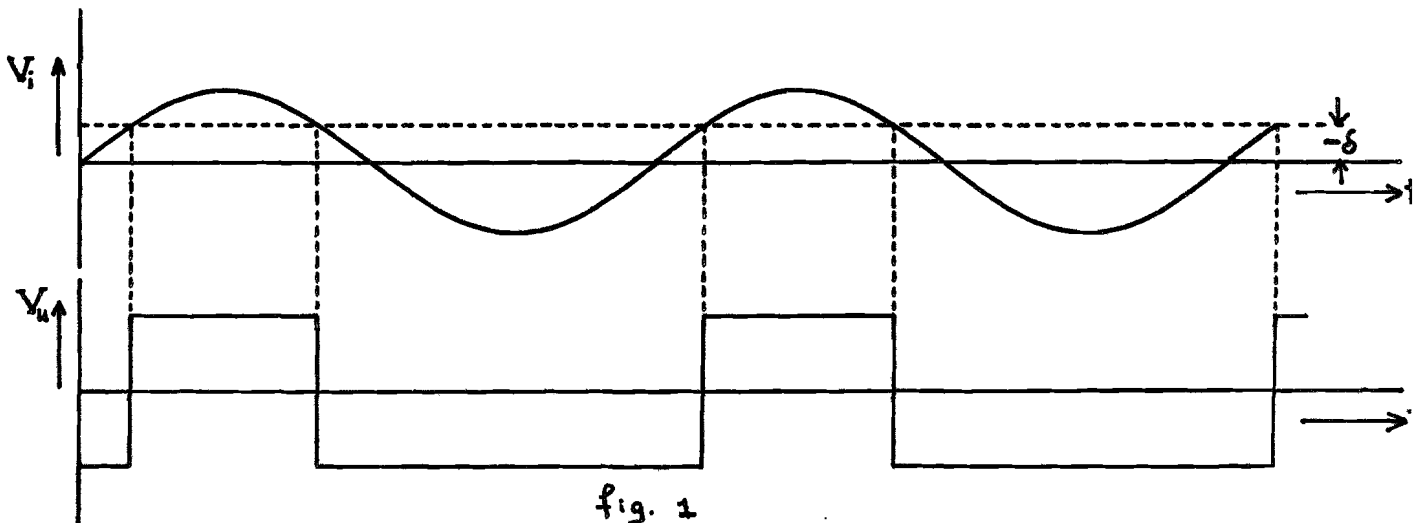
$$f < \frac{16 \cdot 10^6}{R}$$

Uit deze formule volgt, dat het frequentiebereik van de omvormers bij een bepaalde nauwkeurigheid in de fase, omgekeerd evenredig is met de collectorweerstand.

Dat zou betekenen, dat wij, om een groot frequentiebereik te verkrijgen, waarbij een bepaalde nauwkeurigheid wordt geëist in de fase, kleine waarden voor de collectorweerstand moeten nemen. Evenwel bij toepassing van kleine weerstandswaarden, zal het aantal versterkertrappen toenemen om aan de benodigde versterking te blijven voldoen (zie ad.1). Dat veroorzaakt echter weer extra fasedraaiing. Het bepalen van een optimum heeft hier weinig zin, daar de bovengestelde waarde van de parasitaire capaciteit en van de relatieve afwijking van die capaciteit niet overeen hoeft te komen met de werkelijke waarden.

Ik heb daarom een keuze gedaan voor de grootte van de collectorweerstand. In mijn schakelingen heb ik collectorweerstand gebruikt van 1000 Ohm.

De onder (1), (3) en (4) beschouwde oorzaken van fase-fouten zijn door juiste keuze van de waarden van de componenten van dien aard, dat de hierdoor geïntroduceerde fase-fouten ruim binnen de tolerantie van 0,1 graad liggen. De fase-fout ten gevolge van de onder (2) genoemde drift, welke optreedt bij toepassing van de FET-verschiltrap met de laagst bekende drift, is nog zó groot, dat zij bij kleine ingangsignalen buiten de gestelde nauwkeurigheid van 0,1 graad valt. Wij zullen dus een drift-compensatie moeten toepassen. Het meest voor de hand liggende is om uit de asymmetrie van de blokken, welke veroorzaakt wordt door de drift (zie fig. 1), een regelspanning af te leiden en die terug te koppelen naar de ingang.



Het afleiden van een regelspanning  $V_R$ , die de drift gedeeltelijk moet compenseren, uit de asymmetrie van de uitgangsblokspanningen kunnen wij op twee manieren doen, namelijk:

- 1e. door de twee uitgangsblokspanningen door twee laagdoorlaatfilters te sturen.
- 2e. door middel van toepassing van top-detectie, nadat de blokken via een condensator op nul-niveau zijn gebracht.

Deze twee methoden worden in de hierna volgende principe-schema's weergegeven.

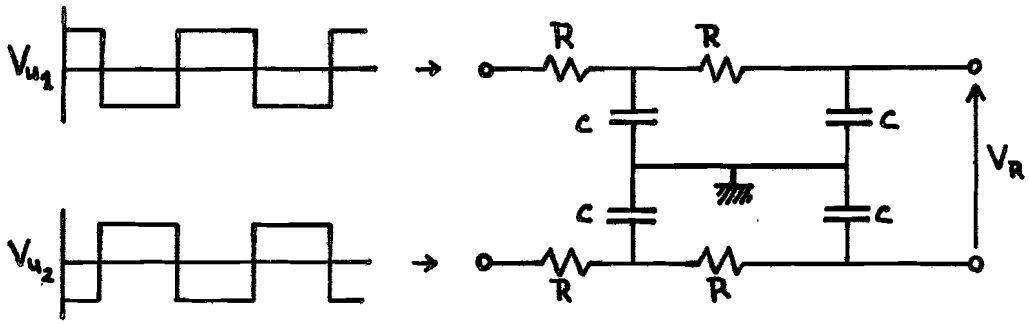


fig. 2.

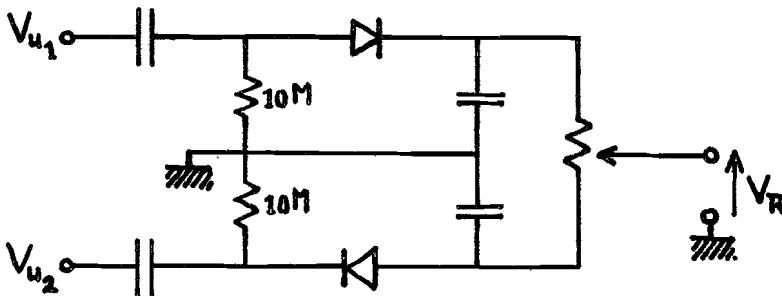


fig. 3

Van bovengenoemde twee mogelijkheden om de invloed van de drift op de asymmetrie van de uitgangsblokspanningen te verkleinen, zullen wij nu voor de eerstgenoemde methode een korte afleiding geven. Wij zullen daartoe uitgaan van het vervangingschema van een versterker met drift  $\delta$ , zoals die in figuur 4 is weergegeven.

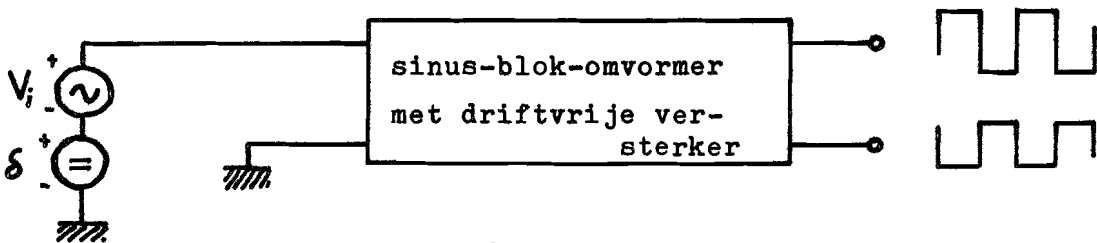


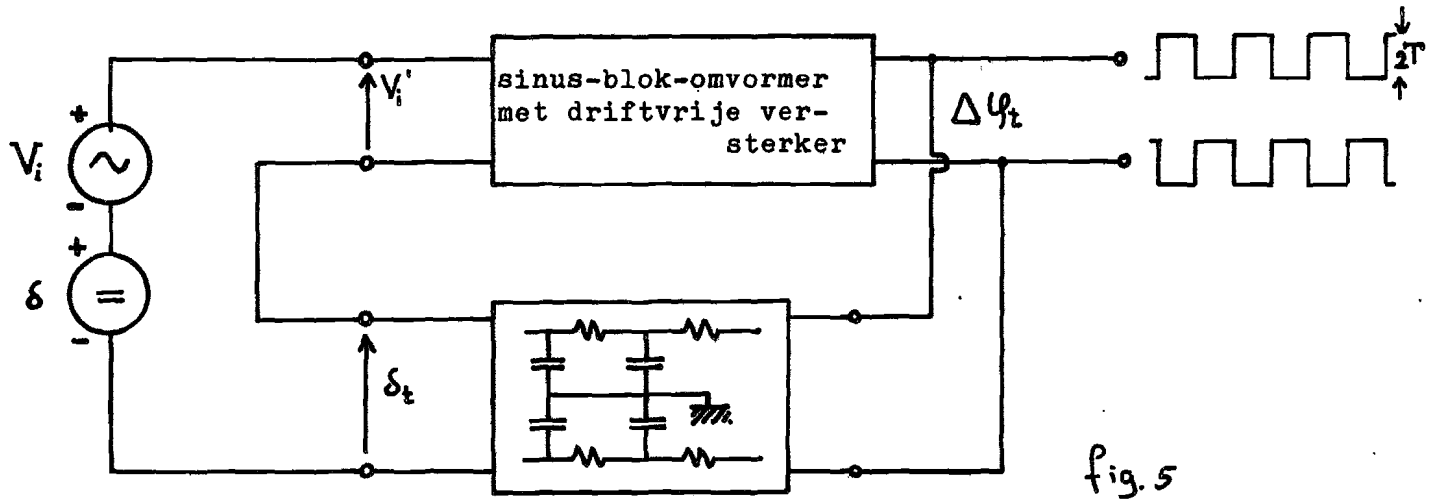
fig. 4.

Stel dat de asymmetrie in de uitgangsblokken ten gevolge van de gelijkspanningsbron van  $\delta$  volt, bij eeningangssignaal  $V_i = a \cdot \sin \omega t$ , gelijk is aan  $\Delta \varphi$  graden. Voor  $\Delta \varphi$  geldt dan het volgende:

$$a \sin \Delta \varphi = \delta \rightarrow \left. \begin{array}{l} \sin \Delta \varphi = \frac{\delta}{a} \\ \Delta \varphi \text{ klein} \end{array} \right\} \rightarrow \Delta \varphi = \frac{360}{2\pi} \cdot \frac{\delta}{a} \text{ graden} \dots\dots (1)$$

Gaan wij nu bovenstaande versterker terugkoppelen, dan krijgen wij het schema, zoals in figuur 5 is weergegeven.



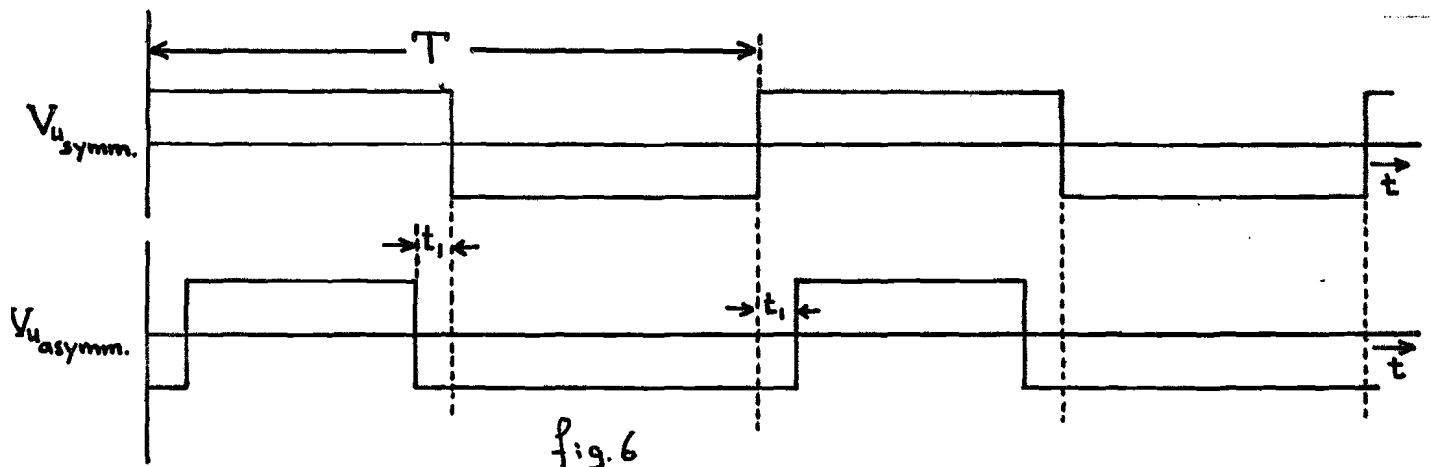


Wij nemen aan dat de afsnijfrequentie van het in figuur 5 getekende laagdoorlaatfilter zo laag is, dat de topwaarde van de rimpel aan de uitgang van dat filter als responsie op de ingangsblokspanningen klein is ten opzichte van  $\delta$  Volt.

Daar wij hier slechts een quasi-stationaire toestand zullen beschouwen, kunnen wij nu het laagdoorlaatfilter opvatten als een omzetter van de asymmetrie  $\Delta\varphi_t$  van de blokken in een gelijkspanning  $\delta_t$  (zie figuur 5). Hebben de blokspanningen een amplitude van  $T$  Volt, dan kunnen wij voor de overdracht van het laagdoorlaatfilter onder bovengenoemde condities met behulp van de volgende tabel

asymmetrie van de blokken bij de ingang van het filter	geeft aan de uitgang van het filter =
90 gr. asymmetrie	$2T$ Volt
1 gr. asymmetrie	$\frac{2T}{90}$ Volt
$\Delta\varphi$ gr. asymmetrie	$\Delta\varphi \frac{2T}{90}$ Volt

het volgende schrijven:  $\delta_t = \frac{2T}{90} \Delta\varphi_t$



De asymmetrie is hierbij gedefinieerd als:  $\Delta\varphi_t = \frac{t_1}{T} \times 360^\circ$  (zie fig.6)

De spanning  $V_i'$  (zie figuur 5) bestaat dan uit de wisselspanningscomponent  $V_i = a \sin \omega t$  en de gelijkspanningscomponent ( $\delta - \delta_t$ ). Nu  $V_i'$  bekend is, kunnen wij de asymmetrie  $\Delta \varphi_t$  van de blokken bij de teruggekoppelde versterker bepalen. Voor  $\Delta \varphi_t$  geldt:

$$V_i \Big|_{\omega t = \Delta \varphi_t} = a \cdot \sin \Delta \varphi_t = \delta - \frac{2T}{90} \Delta \varphi_t \quad \text{of}$$

$$\left. \begin{aligned} \sin \Delta \varphi_t &= \frac{\delta}{a} - \frac{2T}{90} \cdot \frac{\Delta \varphi_t}{a} \\ \Delta \varphi_t \text{ is klein} \end{aligned} \right\} \rightarrow \frac{2\pi}{360} \Delta \varphi_t = \frac{\delta}{a} - \frac{2T}{90} \cdot \frac{\Delta \varphi_t}{a} \rightarrow$$

$$\Delta \varphi_t = \frac{\frac{\delta}{a}}{\frac{2\pi}{360} + \frac{2T}{90} \cdot \frac{1}{a}} \quad \text{-----} \quad (2)$$

De factor, waarmee de asymmetrie  $\Delta \varphi$  van de blokspanningen van het niet-teruggekoppelde systeem kleiner wordt door toepassing van terugkoppeling, noemen wij K.

Uit vergelijking (1) en (2) volgt voor K:

$$K = \frac{\Delta \varphi}{\Delta \varphi_t} = \frac{\frac{360}{2\pi} \cdot \frac{\delta}{a}}{\frac{\delta}{a}} \left\{ \frac{2\pi}{360} + \frac{2T}{90} \cdot \frac{1}{a} \right\} \rightarrow$$

$$\rightarrow K = 1 + \frac{4T}{\pi a}$$

Hierin is a de amplitude van het ingangssignaal en T de amplitude van de uitgangsblokspanningen.

Op bijlage V is K uitgezet als functie van a, met T als parameter.

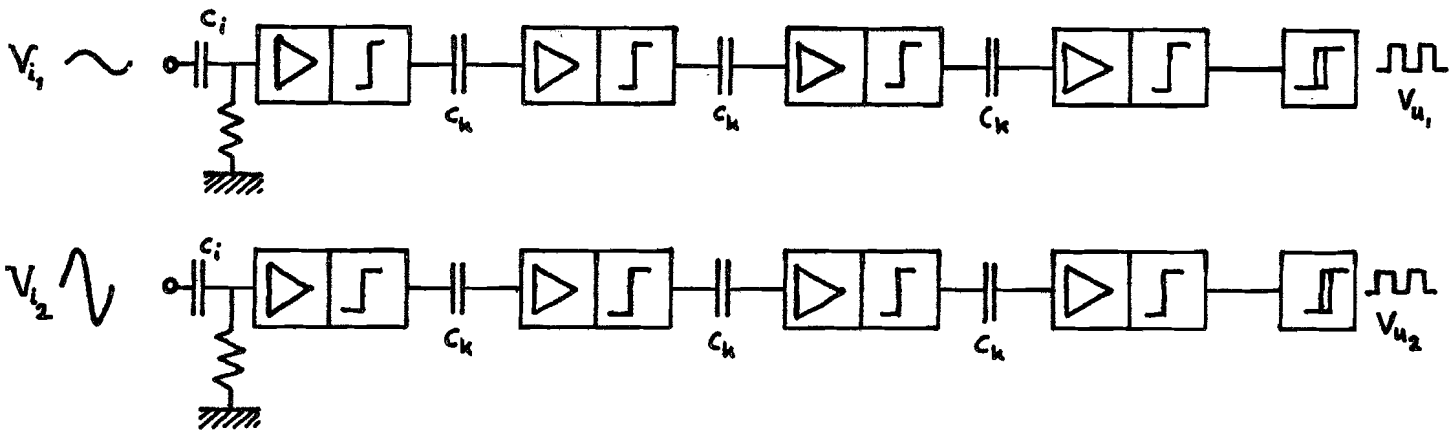
Opmerking: De teruggekoppelde versterker kunnen wij interpreteren als een niet teruggekoppelde versterker met een drift van

$$\frac{\delta}{K} = \frac{\delta}{1 + \frac{4T}{\pi a}} \quad \text{Volt.}$$

#### III.4. Principe van de versterker met ac-gekoppelde versterkertrappen

Ook bij de versterker met ac-gekoppelde versterkertrappen gaan wij weer uit van twee identieke versterkerkanalen. Het verschil met de dc-gekoppelde versterker is dat de versterkertrappen gekoppeld worden door middel van condensatoren.

In figuur (1) is het principe weergegeven:



figuur (1)

De te meten signalen worden weer via een condensator  $C_i$  aan de versterkertrappen toegevoerd, waarbij de signalen, na versterkt te zijn, worden begrensd. Deze begrensde signalen worden dan door middel van de koppelcondensatoren  $C_k$  aan hun volgende versterkertrappen toegevoerd, welke weer gevolgd worden door hun respectievelijke begrenzers. Dit laatste proces wordt zoveel keer herhaald, totdat aan de benodigde versterking is voldaan. Nadat de signalen voldoende versterkt zijn, worden met de twee versterkte signalen de Schmitt-triggers gestuurd, welke dan de gewenste blokken afgeven.

III.5. Berekeningen van de te stellen eisen, waaraan de ad. III.4. genoemde versterkers moeten voldoen.

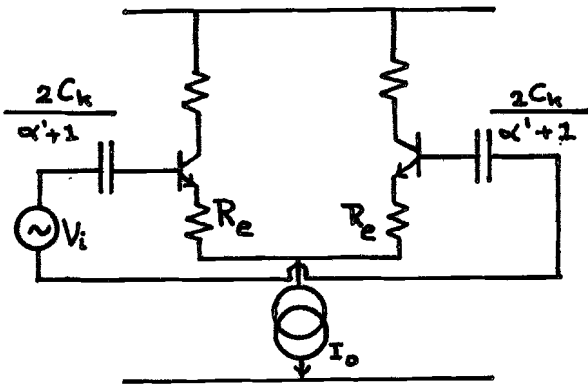
Daar de berekeningen van de benodigde versterking als functie van de hysteresis van de Schmitt-trigger, de minimum RC-tijd van de ingangscapacitor en ingangswaerstand, en de collectorweerstand bij een versterker met ac-gekoppelde versterkertrappen, gelijk verlopen als bij de versterker met dc-gekoppelde versterkertrappen, kunnen wij voor die berekeningen volstaan door te verwijzen naar de onder III.2. gegeven berekeningen.

Verder hebben wij bij de versterker met ac-gekoppelde versterkertrappen nog te maken met de hierna volgende factoren, welke een fasefout kunnen veroorzaken in de uitgangsblokspanningen.

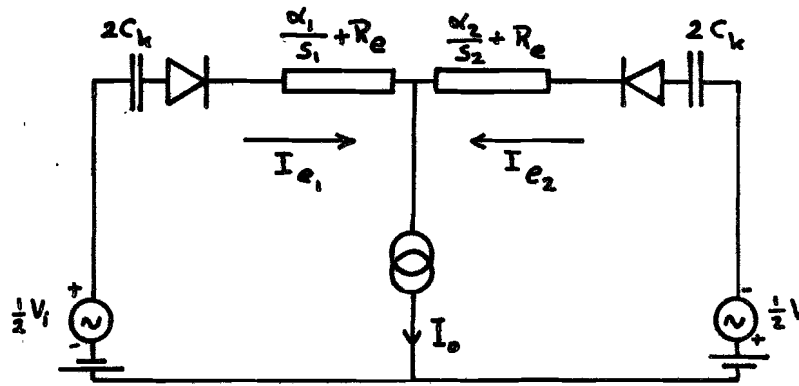
- 1) Tijdconstante waarin de koppelcondensator voorkomt.
- 2) Asymmetrisch afkappen.
- 3) Vervorming.

Ad. 1. De tijdconstante, waarin de koppelcondensator voorkomt.

Voor de verschilversterker volgens het schema van figuur (2) geldt het vervangingsschema, zoals dat in fig. 3 is weergegeven.



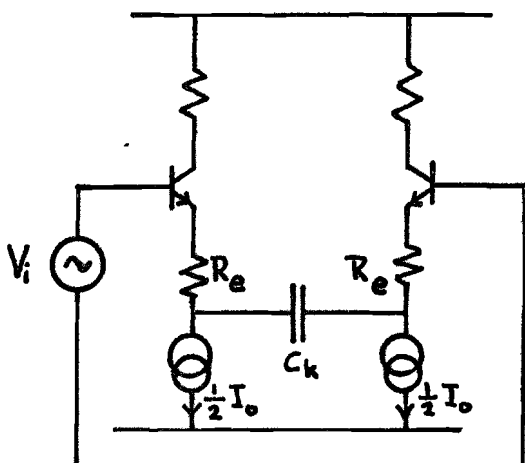
figuur 2



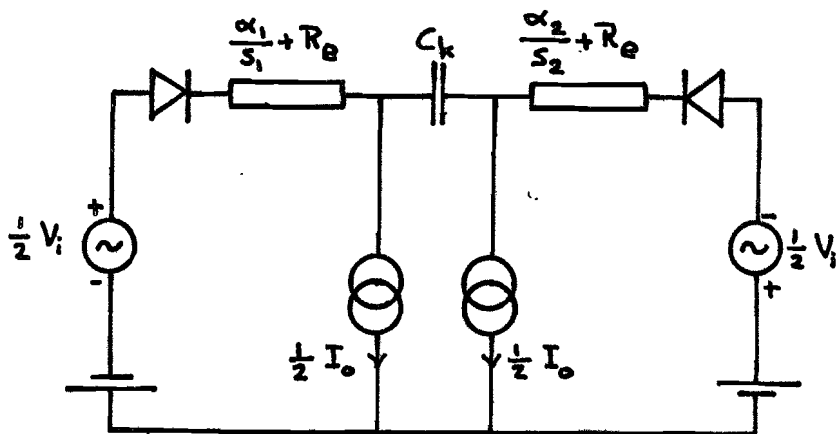
figuur 3

Door temperatuursveranderingen kunnen de spanningen over de basis-emitterdiodes gaan verschillen. Dit heeft tot gevolg dat de ruststromen  $I_{e_1}$  en  $I_{e_2}$  niet meer gelijk zijn. Dit zou bij het begrenzen van de spanningen in het collectorcircuit asymmetrie van het uitgangssignaal veroorzaken.

Deze temperatuursafhankelijkheid in de emitterstromen kunnen wij onder-  
vangen door twee gelijke stroombronnen toe te passen, zoals dat in  
figuur 4 in schema is gebracht. Het vervangingsschema is in figuur 5  
getekend.



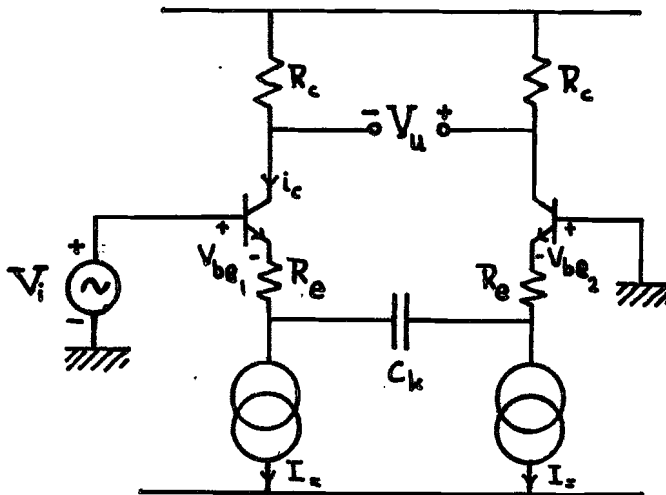
figuur 4



figuur 5

Wij merken nog op dat de twee vervangingsschema's uit figuur 3 en 4 wat betreft het wisselstroomgedrag identiek zijn.

De toe te passen koppelcondensatoren zullen een fasedraaiing veroorzaken. Het verschil in fasedraaiing ten gevolge van de ongelijkheid in de overeenkomstige koppelcondensatoren en de daarbij behorende reactanties in de versterkerkanalen zal een fasefout introduceren. Wij zullen deze berekenen aan de hand van de toegepaste schakeling, welke in figuur 6 is weergegeven.



figuur 6

Wij zullen de verschillende grootheden van de in bovenstaande schakeling voorkomende transistoren gelijk veronderstellen.

Dan geldt:

$$\left. \begin{aligned}
 V_i &= V_{be_1} + i_c \left(1 + \frac{1}{\alpha'}\right) \left(2R_e + \frac{1}{j\omega C_k}\right) - V_{be_2} \\
 V_{be_1} &= \frac{i_c}{S} \\
 V_{be_2} &= -\frac{i_c}{S}
 \end{aligned} \right\} V_i = \frac{2i_c}{S} + i_c \left(1 + \frac{1}{\alpha'}\right) \left(2R_e + \frac{1}{j\omega C_k}\right) \rightarrow$$

$$\left. \begin{aligned}
 i_c &= \frac{V_i}{\frac{2}{S} + \left(1 + \frac{1}{\alpha'}\right) \left(2R_e + \frac{1}{j\omega C_k}\right)} \\
 V_u &= 2i_c R_c \rightarrow i_c = \frac{V_u}{2R_c}
 \end{aligned} \right\} \frac{V_u}{V_i} = \frac{2R_c}{\frac{2}{S} + \left(1 + \frac{1}{\alpha'}\right) \left(2R_e + \frac{1}{j\omega C_k}\right)}$$

Daar  $\frac{1}{\omega C_k} \ll 1$ , zullen wij de term  $\frac{1}{\omega C_k}$  in bovenstaande formule verwaarlozen. Wij krijgen dan het volgende:

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{2R_c}{\frac{2}{S} + 2R_e + \frac{1}{j\omega C_k}} = \frac{(\frac{2}{S} + 2R_e + \frac{j}{\omega C_k})2R_c}{(\frac{2}{S} + 2R_e)^2 + \frac{1}{\omega^2 C_k^2}}$$

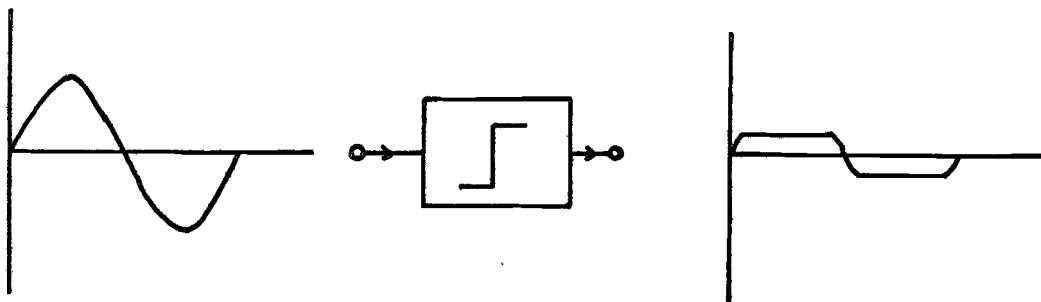
Voor de fasedraaiing  $\varphi$  tussen  $V_i$  en  $V_u$  geldt dan:

$$\left. \begin{aligned} \text{tg } \varphi &= \frac{1}{\omega C_k (\frac{2}{S} + 2R_e)} \\ \text{Stel } \frac{2}{S} + 2R_e &= R \end{aligned} \right\} \rightarrow \text{tg } \varphi = \frac{1}{\omega RC_k}$$

Wij merken nu op dat deze formule voor de fasedraaiing identiek is aan die op blz. 9. Daar is ook uitgerekend het verschil in fasedraaiing ten gevolge van de verschillen in waarde van de overeenkomstige weerstanden en condensatoren van de versterkers. Wij zullen deze berekeningen daarom hier niet meer uitvoeren. De fase-fout  $\Delta\varphi$  als functie van de frequentie met als parameter  $(\frac{2}{S} + 2R_e)C_k$  is op bijlage III weergegeven, indien wij het volgende in acht nemen: Lees voor  $RC$ :  $(\frac{2}{S} + 2R_e)C_k$ .

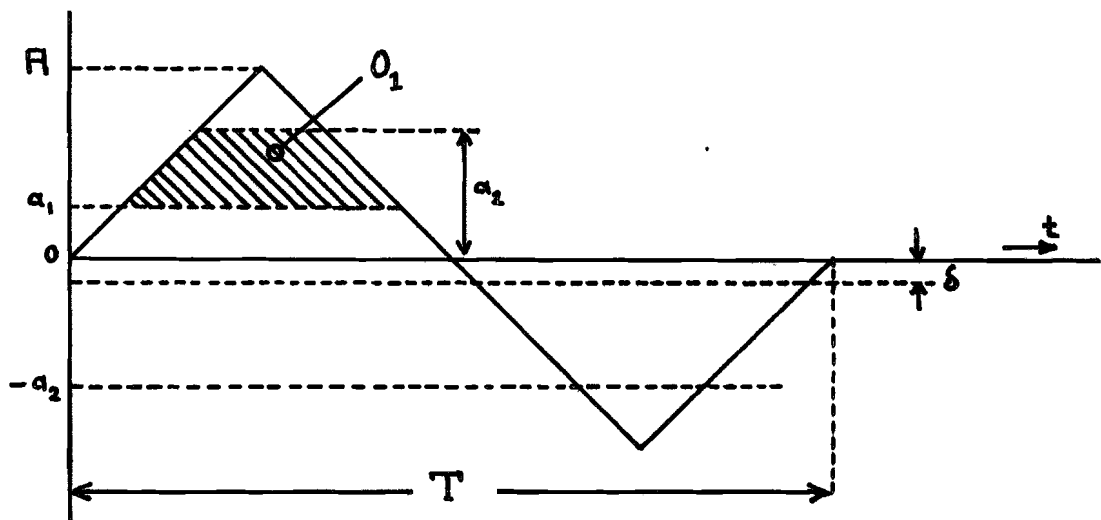
#### Ad. 2. Asymmetrisch afkappen.

In het principeschema van de ac-gekoppelde versterker zien wij dat elke versterkertrap gevolgd wordt door een amplitudebegrenzer. Het signaal dat uit de amplitudebegrenzers komt is dus afgekapt. (zie onderstaande figuur).



Dit begrensde signaal komt dan via een condensator op de volgende versterkertrap. Door de koppelcondensator ondergaat het signaal

echter een middelingsproces, waardoor bij asymmetrische afkapping een verschuiving van de nullijn ontstaat. De berekening van de verschuiving van de nullijn ten gevolge van het middelingsproces van het begrensde signaal is bij sinusvormige ingangssignalen niet elementair. Om de orde van grootte te bepalen van die verschuiving zullen wij daartoe de sinusvormige spanning benaderen tot een driehoekvormige spanning met amplitude A, welke afgekapt wordt op niveau's  $a_1$  Volt en  $-a_2$  Volt. (met  $a_1 > 0$ ,  $a_2 > 0$ ,  $a_2 > a_1$ ). (zie onderstaande figuur).



Voor de verschuiving  $\delta$  van de nullijn geldt dan het volgende:

$$O_1 = \delta T$$

$$\text{Voor } O_1 \text{ geldt: } O_1 = \frac{1}{T} \left\{ T - \frac{T \cdot a_1}{2 \cdot A} - \frac{T \cdot a_2}{2 \cdot A} \right\} \{ a_2 - a_1 \} \rightarrow$$

$$\delta = \frac{1}{T} \left\{ 1 - \frac{1}{2A}(a_1 + a_2) \right\} \{ a_2 - a_1 \}$$

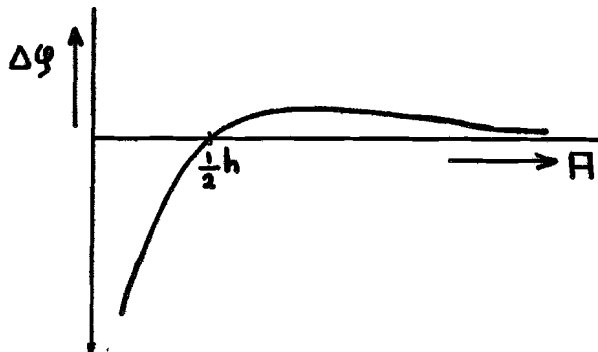
Noemen wij  $a_2 - a_1 = \Delta a$  de asymmetrie van het afkappen, en  $(a_1 + a_2) = h$  de afkaphoogte, dan volgt hieruit voor  $\delta$  :

$$\delta = \frac{1}{T} \left\{ 1 - \frac{h}{2A} \right\} \Delta a$$

Deze verschuiving  $\delta$  van de nullijn geeft dan een fasefout  $\Delta \varphi$  van:

$$\Delta \varphi = \frac{\frac{T}{4A} \delta}{T} \cdot 360^\circ = \frac{\delta}{4A} \cdot 360^\circ = \frac{1}{8A} \left\{ 1 - \frac{h}{2A} \right\} \Delta a \cdot 360^\circ \rightarrow \Delta \varphi = \frac{\Delta a}{A} \left\{ 1 - \frac{h}{2A} \right\} \cdot 45^\circ$$

De fase-fout  $\Delta\varphi$  als functie van de amplitude A, met  $\Delta a$  en h als constanten is in onderstaande figuur weergegeven:



Wij zullen nu de waarde van A bepalen, waarbij  $\Delta\varphi$  maximaal is. (Met  $A > 0$ ) (het ongunstigste geval dus).

$$\frac{\partial(\Delta\varphi)}{\partial A} = -\frac{\Delta a}{A^2} \left(1 - \frac{h}{2A}\right) 45 + \frac{\Delta a}{A} \cdot \frac{h}{2A^2} \cdot 45$$

$$-\frac{\Delta a}{A^2} + \frac{\Delta a \cdot h}{2A^3} + \frac{\Delta a \cdot h}{2A^3} = 0 \rightarrow$$

Voor het maximum van  $\Delta\varphi$  geldt dat  $\frac{\partial(\Delta\varphi)}{\partial A} = 0$

$$\rightarrow \underline{\underline{A = h}}$$

Substitueren wij deze waarde van A in de formule voor  $\Delta\varphi$ , dan krijgen wij het volgende:

$$\Delta\varphi_m = \frac{\Delta a}{h} \left(1 - \frac{h}{2h}\right) 45 = \frac{\Delta a}{2h} \cdot 45 \text{ gr.}$$

$$\Delta\varphi_m = \frac{\Delta a}{2h} \cdot 45 \text{ graden.}$$

De fasefout  $\Delta\varphi_m$  is op bijlage VI uitgezet als functie van  $\Delta a$ , met h als parameter.

#### Ad.2. De niet-lineaire vervorming.

Dat de vervorming ten gevolge van de niet-lineairiteit van de transistor-karakteristieken een fasefout tot gevolg heeft bij ac-gekoppelde versterkers behoeft geen betoog. Wij zullen nu nagaan welke oorzaken er zijn van niet-lineaire vervorming bij transistorversterkers en hoe wij de invloed ervan op de vervorming kunnen verminderen door bij het ontwerp van de versterker met die oorzaken rekening te houden. Wij zullen de volgende in transistorversterkers voorkomende oorzaken van niet-lineaire vervorming bespreken:



- a. Het niet-lineaire verband tussen de basisstroom en basis-emitterspanning.
- b. Het niet-lineaire verband tussen de basisstroom en de collectorstroom.

Ad.a. Sluit men een transistorversterker in g.e.s. aan op een signaalbron met lage inwendige weerstand  $R_1$ , dan kan de gekromde  $I_b = f(V_{be})$ -karakteristiek zijn invloed doen gelden: een sinusvormige basisspanning heeft een niet-sinusvormige basisstroom tot gevolg. De mate waarin  $I_b$  wordt vervormd hangt af van de werkelijke grootte van  $R_1$ , welke door middel van serieweerstanden kan worden verhoogd. De invloed van de vervormde basiswisselstroom op de collectorstroom hangt af van de (tegengesteld gerichte)  $I_c = f(I_b)$ -vervorming.

We zullen deze invloed echter onder (b) bespreken en ons nu beperken tot de vervorming ten gevolge van de gekromde  $I_b = f(V_{be})$ -karakteristiek. De spanningsstroom-karakteristiek van de basis-emitter-diode vertoont een exponentieel verband. Aangezien de vervorming voornamelijk door de tweede harmonische wordt bepaald, is het voldoende alleen  $d_2$  te beschouwen.

Voor  $d_2$  geldt de volgende formule:

$$d_2 = \frac{Ak}{4} \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{kR_s}{\alpha' I_{c_0}} + kR_s \cdot a \right\}^2},$$

waarbij:

$I_{c_0}$  = collectorgelijkstroom

$\alpha'$  = stroomversterkingsfactor

A = amplitude ingangssignaal

$R_s = R_1 + R'_s + R'_{bb}$  met:  $R_1$  = inwendige weerstand van de spanningsbron

$R'_s$  = Ev. serieweerstand in het basis-circuit

$R'_{bb}$  = weerstand basismateriaal.

k = constante van Boltzmann

a = lekstroom basis-emitter-diode

(voor de afleiding van de bovenstaande formule zie appendix).

Hieruit blijkt, dat  $d_2$  bij toenemende waarden van  $R'_s$  kleiner

wordt. De uiteindelijke grootte van  $R'_s$  zal een compromis moeten vormen tussen de vervorming en versterking. Verder is het ook mogelijk om in plaats van de serieweerstand  $R'_s$  in het ingangscircuit een niet ontkoppelde weerstand  $R_e$  in het emittercircuit op te nemen. Deze verschijnt vanuit de basis gezien als  $\alpha'E_e$ , zodat bovenstaande formule voor  $d_2$  dan overgaat in:

$$d_2 = \frac{Ak}{4 \left\{ 1 + (R_i + R'_{bb} + \alpha'R_e) \left( \frac{kI_c}{\alpha'} + ak \right) \right\}^2}$$

Ad. b. Het niet-lineaire verband tussen de basisstroom  $I_B$  en de collectorstroom  $I_c$ .

Bij grote collectorstroom-variatiën en hoge inwendige weerstand van de spanningsbron gaat de niet-lineaire  $I_c = f(I_b)$ -karakteristiek een rol spelen. De fasefout bij grote signalen is bij de sinus-blokomzetters echter klein, daar de steilheden van het signaal rond de nuldoorgangen dan groot zijn. Bovengenoemde vervorming heeft dan ook weinig invloed op de fasefout.

Opmerking: Door gebruikmaking van een juist gekozen inwendige weerstand  $R_i$  van de spanningsbron zou de door de  $I_c = f(I_b)$  ontstane vervorming bij benadering gecompenseerd kunnen worden.

### III.6. Uitvoering van de sinus-blokvormers met ac-gekoppelde versterkertrappen

Aan de hand van de in het vorige hoofdstuk berekende eisen, die wij moeten stellen aan de omvormers met ac-gekoppelde versterkertrappen, zijn de sinus-blokomvormers ontworpen.

De schakeling van zo'n sinus-blokomvormer is op bijlage VII en VIII weergegeven.

Opmerking: De diodes in de balanstrappen, welke fungeren als afkappers van het verschilsignaal, zijn met behulp van een tracer twee aan twee op gelijkheid uitgezocht.

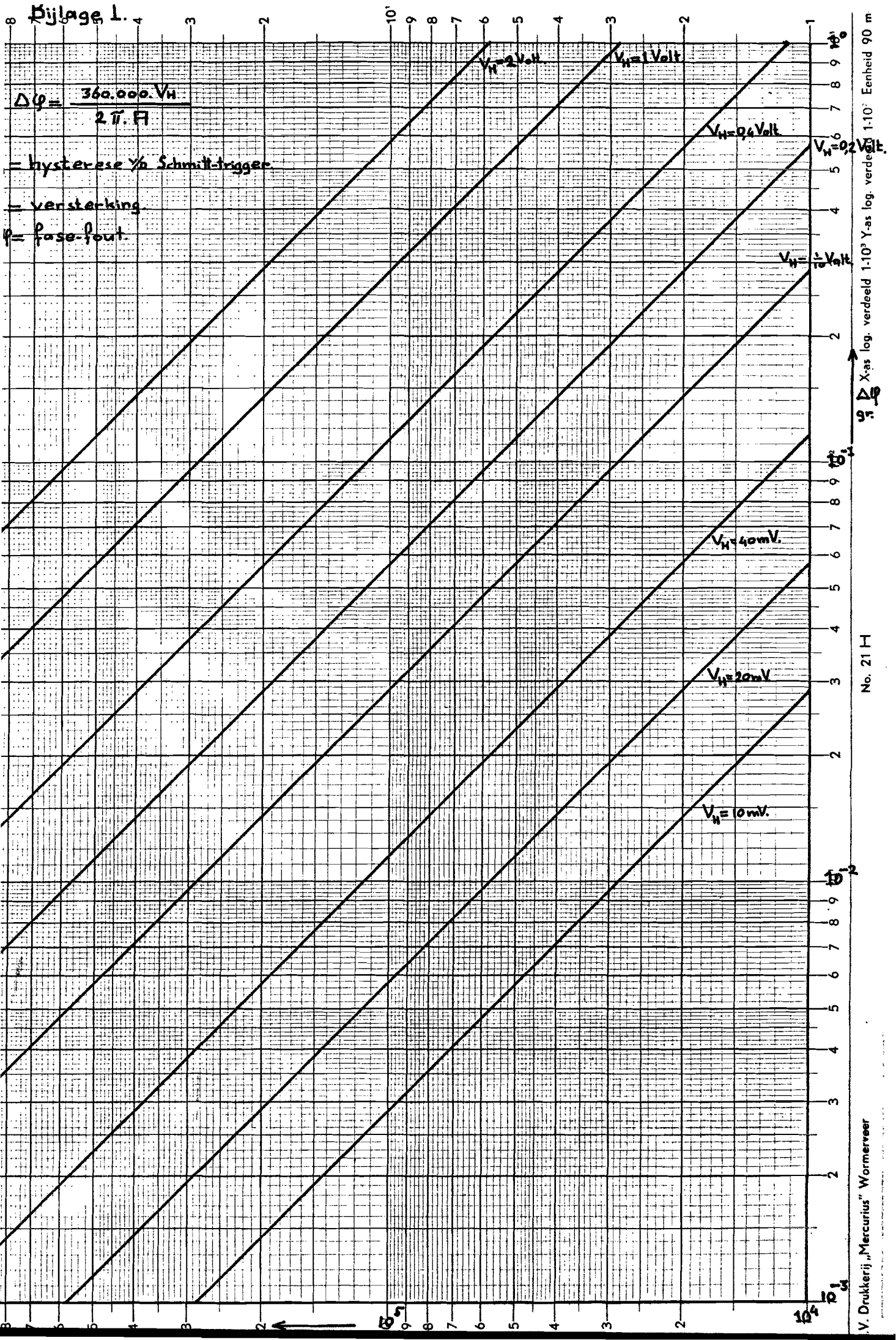
Bijlage I.

$$\Delta \varphi = \frac{360.000 \cdot V_H}{2 \pi \cdot F}$$

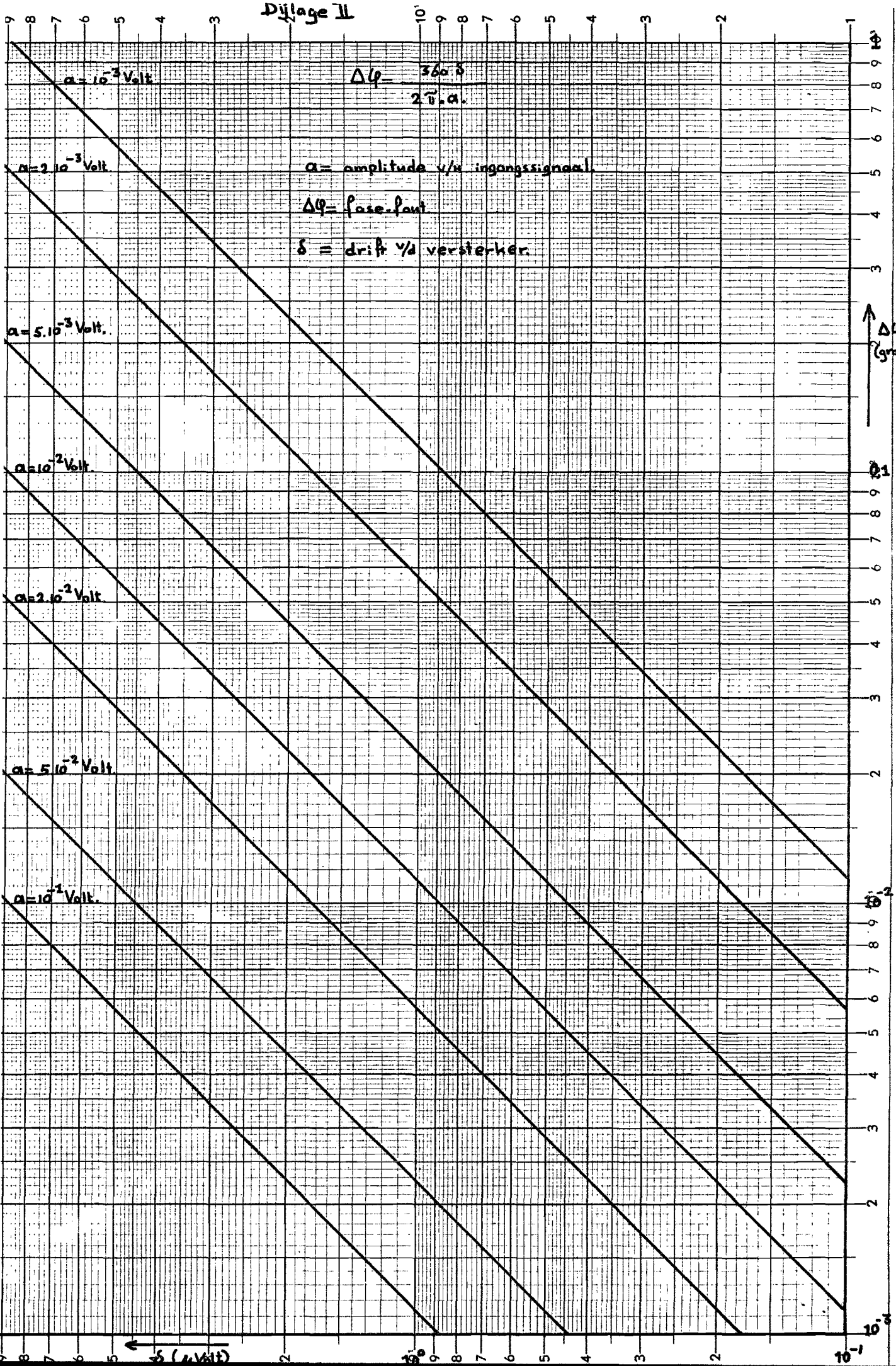
= hysteresis van Schmitt-trigger

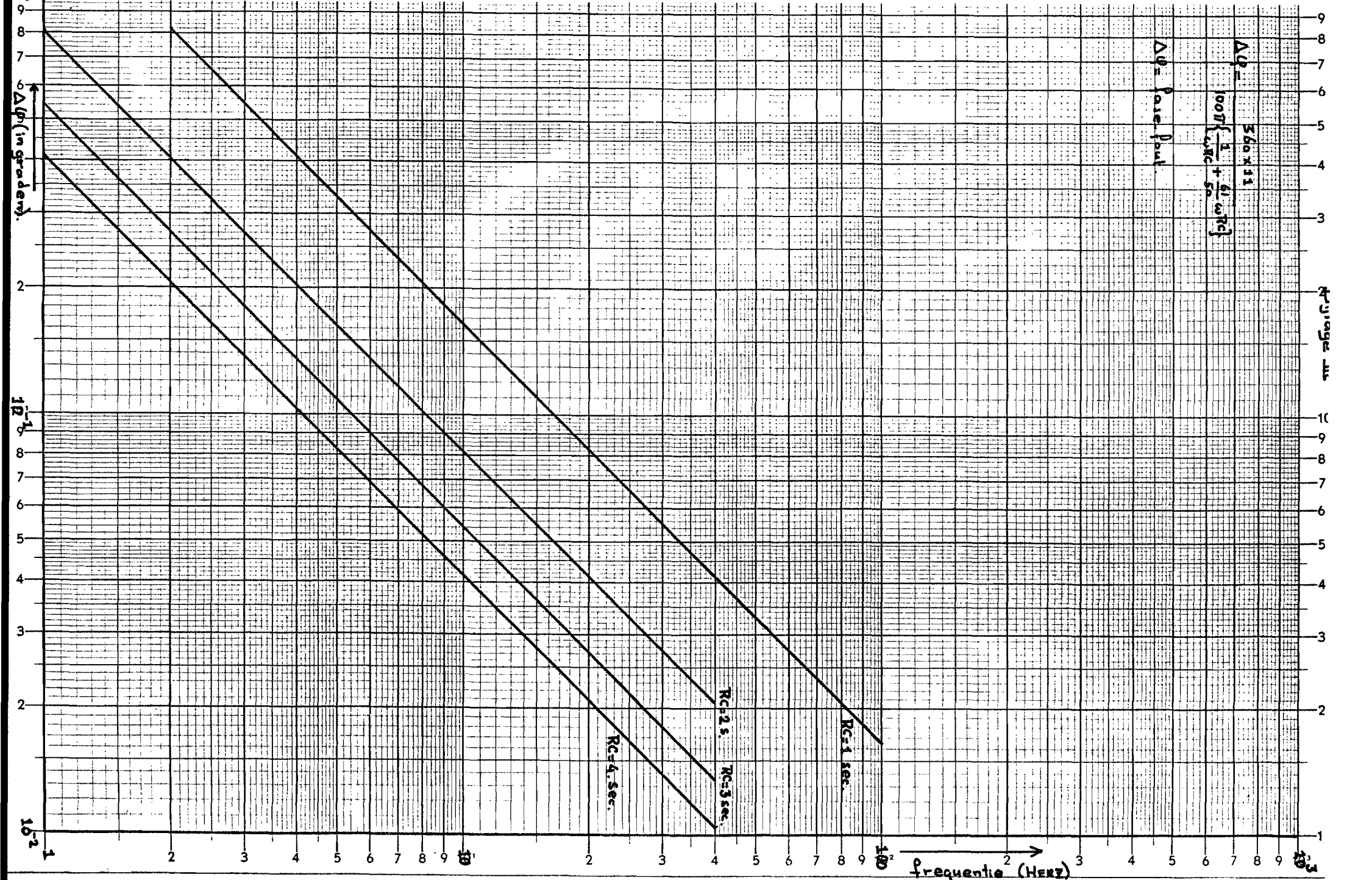
= versterking

f = fase-fout

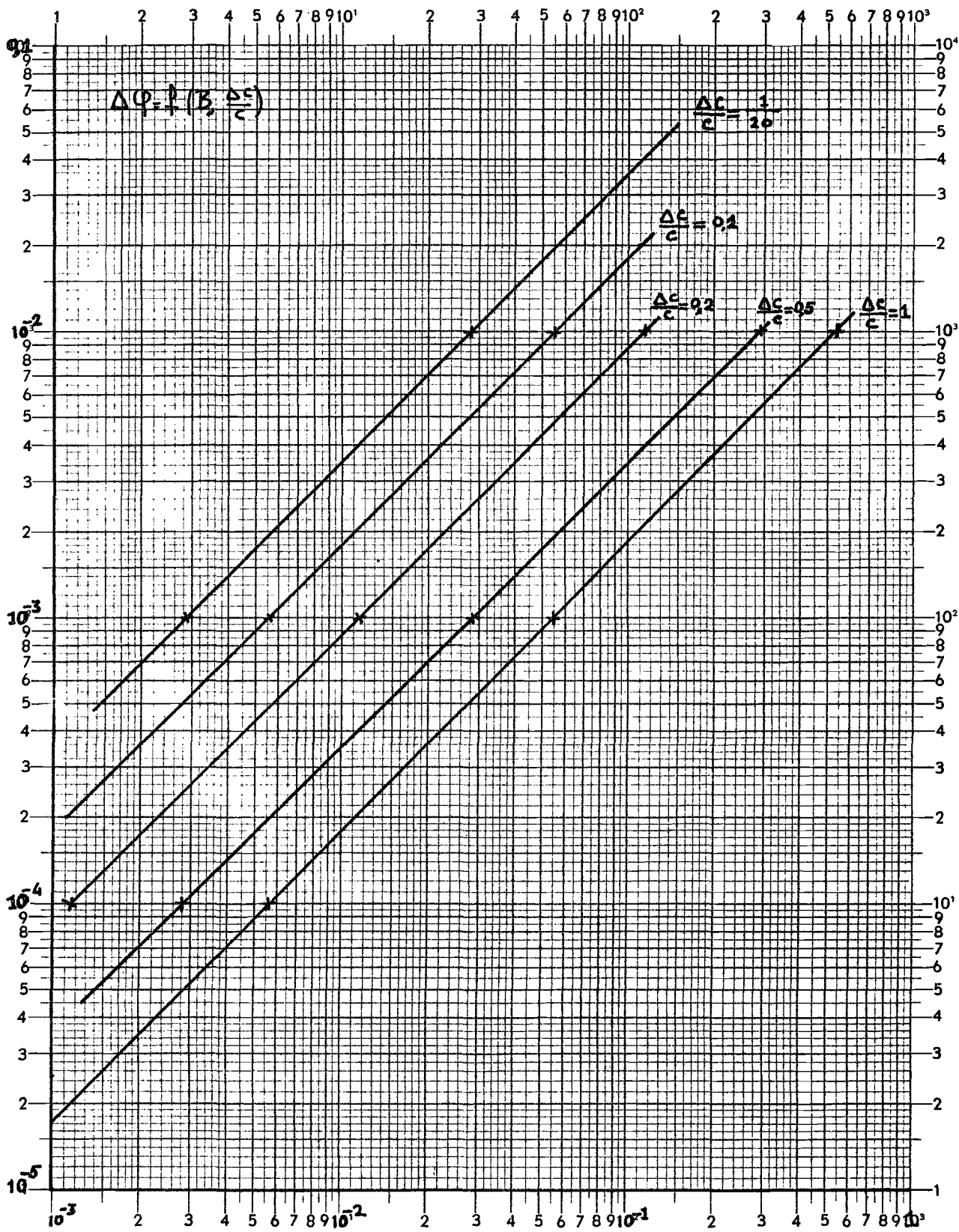


Dijlage II

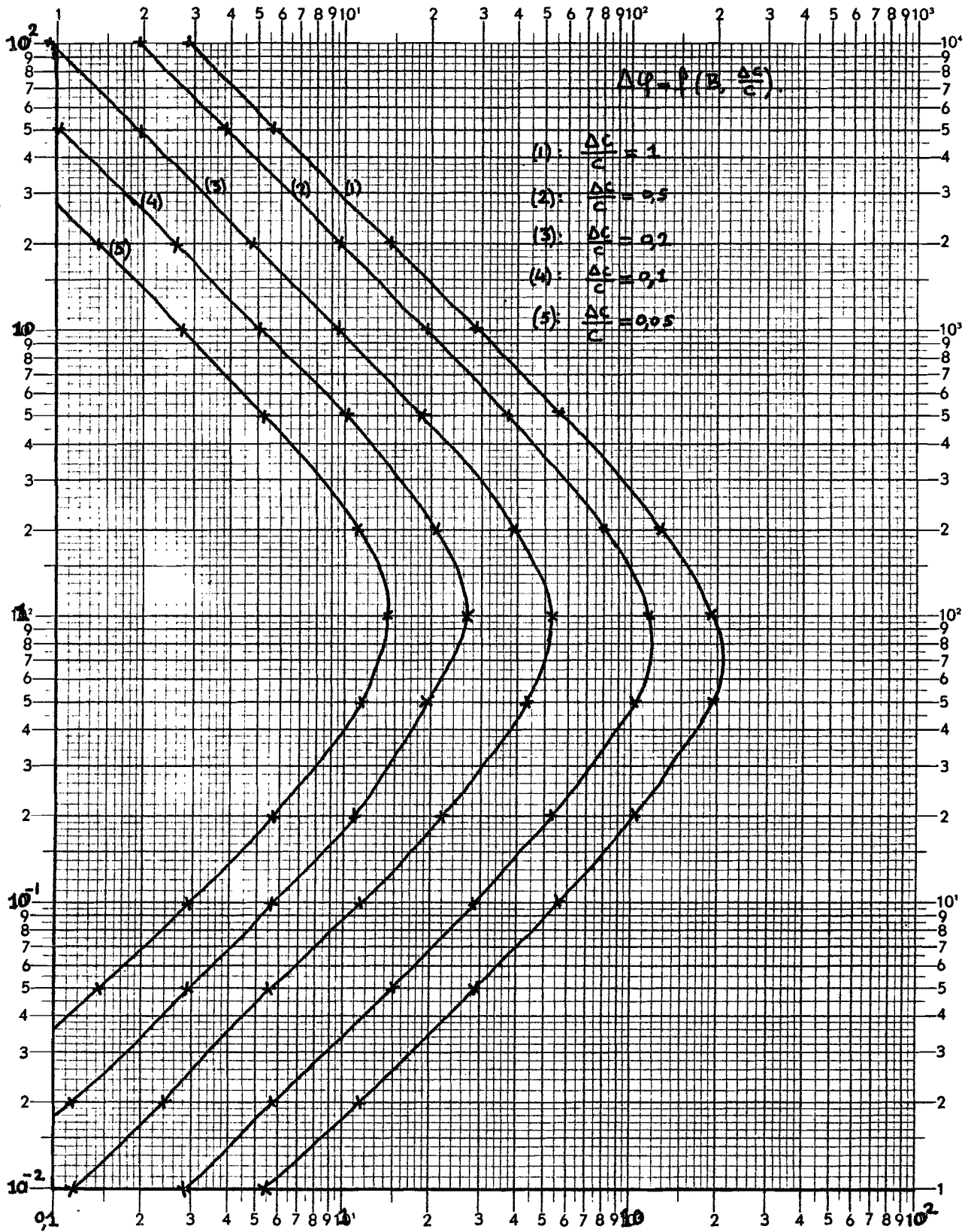




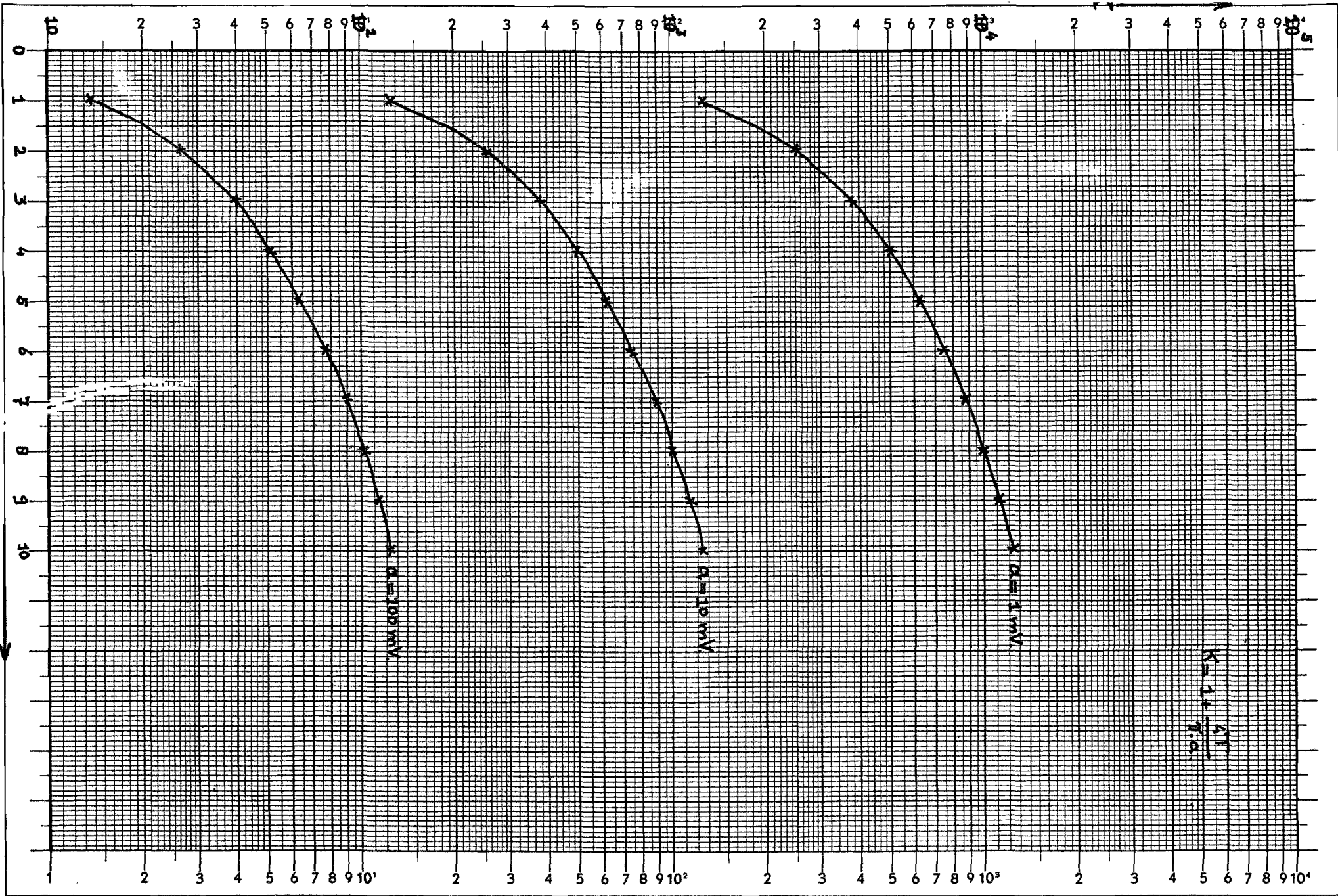
# Bijlage IV<sub>A</sub>



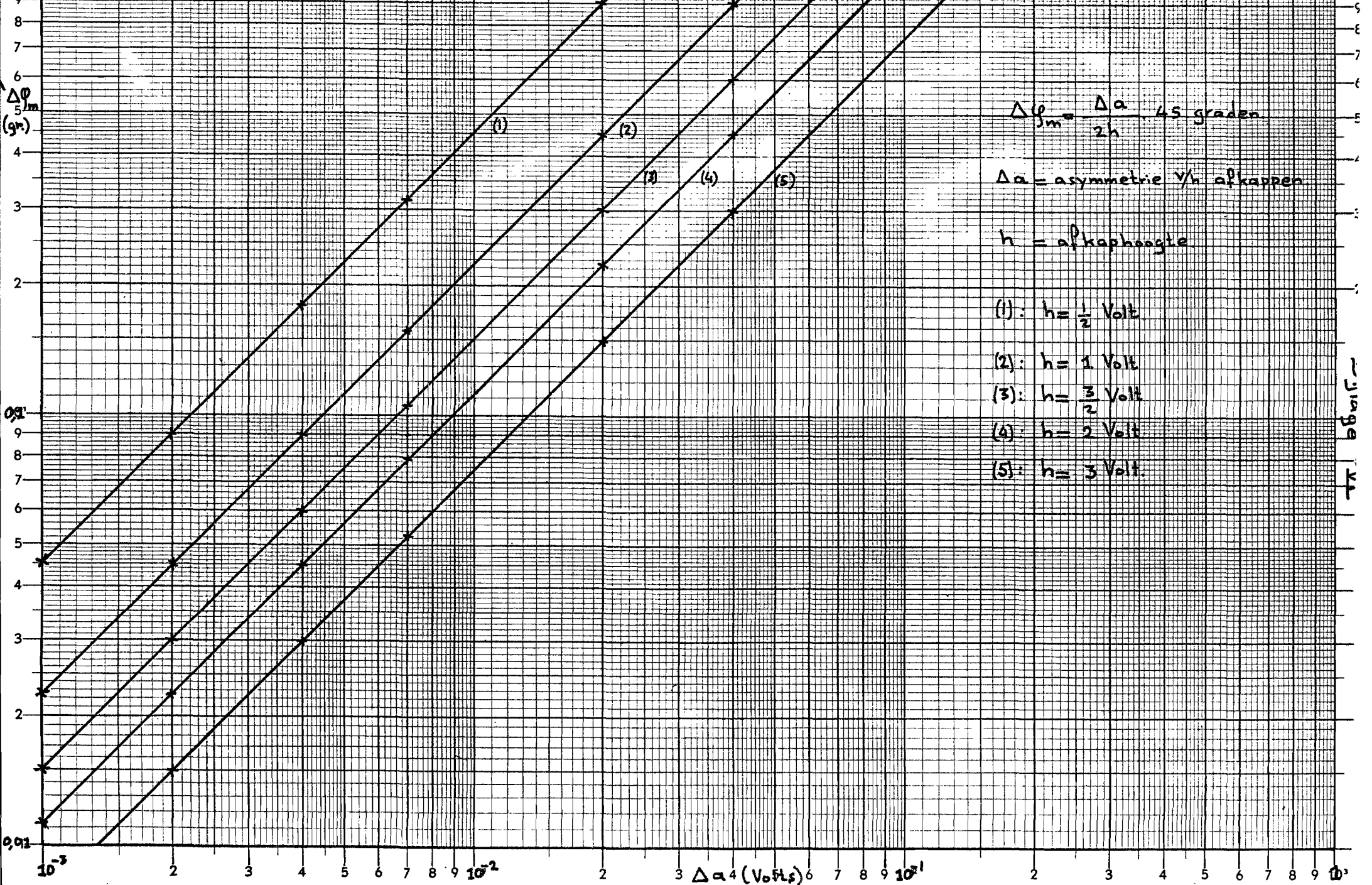
# Bijlage IV<sub>B</sub>

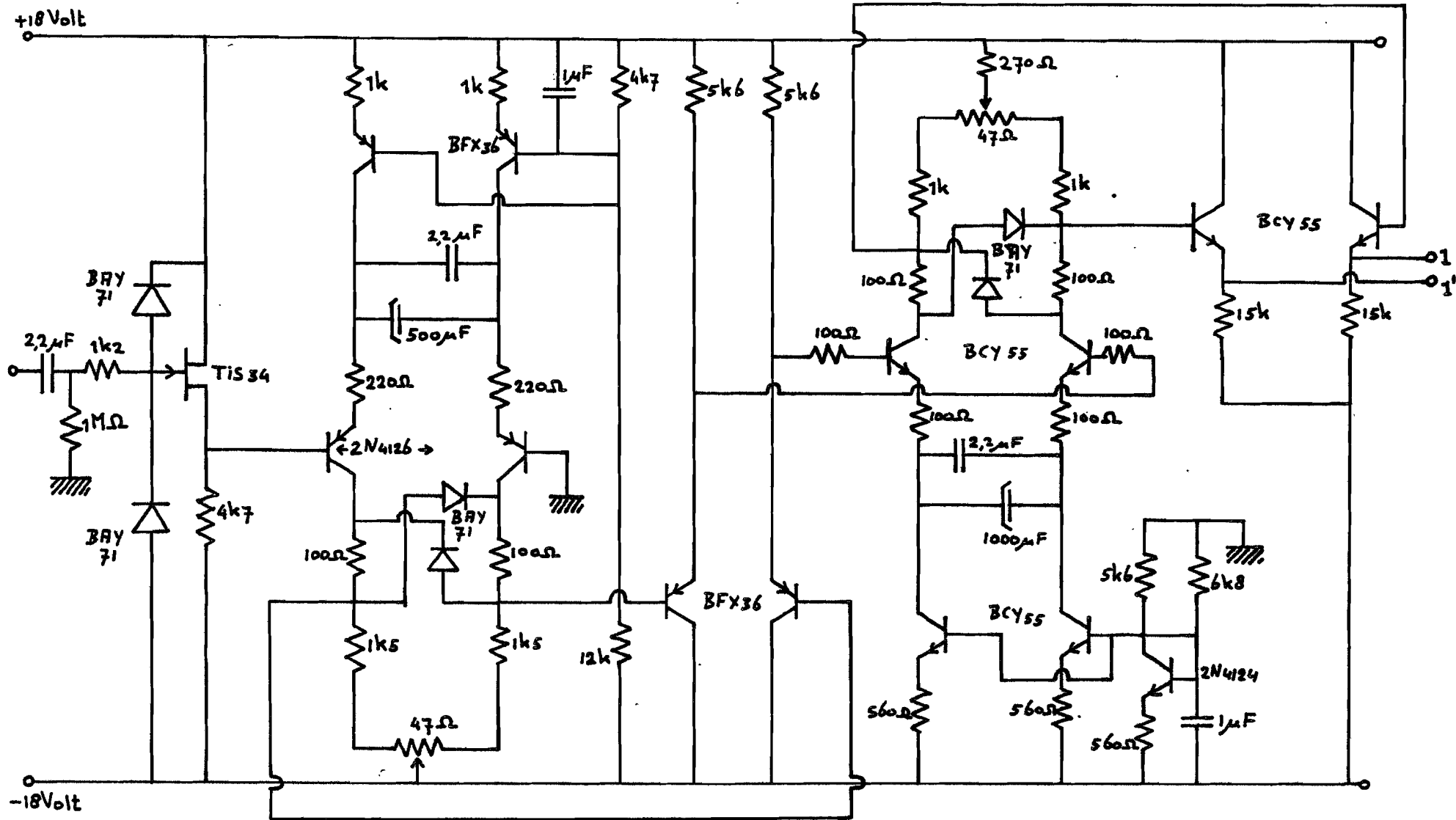


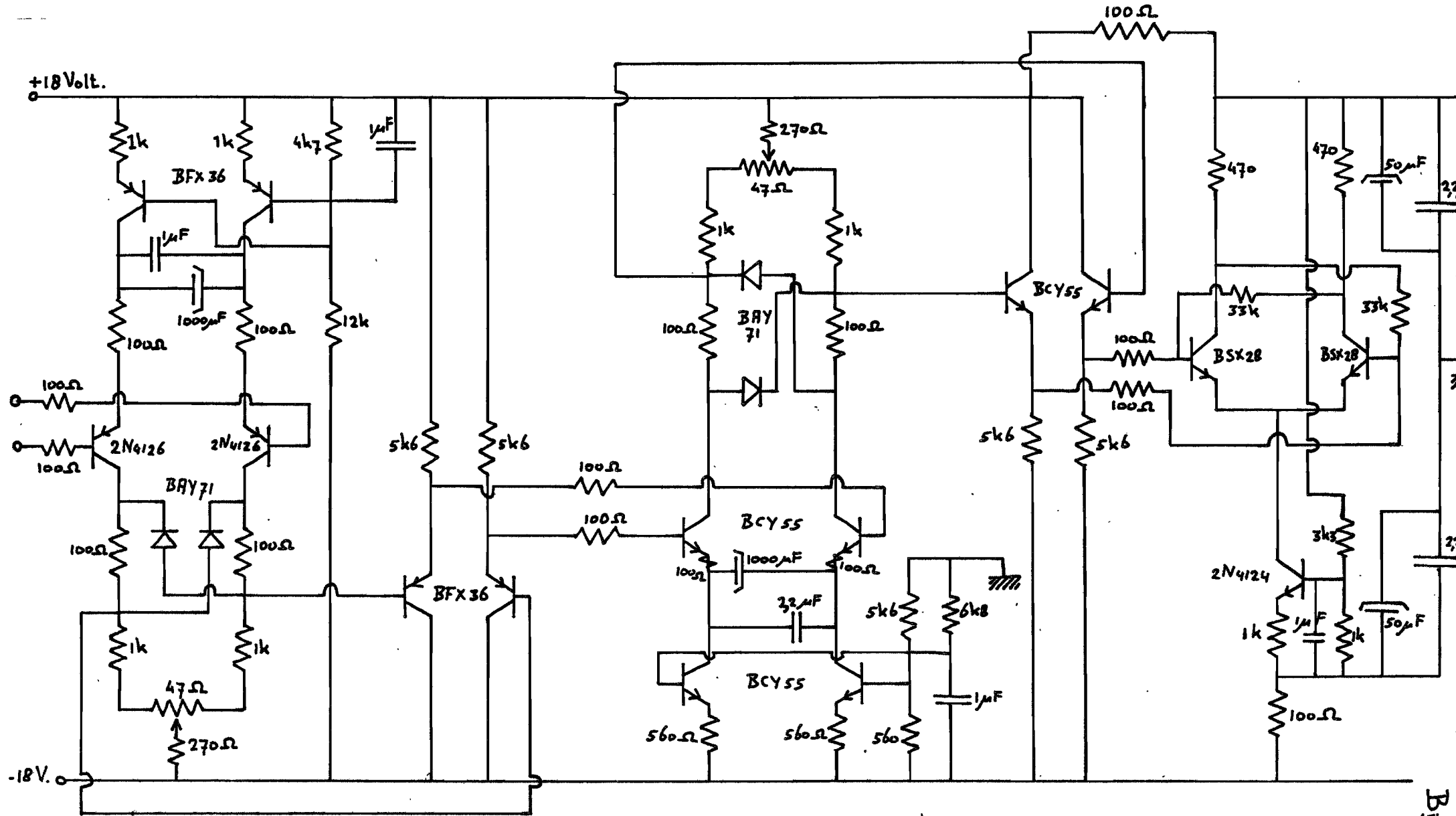
→  
 $\Delta\varphi$  (graden).











Appendix

Afleiding van de formule:  $d_2 = \frac{Ak}{4} \frac{1}{\left\{ 1 + \frac{kR_s}{\alpha' I_{c_o}} + kR_s a \right\}^2}$

Voor het verband tussen de basisstroom en de basis-emitterspanning van een transistor in g.e.s. geldt:

$$I_B = a(e^{kV_{be}} - 1), \quad k = \frac{q}{k_b T}$$

$q$  = lading van het elektron  
 $k$  = constante van Boltzmann  
 $T$  = absolute temperatuur

Indien er een serieweerstand is opgenomen in het basis-circuit dan krijgen wij het volgende vervangingsschema voor de ingang van de transistor:

$$\left. \begin{aligned} \text{Hiervoor geldt: } I_B &= a(e^{kV_{be}} - 1) \\ V_{be} &= V - I_B R_s \end{aligned} \right\} I_B = a(e^{k(V - I_B R_s)} - 1) \dots (1)$$

Wij zullen als instelpunt nemen  $I_B = I_{B_o}$ ,  $V_1 = V_o$

$$\text{Dan geldt; } I_{B_o} = a(e^{k(V_o - I_{B_o} R_s)} - 1) \dots (2)$$

Om het wisselstroomgedrag in dat punt te bepalen, zullen wij  $I_B$  in een reeks rond  $(I_{B_o}, V_o)$  ontwikkelen.

Hiervoor geldt:

$$I_B = I_{B_o} + \left( \frac{dI_B}{dV} \right)_{V=V_o} (V - V_o) + \frac{1}{2!} \left( \frac{d^2 I_B}{dV^2} \right)_{V=V_o} (V - V_o)^2 + \dots (3)$$

Wij kunnen de in formule (3) voorkomende differentiaal bepalen door formule (1) impliciet te differentiëren naar  $V$ :

$$\frac{d I_B}{dV} = k a e^{k(V - I_B R_s)} (1 - R_s \frac{d I_B}{dV}) \rightarrow \frac{d I_B}{dV} = \frac{k(V - I_B R_s)}{1 + a k R_s e^{k(V - I_B R_s)}} \dots (4)$$

$$\frac{d^2 I_B}{dV^2} = \frac{ak^2 e^{k(V-I_B R_s)} (1-R_s \frac{dI_B}{dV})}{1 + akR_s e^{k(V-I_B R_s)}} - \frac{a^2 k^3 e^{k(V-I_B R_s)} R_s e^{k(V-I_B R_s)} (1-R_s \frac{dI_B}{dV})}{1 + akR_s \exp\{k(V-I_B R_s)\}}$$

of

$$\frac{d^2 I_B}{dV^2} = \frac{ak^2 e^{k(V-I_B R_s)} (1-R_s \frac{dI_B}{dV})}{1 + akR_s e^{k(V-I_B R_s)}} \left\{ 1 - \frac{akR_s e^{k(V-I_B R_s)}}{1 + akR_s \exp(kV - kI_B R_s)} \right\} \rightarrow$$

$$\left. \frac{d^2 I_B}{dV^2} \right|_{(V_0 \cdot I_{B_0})} = \frac{ak^2 (1-R_s \frac{dI_B}{dV}) \exp.(kV - kI_B R_s)}{\{1 + akR_s \cdot \exp(kV - kI_B R_s)\}^2} \Bigg|_{(V_0 \cdot I_{B_0})} = \beta_2 \dots \dots \dots \quad (5)$$

$$(4) \rightarrow \left. \frac{dI_B}{dV} \right|_{(V_0 \cdot I_{B_0})} = \frac{ak \exp(kV_0 - I_{B_0} R_s)}{1 + akR_s \exp(kV_0 - I_{B_0} R_s)} = \beta_1 \dots \dots \dots \quad (6)$$

Uit (3), (5) en (6) volgt:  $I_B = I_{B_0} + \beta_1 (V - V_0) + \frac{1}{2!} \beta_2 (V - V_0)^2 + \dots$

Voor kleine veranderingen van V, rond het punt  $V_0$ , kunnen wij schrijven:

$$I_B - I_{B_0} = i_{b\sim} = \beta_1 V_{\sim} + \frac{1}{2} \beta_2 V_{\sim}^2 + \dots \dots \dots$$

Stellen wij  $V_{\sim} = A \cos \omega t$

$$\rightarrow V_{\sim}^2 = \frac{A^2}{2} + \frac{A^2}{2} \cos 2\omega t$$

$$i_b = \beta_1 A \cos \omega t + \frac{A^2}{4} \beta_2 \cos 2\omega t + \frac{A^2}{4} \beta_2$$

Hieruit volgt dat voor de distorsie als gevolg van de 2e harmonische geldt:

$$d_2 = \frac{\frac{A^2}{4} \beta_2}{\beta_1 \cdot A} = \frac{A}{4} \cdot \frac{\beta_2}{\beta_1} \dots \dots \dots \quad (7)$$

Substitueren wij  $\beta_1$  en  $\beta_2$  uit vgl. (5) en (6) in (7), dan krijgen wij;

## Literatuur

- 1: Instrumentele Elektronica, Dr. G. Klein en Prof. Dr. J.J. Zaalberg van Zelst, 1966, Philips Technische Bibliotheek.
- 2: Pulse, digital and switching waveforms. Millman J. and Taub, H. McGraw-Hill Book Cy. Inc. New York, 1965.
- 3: "Philips Data Handbook" Components and Materials. Part 1, juni 1967.
- 4: Electronic Engineering, maart 1967, A current-switching phase-sensitive detector.
- 5: Internationale Technische Rundschau. 18e jaargang 1964, deel 10.