

MASTER

De meting van kleine capaciteitsverschillen met de fasebrugmethode : een concrete toepassing hiervan op hoekstand detectie

Tasche, J.B.F.

Award date:
1968

[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.

728
STUDIEBIBLIOTHEEK
ELEKTROTECHNIEK
E - HOOGBOUW

De meting van kleine capaciteits-
verschillen met de fasebrugmethode.
Een concrete toepassing hiervan
op hoekstand detectie.

door

J.B.F. Tasche

ECC

Verslag van het afstudeerwerk verricht in opdracht van
Prof. Dr. J.J. Zaalberg van Zelst onder leiding van
Ir. H.J. Gits en G.P. Heijnsdijk.

april 1968.

INHOUD

1. <u>Summary</u>	2
2. <u>Inleidend overzicht</u>	2
3. <u>De fasebrugmethode</u>	5
3.1 De methode en de gevoeligheid	5
3.2 Analyse van het netwerk	5
3.3 Synthese, identiciteit van de brugtakken	6
4. <u>De elektronische realisatie</u>	8
4.1 Overzicht	8
4.2 De stroombronnen met versterkers	9
4.3 De pulsshapers/synchrone detectoren	10
4.4 De meelopende oscillator	12
4.5 Het regelcircuit	13
4.6 De uitgangstrap	15
5. <u>De meetresultaten</u>	16
5.1 Drift	16
5.2 De oscillator	16
5.3 De voeding	16
5.4 Het opnemercircuit en de gevoeligheid	17
5.5 Afregeling	18
5.6 Onderlinge beïnvloeding	18
6. <u>Enige praktische opmerkingen</u>	19
7. <u>Literatuur</u>	20

§ 1: SUMMARY

This report describes a new approach in measuring small capacitance variations. The circuit especially developed for capacitive transducers is also useful for inductive transducers.

The method, based on phase modulation, has excellent temperature and noise immunity. A temperature compensating system, eliminating temperature effects of the transducer, has been built in.

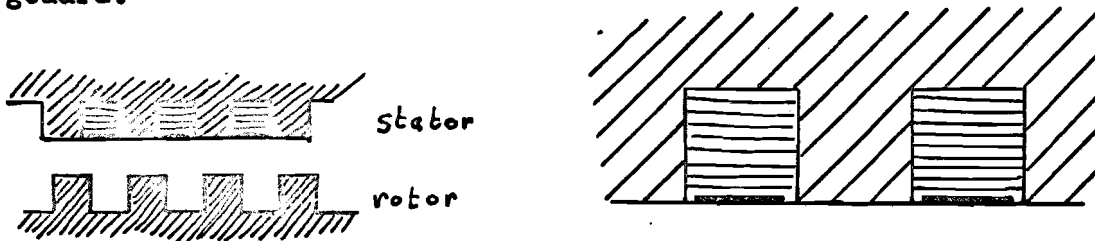
A survey of circuits properties as well as instructions for use are given.

§ 2: INLEIDEND OVERZICHT

Er bestaat in diverse takken van wetenschap en techniek een grote behoefte aan gevoelige apparatuur voor capaciteitsmeting. Dikwijls is de absolute nauwkeurigheid van veel minder belang, b.v. wanneer men capaciteitsvariatiës wenst te meten.

Een voorbeeld hiervan, de capacitieve hoekstandmeting aan een electro-motor, heeft tot dit afstudeeronderzoek geleid.

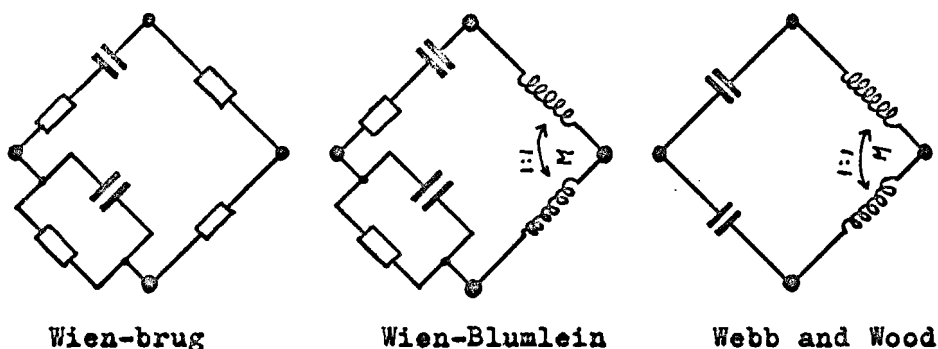
Voor de digitale besturing van gereedschapswerktuigen, is in de groep elektromechanica van de T.H. Eindhoven een servomotor ontwikkeld, die 400 discrete hoekstanden per omwenteling kent [1]. Buiten asynchroon motor- en rembedrijf, heeft de motor de mogelijkheid als synchrone reluctantie motor te functioneren. (Het is dan een z.g. "step-motor") Voor regeltechnische toepassingen van deze motor is het nodig de hoekstand digitaal te kunnen uitlezen. Hiervoor is een inductieve methode ontwikkeld waaraan echter één nadeel kleeft: de justering van de opnemer(s) moet zéér nauwkeurig geschieden [2]. Door gebruik te maken van de reluctantie-conceptie van de motor, kan echter eenvoudige capacitieve hoekstandbepaling plaats vinden. Zie figuur 1. De opnemer bevindt zich op een isolerende onderlaag. Stator en rotor zijn beide geaard.



figuur 1: De capacitieve opnemer

Afhankelijk van de hoekstand verandert de capaciteit tussen de opnemer en aarde. Deze capaciteitsverandering, in de orde van 1 %, is meetbaar. Omdat ϵ_r van het dragermateriaal temperatuurafhankelijk is, zal er gezocht moeten worden naar een vergelijkende meetmethode, waarbij de vergelijkende capaciteit thermisch gekoppeld en identiek is aan de opnemer capaciteit.

Er bestaat een zéér groot aantal brugmethodes om twee capaciteiten te vergelijken [3]. Extreem gevoelig is de "Webb and Wood modification" van de Wien-brug volgens het Blumlein-principe [4], zie figuur 2. Webb en Wood behaalden een gevoeligheid van 100 p.p.m. (parts per million).



figuur 2: De "Webb and Wood modification"

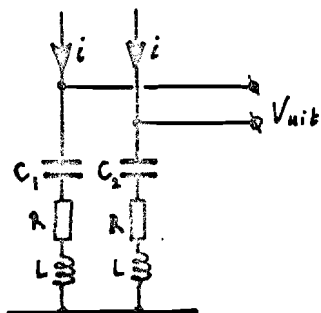
Voor de "Webb and Wood" modification van de Wien-Blumlein-brug geldt als overdrachtsfunctie:

$$H(\omega) = \frac{\Delta C}{C_0} \frac{4\omega^2 LC}{2\omega^2 LC - 1} \quad \text{als } k = -1 \text{ [5] (koppelfactor)}$$

Als $\omega^2 LC \gg 1 \rightarrow$

$H(\omega) = 2 \frac{\Delta C}{C_0}$ en is dus zowel onafhankelijk van de frequentie als van de zelfinductie. Dit maakt de schakeling zeer geschikt voor capacitieve opnemers. Het Blumlein-principe laat zich ook zeer goed op andere verhoudingsbruggen toepassen [6].

Een andere zeer gevoelige meetmethode voor capaciteitsvariaties is die volgens J.J. Zaalberg van Zelst [7]. De impedantie verandering van een L.C.-seriekring is bij een gegeven C variatie groter dan die van een condensator alleen, vooral indien rond de resonantiefrequentie wordt afgestemd. Zie figuur 3. De zelfinductie heeft verliesweerstand R.



figuur 3:

De Zaalbergmethode

Er wordt een analoog tweede circuit opgebouwd. Is C_1 een in waarde varieërende capaciteit, en C_2 vast, dan bevat V_{uit} alleen de zijbanden behorende bij de draaggolfrequentie van i en de modulatie-frequentie van C_1 .

Zijn C_1 en C_2 ongeveer aan elkaar gelijk, en de circuits in resonantie dan is een gevoeligheid van 30 p.p.m. haalbaar.

Aan de beschreven methodes kleven enkele grote nadelen:

- Het betreft amplitude modulatie-methodes die erg storingsgevoelig zijn. (De Zaalberg-methode minder)
- In evenwicht geven de kringen geen spanning af.
- Hoge impedanties dus geen lange leidingen mogelijk (Webb and Wood).
- Niet geschikt voor een constante afwijking van de evenwichtstoestand (Zaalberg van Zelst).

De in § 3 te beschrijven methode heeft deze nadelen niet, is extreem gevoelig, volstrekt storingsongevoelig, en bezit een grote eenvoud.

§ 3: DE FASEBRUG METHODE

3.1: De methode en de gevoeligheid:

Een niet zuiver ohmse impedantie geeft een fasedraaiing tussen stroom en spanning. Deze fasedraaiing is een maat voor de impedantie en kan voor impedantiemeting benut worden. Zie figuur 4.



$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R.$$

Noem $C = C_0 + \Delta C$ en $L = L_0 + \Delta L$

en stel $\omega L_0 = \frac{1}{\omega C_0}$

figuur 4

Voor de fasedraaiing tussen stroom en spanning volgt uit de complexe rekenwijze:

$$\varphi = \text{arctang} \varphi \left(\frac{\Delta L}{L_0} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^{n+1} \left(\frac{\Delta C}{C_0} \right)^n \right) = \text{arctang} \varphi \left(\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C}{C_0} \right) \dots\dots (1)$$

mits $\frac{\Delta C}{C_0} \ll 1$. Stellen we $\frac{\Delta L}{L_0} = 0$ dan is uit (1) de maximaal bereikbare gevoeligheid te bepalen.

Stel $Q = 500$, φ is tot 10^{-4} radiaal meetbaar [8]

$$\frac{\Delta C}{C_0} = 0,2 \cdot 10^{-6} \text{ is nog meetbaar!}$$

De methode is dus ruim 100 keer gevoeliger dan de eerder beschreven methodes.

In resonantie is de kringimpedantie zéér laag zodat lange toevoerdelingen mogelijk zijn. (voor $R = 5 \Omega$, $f = 500 \text{ kHz}$ ligt het kantelpunt op 65 nF!) Door toepassing van fasegevoelige synchrone detectie kan zéér selectief gemeten worden, waardoor storingen vrijwel geen invloed hebben [2].

3.2: Analyse van het netwerk:

De formule $\varphi = \text{arctan} \varphi \left(\frac{\Delta L}{L_0} + \frac{\Delta C}{C_0} \right)$ voor het seriecircuit geldt ook voor het duale geval onder dezelfde condities, figuur 5.



figuur 5

Van het pure meetstandpunt uit is er dus geen enkel verschil.

Er zijn een tweetal redenen enige beperking in de keus te hebben:

- a. Een seriecircuit, spanningsbrongevoerd heeft een zéér lage "rondgaande" impedantie.

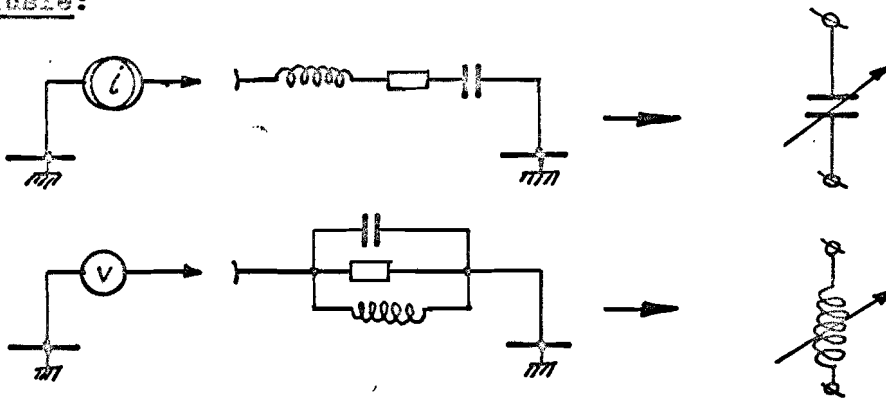
Een kleine in het circuit geïnduceerde EMK heeft dus een grote (storings!) stroom tot gevolg. In het duale geval geldt voor stroombronvoeding hetzelfde.

Dus een seriecircuit uit een stroombron, en een parallelcircuit uit een spanningsbron sturen!

- b. Bij een inductieve opnemer is het C gedeelte goed afgeschermd en komen in de opnemer dus slechts magnetische storingen binnen. Een parallelcircuit heeft grote stromen door L en C dus grote opnemervelden, dus de storingsinvloed is kleiner.

Analoog heeft bij capacitieve opnemers een seriekring voordelen.

Conclusie:



In beide gevallen is de impedantie op de leiding aangesloten laag, zodat deze lang mag zijn.

3.3: Synthese, identiciteit van de brugtakken:

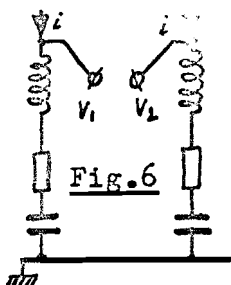
Nog niet ter sprake gekomen is de temperatuurinvloed. De $\frac{\Delta C}{C_0}$ variatie tengevolge van temperatuurvariatie kan van dezelfde grootte-orde zijn als de $\frac{\Delta C}{C_0}$ variatie waarvoor de opnemer geconstrueerd werd.

Indien $\varphi \frac{\Delta C}{C_0} < 1$ en $\frac{\Delta L}{L_0} = 0$ kan (1) geschreven worden als

$$\varphi = \varphi \frac{\Delta C}{C_0} \dots \dots \dots (2)$$

We nemen nu een tweede circuit waarvan de capaciteit alleen t.g.v. de temperatuurvariatie veranderd: $\frac{\Delta C_T}{C_0}$

Het verschil in fase tussen de twee spanningen, indien dezelfde stroom wordt opgedrukt is: zie fig. 6.

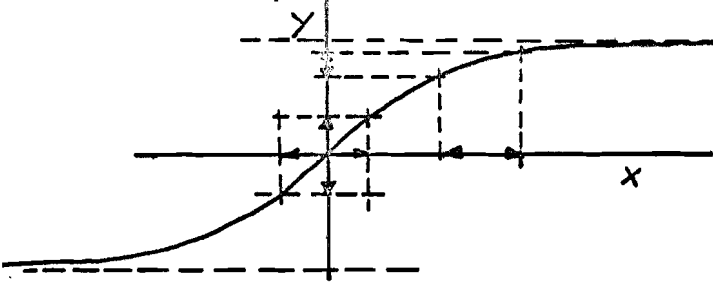


$$\varphi_1 = \varphi \frac{\Delta C_T}{C_0} + \varphi \frac{\Delta C}{C_0}$$

$$\varphi_2 = \varphi \frac{\Delta C_T}{C_0}$$

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi \frac{\Delta C}{C_0}$$

Bij redelijk grote $\frac{\Delta C_T}{C_0}$ is dit niet meer zo, dan wordt $\Delta \varphi$ kleiner bij grote ΔC_T . Zie figuur 7.



Een betere methode is te zorgen dat φ_2 altijd nul blijft, door de oscillatiefrequentie te laten meelopen. M.a.w. ondanks de temperatuursvariatiës de kringen in resonantie te houden. In de "fasebrugmethode" is de tweede brugtak een lus in een regel-

figuur 7: $y = \arctan x$

circuit voor de oscillatiefrequentie. Omdat thermische verschijnselen langzaam zijn, kan deze lus zeer stabiel zijn [9].

Stel er is alleen fase draaiing t.g.v. temperatuurvariatie.

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_1 \frac{\Delta C_1}{C_{01}} + \varphi_1 \frac{\Delta L_1}{L_{01}} \\ \varphi_2 = \varphi_2 \frac{\Delta C_2}{C_{02}} + \varphi_2 \frac{\Delta L_2}{L_{02}} \end{cases} \quad \begin{cases} \varphi_2 = \varphi_1 (1 + \delta \varphi) \\ \frac{\Delta C_2}{C_{02}} = \frac{\Delta C_1}{C_{01}} (1 + \delta C) \\ \frac{\Delta L_2}{L_{02}} = \frac{\Delta L_1}{L_{01}} (1 + \delta L) \end{cases}$$

Voor de fasefout t.g.v. de temperatuurvariatie geldt nu:

$$\begin{aligned} \Delta \varphi_T = & \varphi_1 \delta \varphi \left(\frac{\Delta C_1}{C_{01}} + \frac{\Delta L_1}{L_{01}} \right) + \varphi_1 \left(\frac{\Delta C_1}{C_{01}} \delta C + \frac{\Delta L_1}{L_{01}} \delta L \right) + \\ & + \varphi_1 \delta \varphi \left(\frac{\Delta C_1}{C_{01}} \delta C + \frac{\Delta L_1}{L_{01}} \delta L \right) \dots \dots \dots (3) \end{aligned}$$

In het ernstigste geval zal de hier veronderstelde $\frac{\Delta C_1}{C_{01}}$ even groot zijn als de $\frac{\Delta C_1}{C_{01}}$ die we willen meten. Door de juiste magnetische materialen is $\frac{\Delta L_1}{L_{01}}$ verwaarloosbaar. [10][11]. Door toepassing van externe weerstanden kan $\delta \varphi$ in de orde van 1 % gebracht worden.

Formule (3) gaat dan over in:

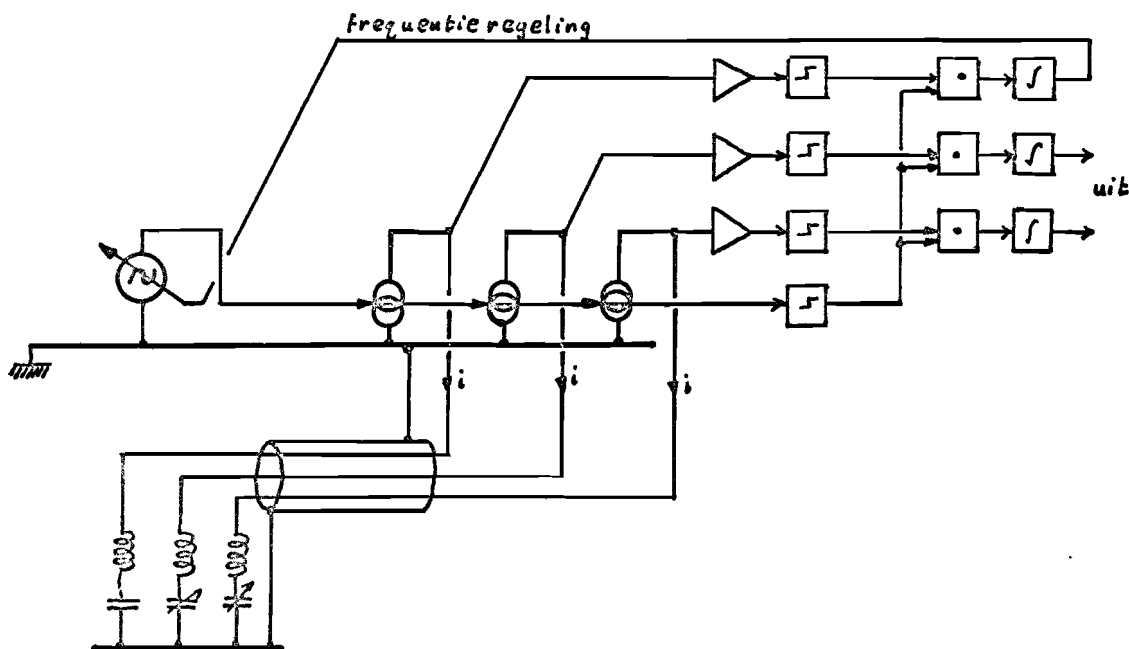
$$\Delta \varphi_T = \varphi_1 \frac{\Delta C_1}{C_{01}} \delta C$$

en hangt dus uitsluitend van de symmetrie der gebruikte condensatoren af. In de praktijk komt dit neer op zo goed mogelijk homogene opnemers.

§ 4: DE REALISATIE VAN HET ELEKTRONISCHE CIRCUIT

4.1: Overzicht:

Vanwege de noodzakelijkheid vóór- en achteruitdraaien te kunnen detecteren, zijn twee opnemers nodig [12]. Samen met de compensatie opnemer dus drie. Zie figuur 8. Deze worden gestuurd uit drie stroombronnen, de spanningen worden versterkt en omgezet in blokspanningen. De stroom-informatie wordt ook in blokspanning omgezet. Als fasegevoelige synchrone detectoren fungeren drie "AND gates" omdat amplitude-informatie irrelevant is. De gemiddelde gelijkspanning uit de "AND'S" is een maat voor de fasedraaiing (deze maat is lineair) [29]. De informatie uit de hulpkring wordt teruggevoerd naar de oscillator om de frequentie via een varicapdiode bij te regelen.



figuur 8: Blokschema van de hoekstanddetector

4.2: De stroombronnen met versterkers:

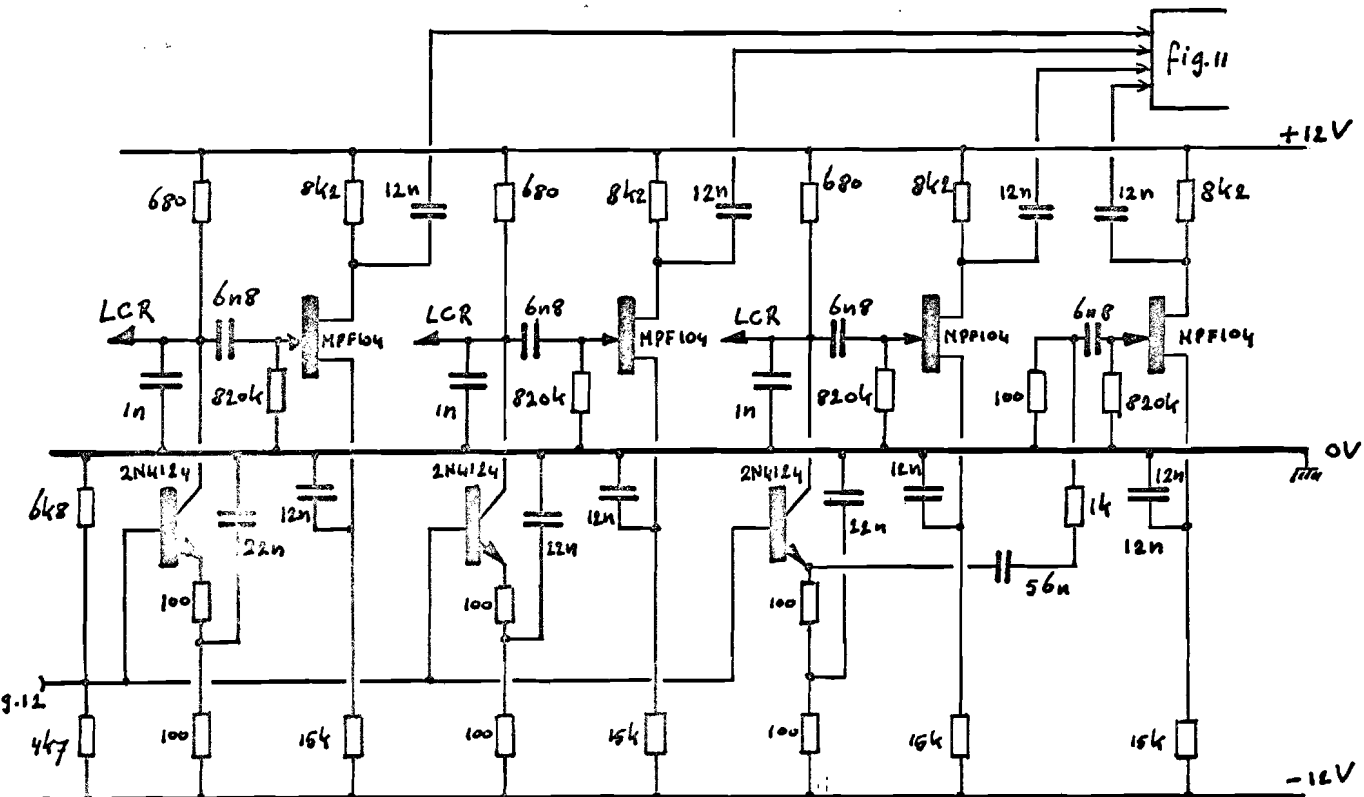
Als stroombron wordt een emittervolger met collectorweerstand toegepast. Omdat een zéér laagohmig circuit gevoed wordt, heeft de stroombron niet hoogohmig te zijn. Zie figuur 9. De F.E.T.'s versterken de spanning over de kring.

De spannings-stroomomzetting moet zéér vervormingsvrij geschieden. Immers de impedantie van de kring $Z = R(1 + j\varphi\beta)$ is laag voor de grondgolf maar zéér hoog voor de hogere harmonischen. De parallelcondensatoren van 1000 pF zijn een uitweg voor de hogere harmonischen, voor de grondgolf hebben ze vrijwel geen invloed. (Stel $R = 5 \Omega$, $Q = 400$ dan bij 600 kHz $\frac{1}{j\omega C} = -j 167 \Omega$ parallel aan 5Ω , de 3e harmonische echter: $\frac{1}{j\omega C} = -j 55 \Omega$ parallel aan $j 6660 \Omega$!)

Om een kleine vervorming te realiseren moet S constant zijn [13]. Dit geldt wanneer I_c groot is [14]. Bij transistoren voor kleine vermogens geldt dit indien $I_c \gg 10 \text{ mA}$ [15].

Er werd een stroom rond 20 mA ingesteld. De vervorming bleek nu een orde kleiner dan die van de oscillator.

De informatie over de fase van de stroom werd van een van de emitters afgenomen. De fasefout is dan gering, omdat pas bij f_T fasedraaiing begint op te treden. [16] (voor 2 N 4124: $f_T = 300 \text{ MHz}$).



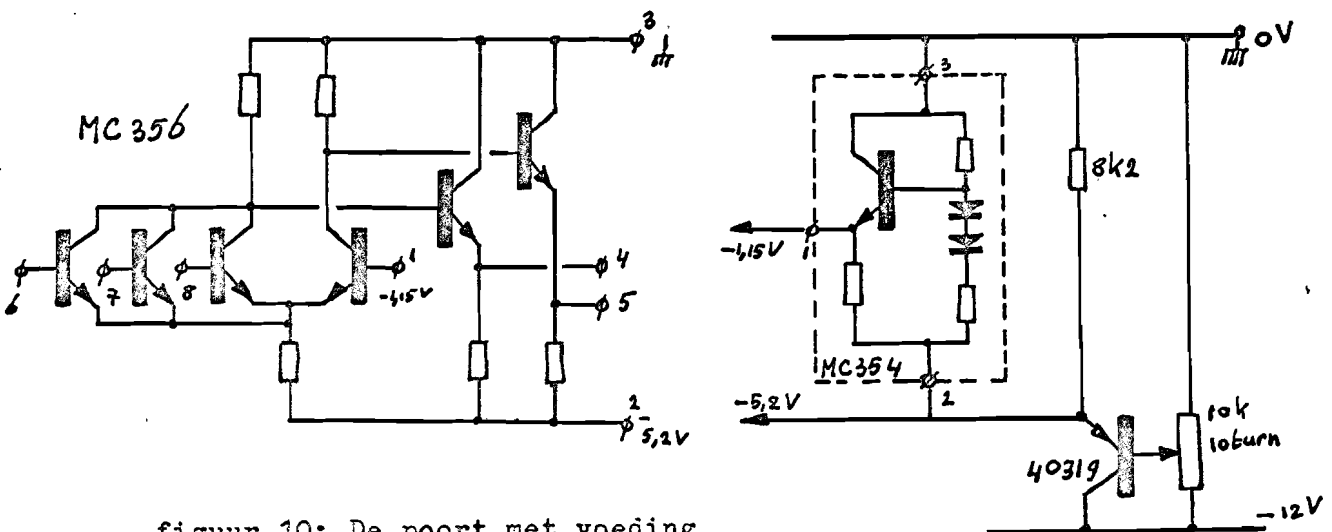
figuur 9: De stroombronnen

4.3: De pulsshapers/asynchrone detectoren:

Om zoveel mogelijk storings-ongevoelig te werken werd een frequentie van ongeveer 0,5 MHz gekozen. Voor logische circuits heeft dan "current mode switching" voordelen boven schakelingen welke in de verzadiging raken [17] [18] [19].

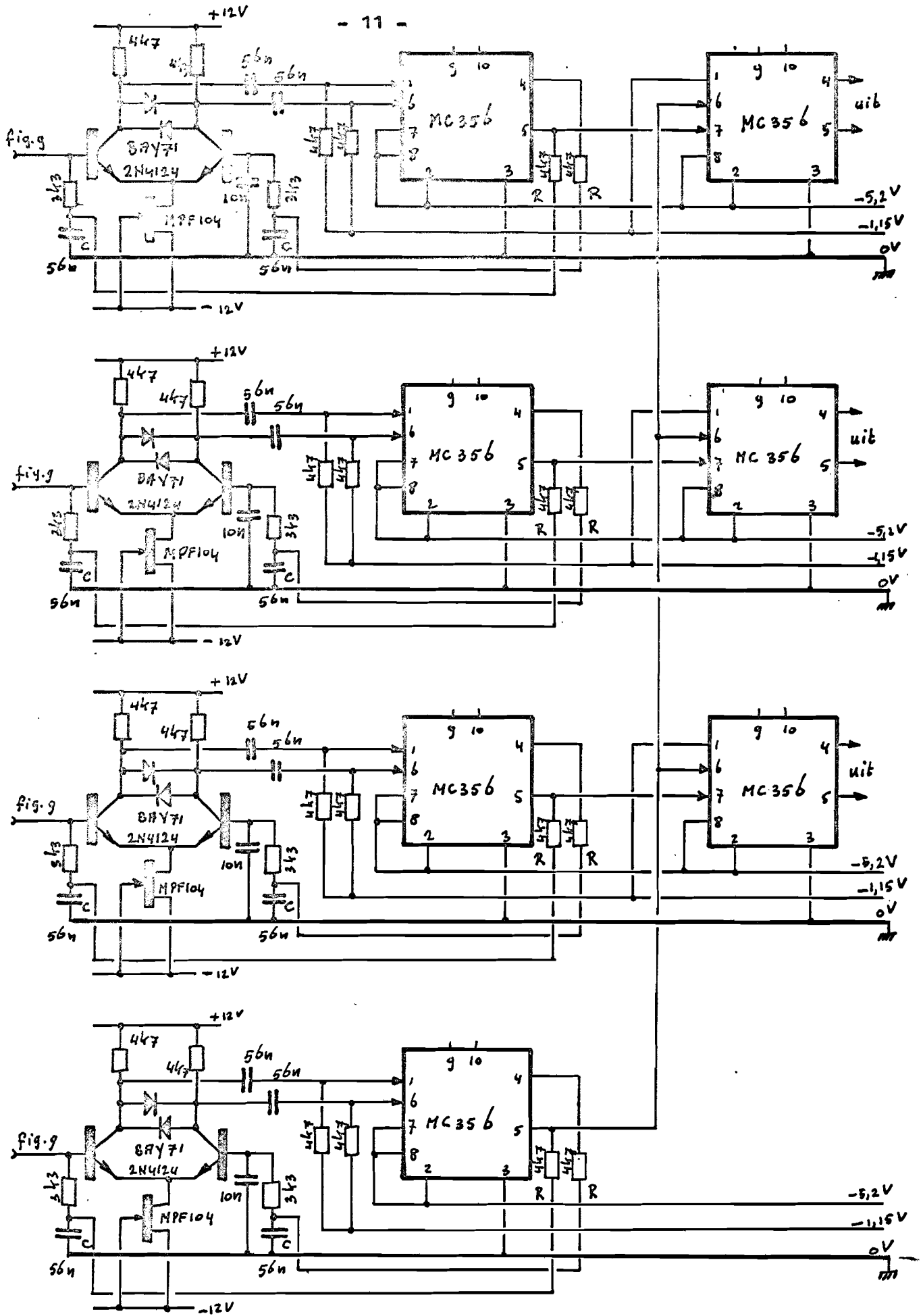
Om voor deze frequentie eenvoudige, goedkope schakelaars te bouwen werd gebruik gemaakt van de MOTOROLA MC356 OR/NOR GATE (positive logic). Deze vermenigvuldigt in "negative going logic" (Dualiteitsstelling van De Morgan [20]). Ook voor pulsshaping is dit circuit zeer geschikt [21]. Wenst men voor analoge doeleinden een grotere nauwkeurigheid dan is een afregelbare current mode switch te construeren [22] . Sturing moet dan met grote amplitude's geschieden [23] . Om een "mark-to-space-radio" van 1/1 te realiseren werd van gelijkspannings-tegenkoppeling gebruik gemaakt [24] . Dit wordt gerealiseerd door de combinaties "R" en "C" (figuur 11.). Een ander voordeel is dat deze poorten gelijkspannings gekoppeld kunnen worden. De poorten hebben een speciale "bias - gate" MC354 nodig die temperatuurs-verandering compenseert. Voor frequenties tot 2000 MHz bestaan niet-coïncidentie fase meetmethoden die toch zeer nauwkeurig zijn [25] .

Het schema van de NOR/OR poort en het schema van de poortvoeding met MC354 is in figuur 10 gegeven. Dank zij de emittervolgeruitgang is de poort goed belastbaar en heeft de logische vermenigvuldiging geen last van storende invloeden.



figuur 10: De poort met voeding

Voor de poort geldt "ON": - 0,75 volt
"OF": - 1,55 volt.



figuur 11: De pulsshapers/synchrone detectoren

Het totale schema van de synchrone detector met pulsshapers is in figuur 11 gegeven.

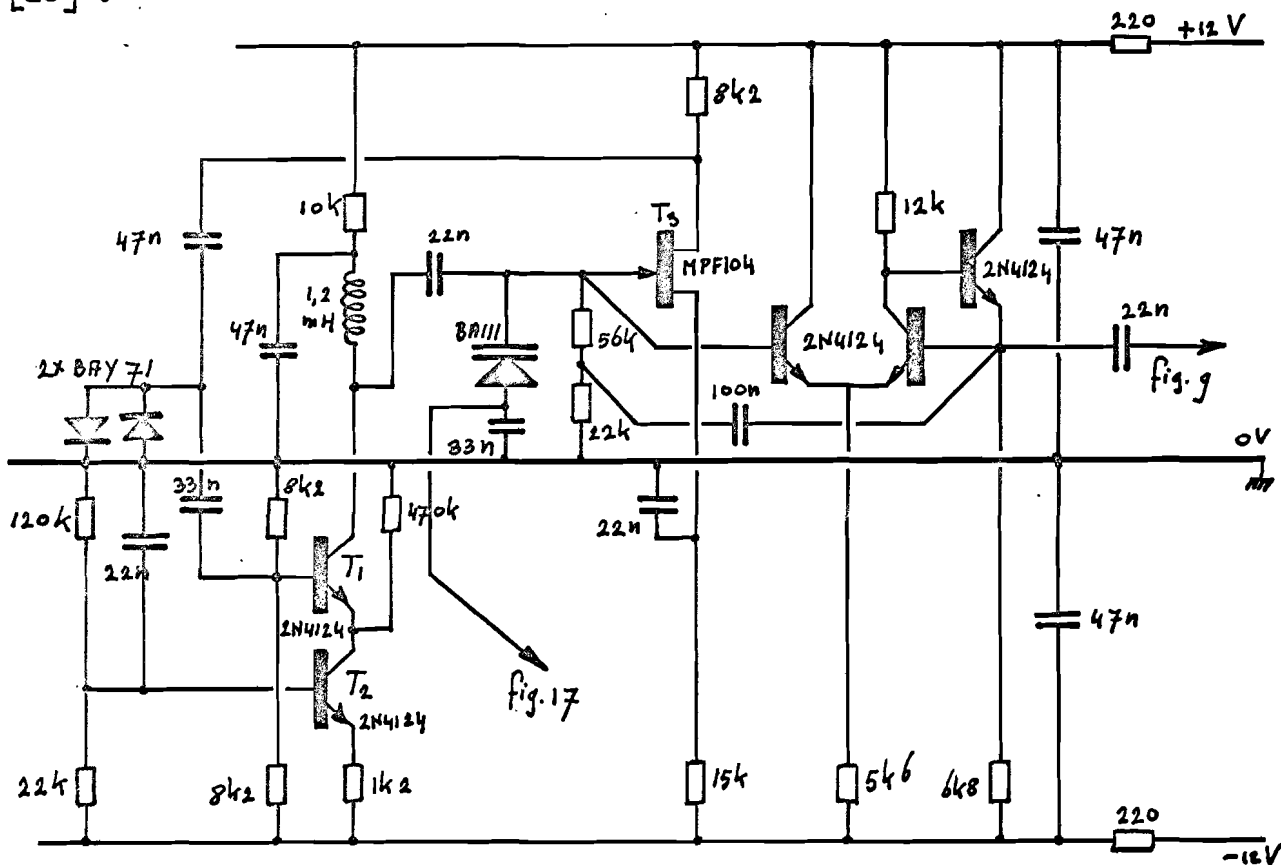
Voor clamping wordt de snelle BAY71 gebruikt. Als stroombron een als stroomdiode geschakelde F.E.T.[26] .

Voor hogere frequenties kan de 2N2475 i.p.v. 2N4124 gebruikt worden [27] .

4.4: De meelopende oscillator:

De oscillator moet een zéér vervormingsvrije sinusvormige spanning geven.

Het eigenlijke oscillatorcircuit bestaat uit de transistoren T_1 en T_3 (figuur 12). Om een hoge Q van de oscillatorkring te bereiken en te zorgen dat T_1 niet versterkt (oscillatie amplitude klein i.v.m. varicap), is T_2 als stroombron toegepast. Daarom wordt ook een F.E.T. toegepast. De sterk tegengekoppelde emittervolger heeft een tweeledig doel: de ingangsimpedantie is hoog, en de bijdrage die deze trap aan de vervorming levert wordt door tegenkoppeling verkleind [28] .

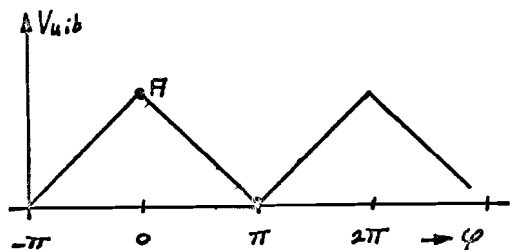


figuur 12: De oscillator

Om de ingangsimpedantie van het geheel hoog te houden werd de gelijkspanningsinstelling gebootstrapped.

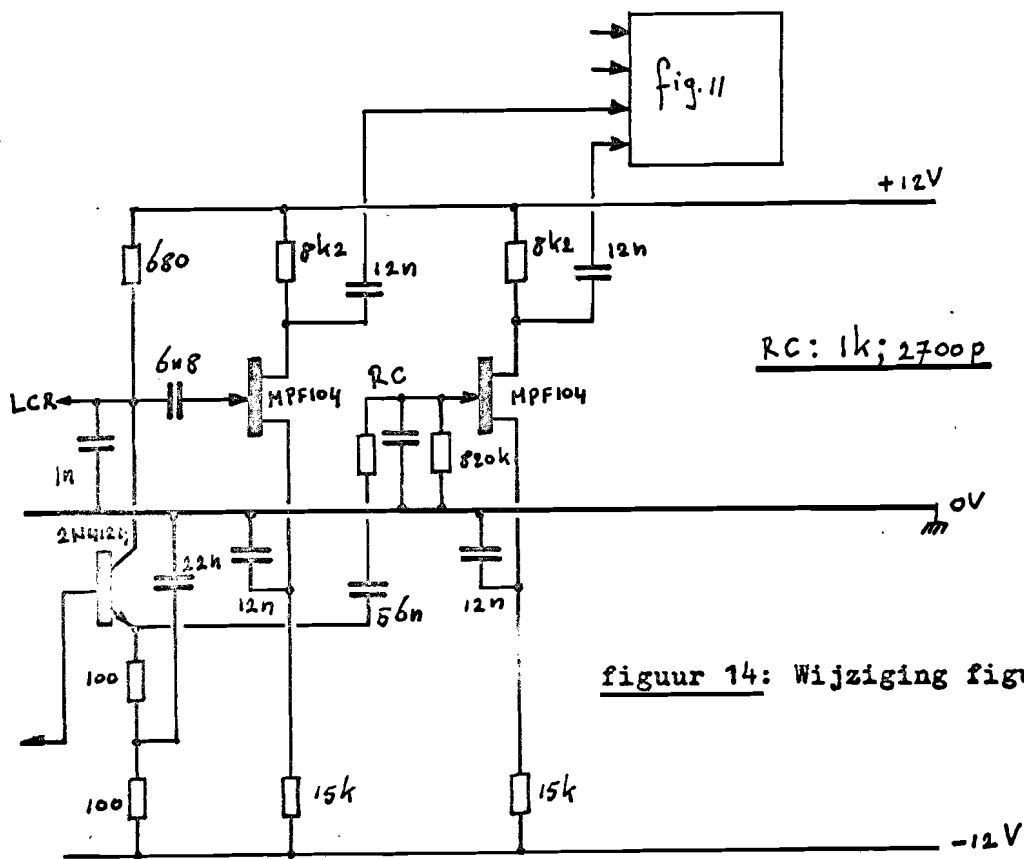
4.5: Het regelcircuit:

De uitgangsspanning van de synchrone detector als functie van de fase heeft een verloop als in figuur 13. [29] .



figuur 13: Uitgangsspanning van de synchrone detector.

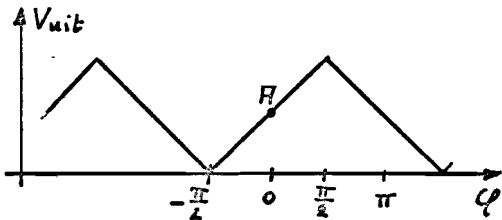
De oscillator moet de hulpkring juist in A instellen. De oplossing van dit soort optimaliseringsproblemen is zéér moeilijk, vooral wanneer de overdracht ook voor gelijkstroom perfect moet zijn. [30] [31] . Een oplossing met dubbelsynchrone detectie is zeer nauwkeurig doch erg gecompliceerd [32] . In dit speciale geval werd een oplossing ontwikkeld die niet alleen eenvoudig en bedrijfszeker is, maar nog een bijkomend voordeel levert voor de uitgangspulsen naar de teller. Figuur 9 wordt een weinig gewijzigd, zie figuur 14.



figuur 14: Wijziging figuur 9

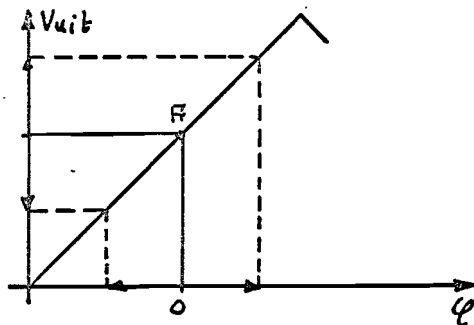
Het verschil met figuur 9 is een integrerend RC netwerk. De informatie over de stroom wordt dus over 90° verschoven als de integratie ideaal is. Gekozen is $RC = \frac{10}{\omega}$, de fasedraaiing bedraagt dan 84° . Bij 10 % frequentie verandering verloopt de fasedraaiing slechts $0,5^\circ$, dus verwaarloosbaar.

Het punt A uit figuur 13 wordt nu A uit figuur 15.



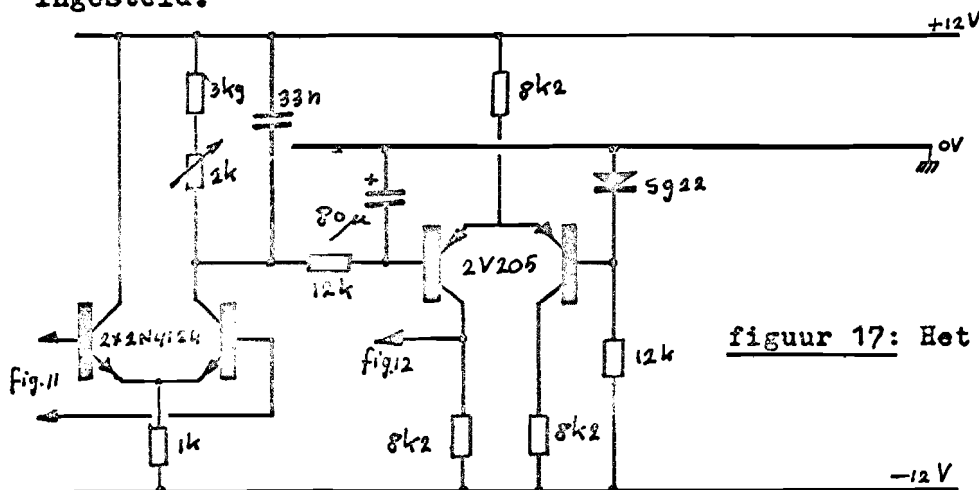
figuur 15

Nu kan met een eenvoudig vergelijkend regelsysteem worden volstaan. Uit figuur 16 blijkt dat een dergelijke instelling ook voor de andere synchrone detectoren gunstig is.



figuur 16: De uitgangsspanning van de synchrone detectoren

De regelspanning nodig voor de oscillator wordt opgewekt door de schakeling van figuur 17 die bestaat uit twee RC integratoren gevolgd door versterkers. Met de potentiometer wordt de hoogte van punt A ingesteld.

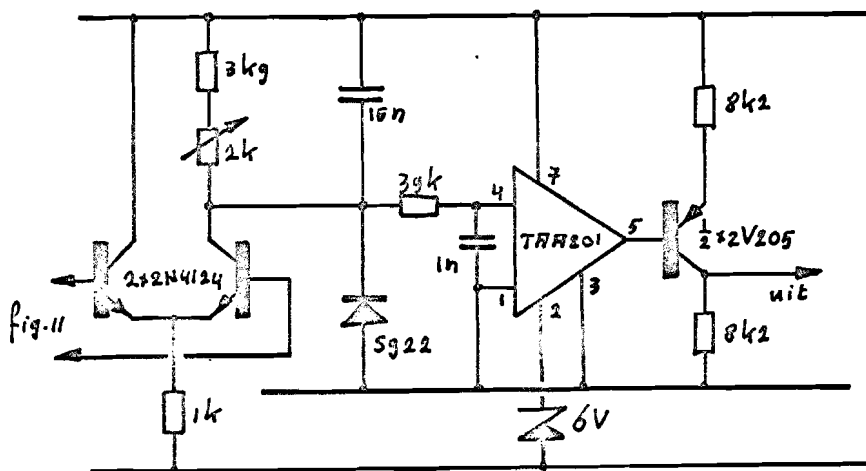


figuur 17: Het regelcircuit

De diode zorgt ervoor dat de varicapdiode uit figuur 12 nooit in doorlaatrichting kan komen.

4.6: De uitgangstrap:

Het uitgangssignaal van de synchrone detectoren moet worden aangepast aan de reeds bestaande logica opgebouwd uit Philips "10-series circuit-blocks" [33]. Daarom moet eerst worden versterkt. Om drift-invloeden, zowel van de poort als de verschiltrap tegen te gaan, wordt deze nog in current mode switching bedreven en vindt integratie aan de collector plaats. Zie figuur 18.



figuur 18:
Het uitgangscircuit

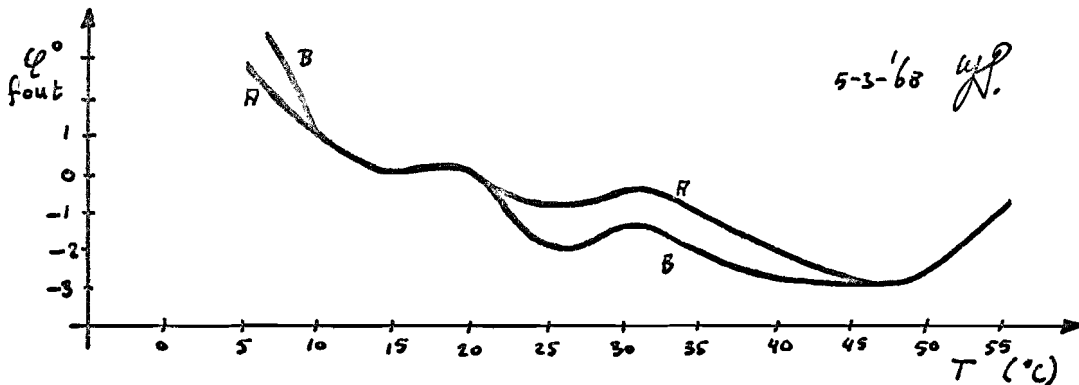
De beide uitgangskanalen gebruiken samen een 2V205 als omkeertrap omdat de geïntegreerde verschilversterker [34] een uitgangsspanning tussen 4 en 12 volt geeft en deze tussen 0 en 6 volt moet komen te liggen. De diode zorgt ervoor dat zelfs bij grote fase draaiingen de verschilversterker nooit in verzadiging kan komen.

§ 5: DE MEETRESULTATEN

Om een indruk te krijgen van de prestaties van het in § 4 beschreven instrument, werden diverse metingen verricht. Omdat fasedraaiing het centrale punt van de schakeling is, werden variaties in de uitgangsgrootte gerelateerd aan equivalente ingangsfasedraaiingen.

5.1.: Drift:

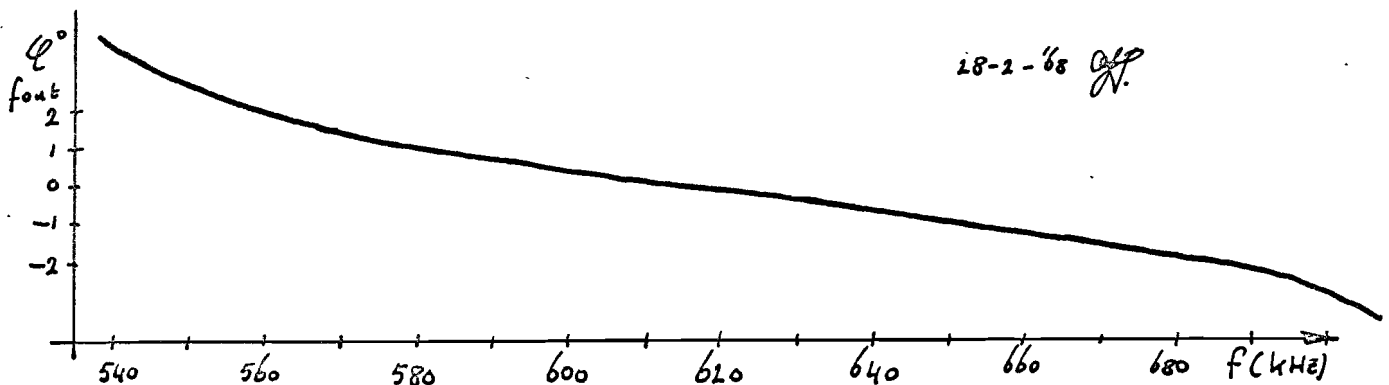
De aan beide kanalen gemeten drift is weergegeven in figuur 19.



figuur 19: Drift

5.2.: De oscillator:

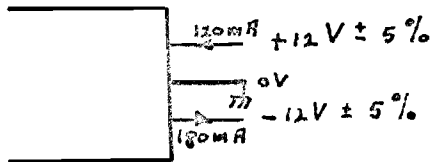
Aan de oscillator werd een vervorming van 0,2 ‰ gemeten. (Hewlett Packard 331 A distortion analyser). De fasefout t.g.v. niet exact regelende frequentieregellus is gegeven in figuur 20.



figuur 20: Fasefout t.g.v. frequentieregeling

5.3.: De voeding:

Figuur 21 geeft de voedingseisen.



7-3-'68 *cel*

figuur 21: De voedingseisen

Bij 5 % spanningsvariatie bleef de fasefout kleiner dan $0,5^\circ$.

5.4.: Het opnemercircuit en de gevoeligheid:

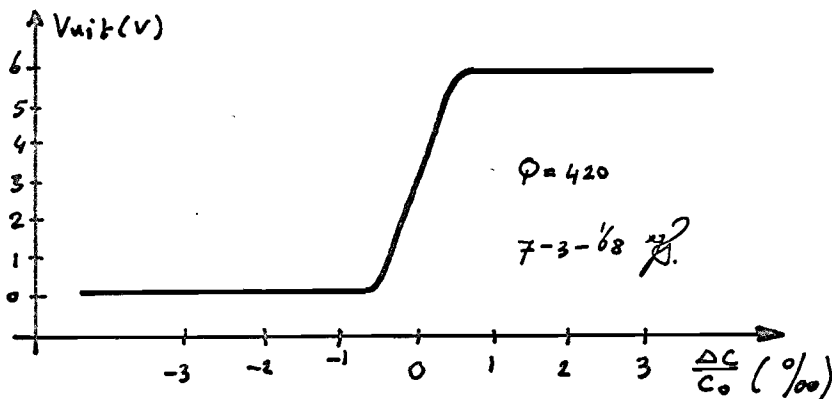
Spoolkwaliteitsfactoren mogen worden gebruikt van 50 tot 400. Bij kleiner dan 50 is de uitgangsspanning over het circuit te groot en moet de versterking der F.E.T.'s uit figuur 9 verminderd worden. $Q > 400$ heeft een oscillator met nog kleinere vervorming nodig. Voor gevoeligheidsmeting werd een General Radio Precision Capacitor 722-D gebruikt.

Als gevoeligheid werd gevonden $8,4^\circ/\text{‰}$ bij $Q = 460$.

Theoretische gevoeligheid $8,1^\circ/\text{‰}$

Het verschil wordt door de onbetrouwbaarheid van de Q-meter bij hoge Q-waarden verklaard [35].

De uitgangsspanning als functie van de capaciteitsvariatie is in figuur 22 gegeven.



figuur 22: De uitgangsspanning

Het opnemercircuit mag zowel tegen aarde als tegen + of - 12 volt worden kortgesloten zonder destructieve gevolgen.

5.5.: Afregeling:

Indien de opnemer-circuits identiek zijn en tussen 550 en 700 kHz in serieresonantie komen hoeft er niets te worden bijgesteld. De circuits moeten extern op een resonantiefrequentie rond 620 kHz ingesteld worden, de rest regelt de schakeling zelfstandig.

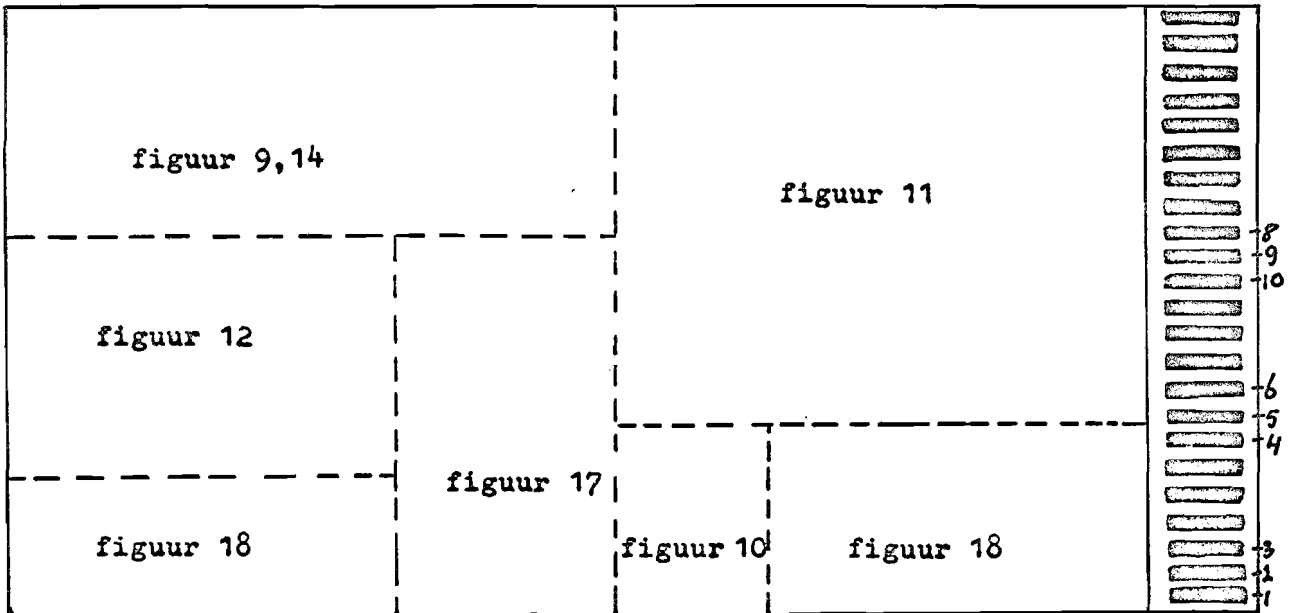
5.6.: Onderlinge beïnvloeding van de kanalen:

De onderlinge beïnvloeding bedraagt minder dan $0,5^\circ$ als $\frac{\Delta C}{C_0} \leq 10 \%$.

§ 6: ENIGE PRACTISCHE OPMERKINGEN

Het instrument is op een montagebord gemonteerd passend in een Philips 19" rek.

Figuur 23 geeft een overzicht van de plaatsing der onderdelen en de aansluitingen in bovenaanzicht.



figuur 23: Bovenaanzicht printplaat

De contactenrij is zowel boven als onder aangebracht.

- 1: $\frac{1}{mm}$ 0 volt (onder)
- 2: + 12 volt (onder)
- 3: - 12 volt (onder)
- 4: $\frac{1}{mm}$ voor opnemers (boven)
- 5: opnemer temp. comp. (boven)
- 6: opnemer A (boven)
- 7: opnemer B (boven)
- 8: uitgang A (onder)
- 9: uitgang B (onder)
- 10: $\frac{1}{mm}$ voor uitgangen (onder)

§ 7: LITERATUUR

- [1] A.J.C. Bakhuizen
"Een servomotor voor numerieke besturing, ontwikkeld bij de groep Elektromechanica"
(Technische Hogeschool Eindhoven, Rapport EM 67-7)
- [2] J.B.F. Tasche
"Inductieve hoekstandbepaling d.m.v. fasegevoelige synchrone detectie"
(Technische Hogeschool Eindhoven, Rapport EM 67-6)
- [3] B. Hague
"Alternating current bridges"
(Isaac Pitman, London, 1923, 1957⁵)
- [4] J.K. Webb, H.B. Wood
"The precise measurement of capacitance"
(Proceedings IEE, 1955, Part C, monograph 100, may 1954)
- [5] H.K.P. Neubert
"Instrument transducers"
(Oxford, 1963)
- [6] Glynne
"Alternating current bridges with inductively coupled radio-arms"
(Bulletin of Electrical Engineering Education, No. 8, may 1952)
- [7] J.J. Zaalberg van Zelst
"Een schakeling met laag ruisniveau voor de condensator-microfoon"
(Philips Technisch Tijdschrift, 1947, blz. 357)
- [8] G. Klein, J.J. Zaalberg van Zelst
"Instrumentele elektronica, grondslagen voor nauwkeurige schakelingen"
(Centrex, Eindhoven 1966)
- [9] W. Oppelt
"Kleines Handbuch Technischer Regelvorgänge"
(Verlag Chemie GMBH, Weinheim, 1964)
- [10] Philips Elenco Bulletin (nr. 48, 1967)
- [11] Philips Components and materials Handbook
Vol. 4, magnetic materials and white ceramics.
(march, 1967)
- [12] A. Heetman
"Algemene begrippen theoretische schakeltechniek"
(T.H. Eindhoven, collegedictaat, 1966)
- [13] G. Klein, J.J. Zaalberg van Zelst
"Een niet-lineair belastbare laagfrequent oscillator met zeer kleine vervorming"
(Philips technisch tijdschrift, 1963, blz. 19)
- [14] E. Groendijk
"Elektronica I, deel 2"
(Collegedictaat T.H. Eindhoven, blz. 9)
- [15] P. Bergveld, G. Bultstra
"Transistorparameters contra transistorschakeling-parameters"
(Rapport T.H. Twente 2.0866.002)
- [16] L.J. Tummers
"Transistoren II"
(Collegedictaat T.H. Eindhoven, 1967)

- [17] A.B. Philips
"Transistor Engineering"
(Mac Graw - Hill, 1962)
- [18] B.L. Hart
"Improved biasing for High-Speed Current Switches"
(Wireless World, August 1967, blz. 387)
- [19] Transistor Manual, General Electric (1965)
- [20] R.S. Ledley
"Digital computer and control engineering"
(Mac Graw - Hill, New York, 1960)
- [21] Motorola inc.
"Integrated circuit designer data brochure, MECL350 series"
- [22] E.A. Faulkner, J.B. Grinsblely,
"High Speed linear Gate"
(Electronic Engineering 39, blz. 565, 1967)
- [23] R. Lüscher, D. Seitzer
"Impulsverstärker mit gegengekoppelten Doppelstufen"
(Internationale Electronische Rundschau, 1967, no. 10, blz. 245)
- [24] J.G. Lacy
"A current-switching phase sensitive detector"
(Electronic Engineering 39, blz. 148, 1967)
- [25] Y.P. Yu
"How to measure Phase at High Frequencies"
(Electronics, 17 maart 1961, blz. 54)
- [26] W.E. Lancaster,
"Using the new constant current diodes"
(Electronics World, oct, 1967, blz. 30)
- [27] Philips Elenco Bulletin (dec. 1966)
- [28] H.J. Butterweck
"Frequenzabhängige nichtlineare Übertragungssysteme"
(Archiv der Elektrischen Übertragung, 21 (1967) blz. 239)
- [29] Y.P. Yu
"Coincident slicer measures Phase directly"
(Electronics, 12 sept. 1958)
- [30] J.A. Aseltine, e.a.
"A survey of adaptive control signals"
(IRE Transactions on automatic control, dec. 1958)
- [31] "Reglungstechnik, moderne theorien und Ihre verwendbarkeit"
Tagungsbericht 1956 der VDI/VDE
(R. Oldenbourg, München, 1957)
- [32] H.P. Kalmus, A.L. Hepric
"Precision phasemeter for small angles"
(Proceedings of the IEE, jan. 1959 blz. 90)
- [33] Time definitions "10 series" circuit blocks.
Development sample data
(Philips Icoma publication, 1963)
- [34] TAA 202 differential amplifier
Development sample data
Philips Icoma publication, april 1966)
- [35] C.E. Mulders
"Practicum Elektrisch meten"
(Practicum handleiding T.H. Eindhoven, 1965)