

MASTER

Een frequentiemodulatie- en pulscodemodulatiesysteem voor telemetrie

Polak, M.M.

Award date:
1972

[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

A F D E L I N G D E R E L E K T R O T E C H N I E K

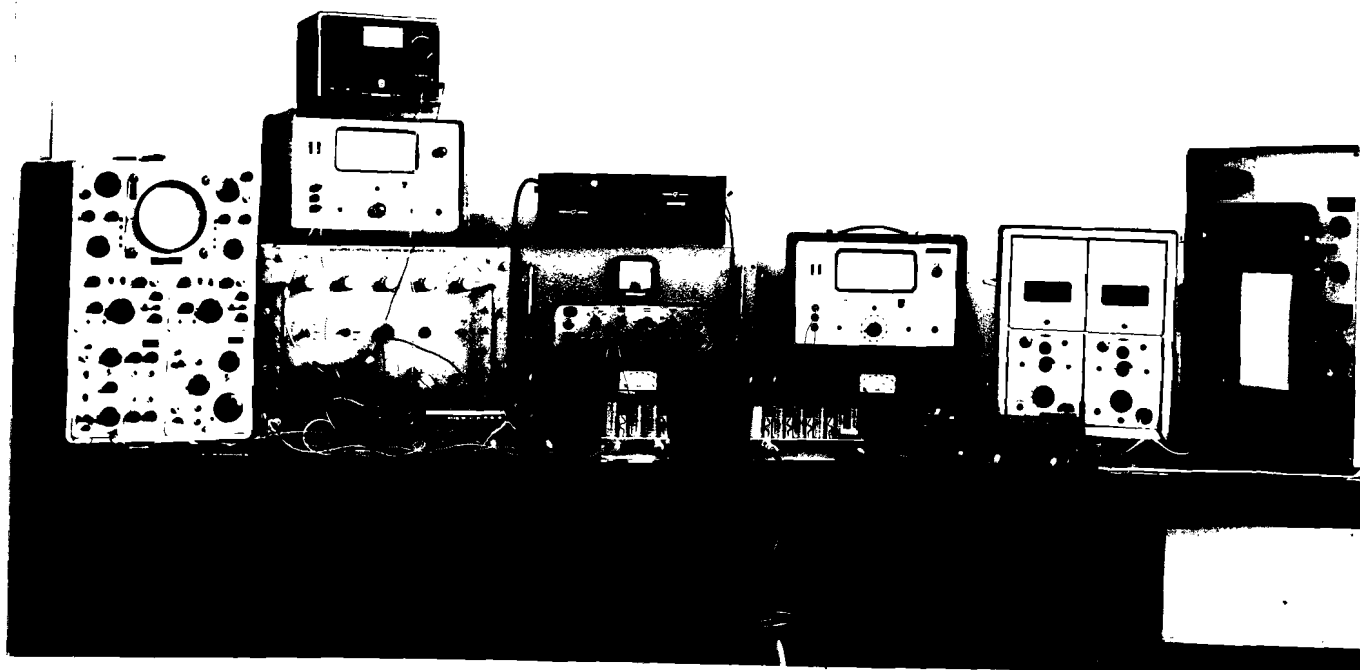
G R O E P M E T E N E N R E G E L E N

E E N F R E Q U E N T I E M O D U L A T I E - E N P U L S C O D E M O D U L A T I E -
S Y S T E E M V O O R T E L E M E T R I E

afstudeeronderwerp

van

M. M. Polak



VERANTWOORDING

Dit verslag bevat de resultaten van een afstudeeropdracht die van oktober 1963 tot juli 1964 is uitgevoerd bij de groep Meten en Regelen van de afdeling der Elektrotechniek aan de Technische Hogeschool te Eindhoven.

Naast een algemene inleiding over het begrip telemetrie bestaat het verslag uit de beschrijving, schema's en resultaten van twee gebouwde systemen, namelijk één waarbij gebruik is gemaakt van frequentie-modulatie en één waarbij puls-code-modulatie is toegepast.

Mijn oprechte dank gaat in de eerste plaats uit naar mijn afstudeerhoogleraar, prof. dr. C. E. Mulders, die mij heeft ingeleid in de interessante en veelzijdige aspecten van de telemetrie.

Ir. J.H.V. Arends ben ik erkentelijk voor het geduld waarmee hij velerlei problemen heeft aangehoord en de wijze waarop hij heeft meegewerkt aan de oplossing hiervan.

Een speciaal woord van dank aan de medewerkers van het Atelier van de Groep, bij wie ik steeds een enthousiaste medewerking en behulpzaamheid heb mogen aantreffen.

Zij allen hebben bijgedragen aan een plezierige en interessante tijd die ik bij de Groep Meten en Regelen heb doorgebracht.

Eindhoven, juli 1964

N.M. Polak.

INHOUDSOPGAVE

	<u>blz.</u>
1. <u>Inleiding</u>	
1.1. Het begrip telemetrie	1
1.2. Multiplexing	2
1.3. Modulatiemethoden	5
2. <u>Systeem met frequentiemodulatie</u>	
2.1. Theorie	7
2.1.1. begrippen	7
2.1.2. spectrum	7
2.2. Principe en blokschema	10
2.3. Componenten van de schakeling	11
2.3.1. oscillator	11
2.3.2. reactantiebuis	12
2.3.3. kabel en aanpassingen	16
2.3.4. versterker	18
2.3.5. ratio-detector	19
2.4. Resultaten, waarnemingen en conclusies	22
3. <u>Systeem met puls code modulatie</u>	
3.1. Inleiding en spectrum	32
3.2. Voordelen van de digitale methode	39
3.3. Principe en blokschema modulator	40
3.4. Principe en blokschema demodulator	40
3.5. Dimensionering, bouwelementen en symbolen	45
3.6. Componenten en totaal van de modulatorschakeling	48
3.6.1. pulsbreedtemodulator	48
3.6.2. teller en schuifregister	52
3.6.3. programma modulator	52
3.6.4. indicatie	55
3.6.5. totaalschema	58
3.6.6. waarnemingen	61
3.7. Componenten en totaal van de demodulatorschakeling	64
3.7.1. schuifregister	64
3.7.2. programma demodulator	64
3.7.3. digitaal-analoog omzetter	64
3.7.4. totaalschema	67
3.8. Resultaten	70
3.8.1. algemeen	70
3.8.2. metingen	72
3.8.3. conclusies en uitbreidingsmogelijkheden	72
4. <u>Enkele opmerkingen over een PCM-FM systeem</u>	77
 Bijlagen	 81
Literatuurlijst	85

1. Inleiding

1.1. Het begrip telemetrie

Onder een telemetrisch systeem, ofwel verremeetsysteem (telemetrie = verremeting) wordt verstaan een systeem voor het overbrengen van meetwaarden.

Bepalen we ons tot verremeting langs elektrische weg, dan zijn er twee kenmerken die dit systeem doen afwijken van het vertrouwde begrip meten:

- 1) de meetinrichting is verwijderd van de plaats van aanwijzing of registratie.
- 2) de te meten grootte moet veelal omgezet worden in een elektrische grootte, die geschikt is voor bestaande transmissiewegen. De reden dat men er toe overgaat niet de meetwaarden te registreren op de plaats waar gemeten wordt, maar op een andere, al of niet ver daarvan verwijderde plaats kan zijn:
 - a) de plaats waar gemeten wordt is moeilijk of gevaarlijk door de waarnemer te bereiken;
 - b) op een centrale post is het gewenst metingen van verschillende plaatsen bijeen te brengen.

Voorbeelden:

- ad a) het vanuit een weerballon naar de aarde doorgeven van gegevens omtrent barometerstand, vochtigheid, windsnelheid, temperatuur e.d.
- het overbrengen vanuit een rijdend voertuig van gegevens omtrent toerental van de assen, mechanische spanningen in de belaste onderdelen e.d. naar een centrale plaats op het proefcircuit.
 - het doorgeven van gegevens van waarnemings satellieten.
 - het meten van de hoeveelheid radio-activiteit.
- ad b) op de controlekamer van een gemaal registreren van het waterpeil op verschillende plaatsen in een polder.
- van verschillende punten in een buizennet (van gas of vloeistof) registreren van de doorstroomhoeveelheid.

In hoofdzaak bestaat een verremeetsysteem uit:

- een omzetter voor het omzetten van een niet-elektrische in een elektrische grootte.
- een zendingrichting.
- een transmissiesysteem.
- een ontvanginrichting.
- een registratiesysteem.

De niet-elektrische grootheden kunnen bijvoorbeeld zijn: geluid, lichtsterkte, druk, temperatuur, versnelling, straling, aantallen, niveau etc. Deze grootheden dienen te worden omgezet door een "transducer" in een voor het verremeetsysteem geschikt elektrisch signaal, vaak een gelijkspanning. Veelal moeten deze signalen nog worden versterkt. Voorbeelden van transducers zijn: een thermokoppel, fotocel, rekstrookje, Geiger Müller-teller, microfoon, tachometer, etc.

Een van de eisen die gesteld kan worden is, dat meerdere informatie over één kanaal verstuurd wordt. Dit proces staat bekend als "multiplexing".

Voor het overbrengen van de informatie zal het signaal moeten worden gemoduleerd; er zijn verschillende modulatiemethoden mogelijk.

Na de transmissieweg, waarvoor een kabel, de radioweg of een reeds bestaande verbinding (b.v. telefoonlijn) gebruikt kan worden, dient het signaal gedemoduleerd te worden.

Voor de aanwijzing kunnen we op aanwijzende of registrerende meetinstrumenten het meetsignaal zichtbaar maken. We kunnen de meetwaarden echter ook aangeven op cijfertableaus of de cijferwaarden van de metingen registreren op een schrijfmachine (printer).

Wil men de meetwaarde invoeren in een rekenmachine dan kunnen de waarden ook vastgelegd worden op ponskaarten of ponsbanden.

1.2. Multiplexing.

Het proces, waarbij meer dan één informatie moet worden overgebracht wordt aangeduid met "multiplexing".

Er zijn twee belangrijke methoden:

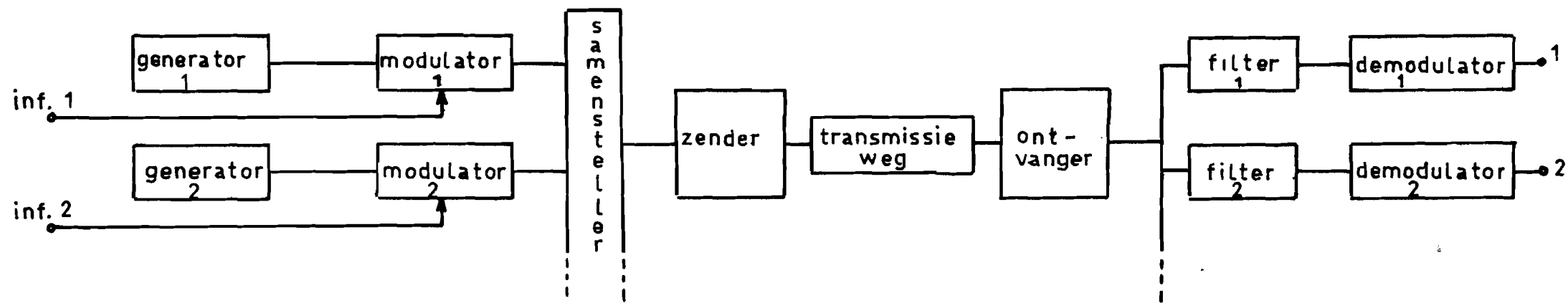
- 1) elk kanaal moduleert een andere draaggolffrequentie: Frequency Division Multiplexing (F.D.M.);
- 2) op verschillende tijdstippen worden de kanalen aangesloten op de transmissieweg: Time Division Multiplexing (T.D.M.).

Figuur 1.2.1. toont beide systemen in blokschema.

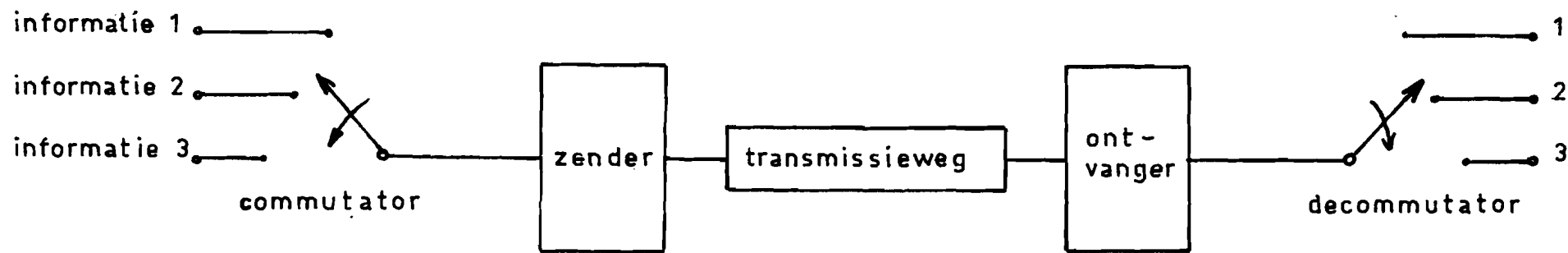
Bij F.D.M. wordt het samengestelde elektrische signaal gebruikt voor modulatie van de zender; voor elk kanaal is een andere frequentie nodig. Het systeem is dus vrij kostbaar, doch noodzakelijk wanneer snel variërende meetsignalen geregistreerd moeten worden; er wordt namelijk continu gemeten.

Bij T.D.M. worden de meetsignalen en het constante signaal voor de synchronisatie achtereenvolgens op de meetzender aangesloten.

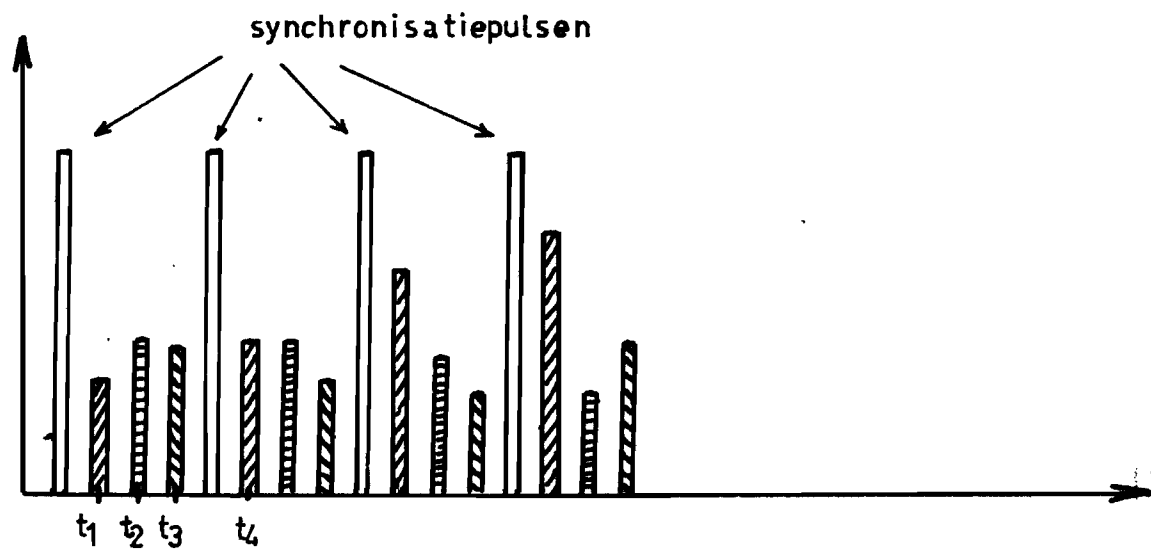
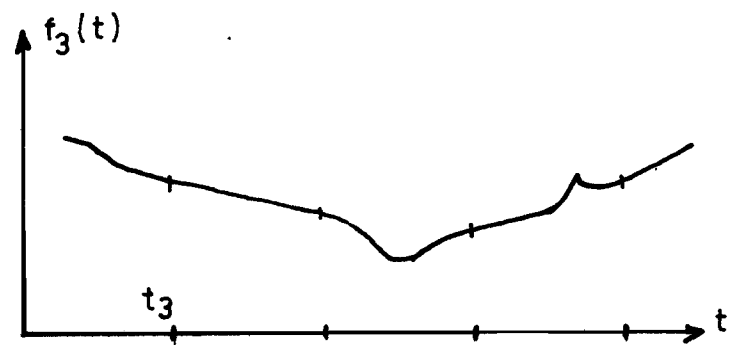
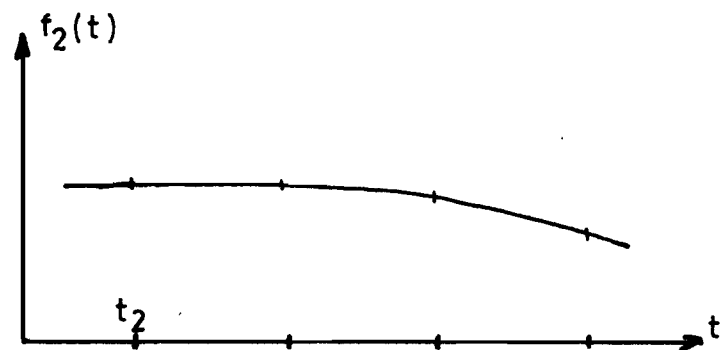
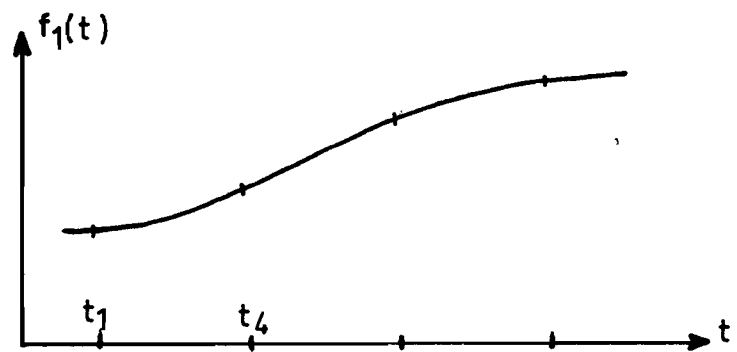
FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING:



TIME DIVISION MULTIPLEXING:



figuur 1.2.1.



t_1, t_2, t_3, \dots tijdstippen van meting

figuur 1.2.2.

We krijgen dus een pulstrein, dus in eerste instantie een puls-amplitude gemoduleerd signaal. Van belang is de vorm van de roterende schakelaar (mechanisch, elektromagnetisch of elektronisch) en de snelheid van rotatie. Een probleem apart is de synchronisatie van commutator en decommutator.

Dit systeem kan alleen gebruikt worden voor langzaam verlopende processen.

Figuur 1.2.2. toont een pulstrein voor drie meetsignalen en een synchronisatiepuls; de pieken in het derde meetsignaal worden niet geregistreerd.

1.3. Modulatiemethoden

Modulatie is een proces dat gebruikt wordt om met behulp van een hoogfrequent trilling een signaal dat in een veel lager frequentiegebied ligt, over te brengen.

In het ritme van de over te brengen informatie wordt een eigenschap van de met de tijd veranderlijke spanning gevarieerd.

Voor de "met de tijd veranderlijke spanning" kunnen we nemen:

a. een sinusvormige spanning $U = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi)$

De eigenschap die we kunnen variëren:

1. de amplitude $\hat{u} \rightarrow$ Amplitude Modulatie (A.M.)
2. het argument $(\omega t + \varphi) \rightarrow$ Frequentie- en Fasemodulatie (F.M. en P.M.)

b. een pulsvormige spanning.

We kunnen variëren :

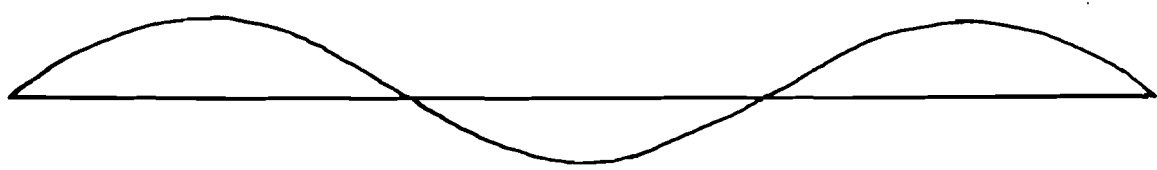
1. de amplitude \rightarrow pulsamplitude- of pulshoogtemodulatie (PAM)
2. de breedte \rightarrow pulsbreedte- of pulsduurmodulatie (PDM of PLM)
3. de plaats \rightarrow pulsplaats- of pulspositiemodulatie (PPM)
4. de signaalgrootte omgezet in een code \rightarrow pulscode modulatie (PCM)

In figuur 1.3.1 zijn enkele spanningsvormen geschetst van aldus gemoduleerde signalen.

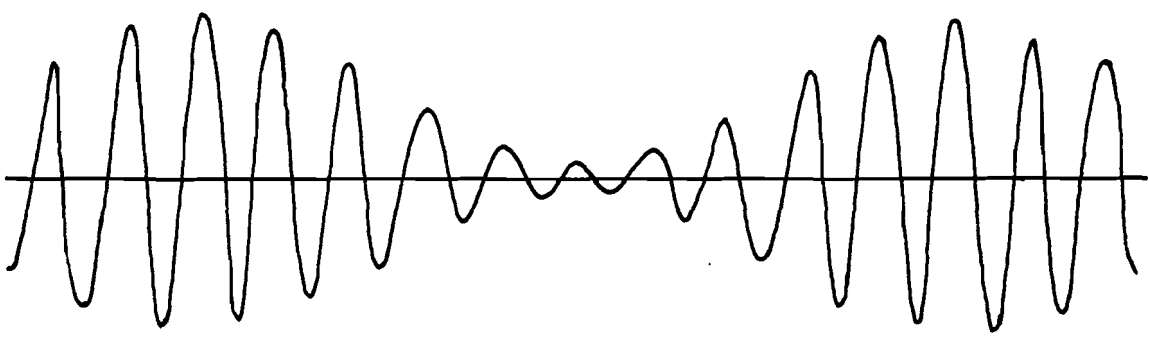
Vaak moduleert men meerdere malen, b.v. twee maal F.M waarbij de tweede draaggolffrequentie hoger is als de eerste; we krijgen dan een zgn. FM-FM systeem. Het is echter ook mogelijk pulsmodulatie met FM of AM te combineren.

Elders in dit verslag wordt nader ingegaan op frequentiemodulatie (FM), pulscode modulatie(PCM) en een gecombineerde PCM-FM systeem.

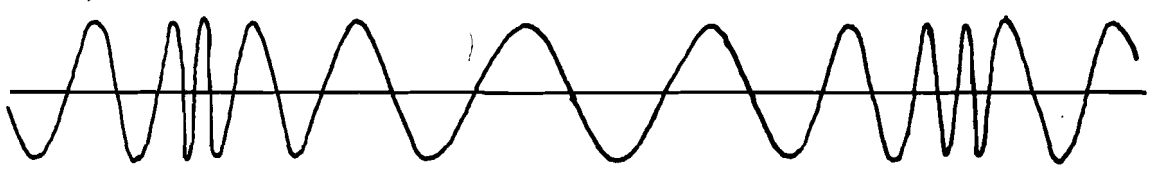
reets-
signaal



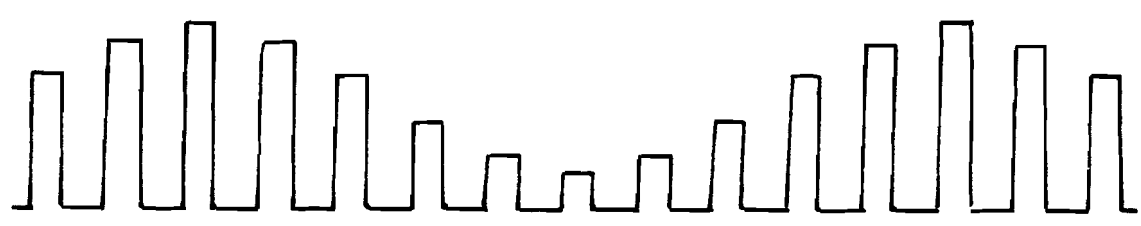
A.M.



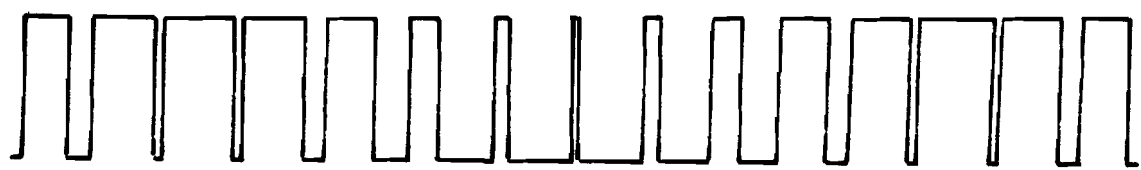
F.M.



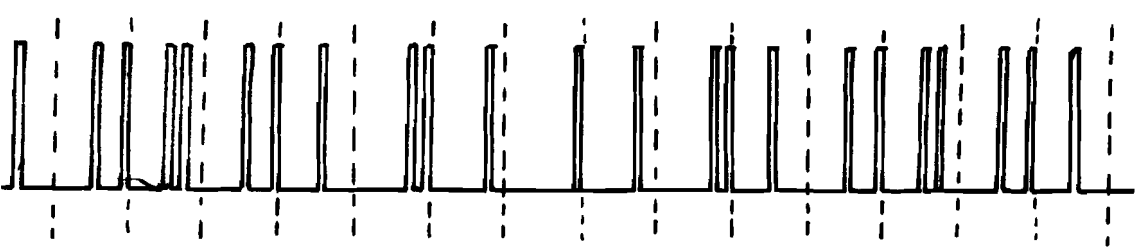
P.A.M.



P.D.M.



P.C.M.



figuur 1.3.1.

2. SYSTEEM MET FREQUENTIEMODULATIE

2.1. Theorie

2.1.1. grootheden

Bij frequentie-modulatie wordt de frequentie van de draaggolf gevarieerd in het ritme van de frequentie van het laagfrequent signaal, waarbij de grootte van de frequentieverandering evenredig is met de amplitude van het laagfrequent signaal.

Stellen we de ongemoduleerde draaggolf voor als

$$u_0 = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

en het laagfrequent signaal als

$$u_m = U_m \cos \omega_m t,$$

dan luidt de uitdrukking voor het gemoduleerde signaal:

$$u = U_0 \sin\left(\omega_0 t + k \cdot \frac{U_m}{\omega_m} \sin \omega_m t\right)$$

Hierin is dus ω_0 de draaggolffrequentie en ω_m de modulerende hoekfrequentie.

Voor het bepalen van de frequentiezwaaai Δf schrijven we deze uitdrukking als $u = U_0 \sin \alpha(t)$ waarin α = de momentele hoek.

De momentele frequentie $\omega_{mom} = \frac{d\alpha}{dt} = \omega_0 + k \cdot U_m \cdot \cos \omega_m t$.

De maximale frequentie is dus $f_0 + \frac{k \cdot U_m}{2\pi}$

de minimale frequentie $f_0 - \frac{k \cdot U_m}{2\pi}$

De frequentiezwaaai $\Delta f = \frac{k \cdot U_m}{2\pi}$

Verder definiëren we de modulatieindex m :

$$m = \frac{\text{frequentiezwaaai}}{\text{modulerende frequentie}} = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{k \cdot U_m}{\omega_m},$$

waarmede de algemene uitdrukking van het F.M.-signaal geschreven kan worden als

$$u = U_0 \sin(\omega_0 t + m \cdot \sin \omega_m t).$$

2.1.2. spectrum

Om het frequentiespectrum te bepalen moeten we de algemene uitdrukking voor het F.M.-signaal uitwerken en ontwikkelen in reeksen. we vinden dan:

$$u = J_0(m) U_0 \sin \omega_0 t + J_1(m) U_0 \left\{ \sin(\omega_0 + \omega_m)t - \sin(\omega_0 - \omega_m)t \right\} + J_2(m) U_0 \left\{ \sin(\omega_0 + 2\omega_m)t + \sin(\omega_0 - 2\omega_m)t \right\} + \dots$$

Hierin zijn de J 's de zogenaamde Besselfuncties van de eerste soort $(J_n(m))$ welke uitvoerig zijn getabelleerd.

Het spectrum bestaat dus uit een component met de draaggolffrequentie ω_0 en een oneindig aantal componenten met nevenfrequenties die steeds eenzelfde bedrag ω_m uit elkaar liggen.

De amplitude wordt gegeven door de Besselfuncties.

Theoretisch is de benodigde bandbreedte oneindig, maar in de praktijk zullen we grenzen stellen en componenten met te geringe amplitude niet meenemen. Het blijkt dat voor $m=20$ praktisch alle spectra-lijnen binnen tweemaal de frequentiezwaai liggen.

we kunnen stellen dat, indien de frequentiezwaai veel groter gemaakt wordt als de hoogste modulatiefrequentie b.v. $20 \times$), de benodigde bandbreedte tweemaal de frequentiezwaai is.

Figuur 2.1.2.1. geeft een indicatie omtrent de juistheid van deze stelling. Er wordt getoond de toename van de bandbreedte B ($B = 2 \cdot \Delta f$) als functie van de modulatieindex m .

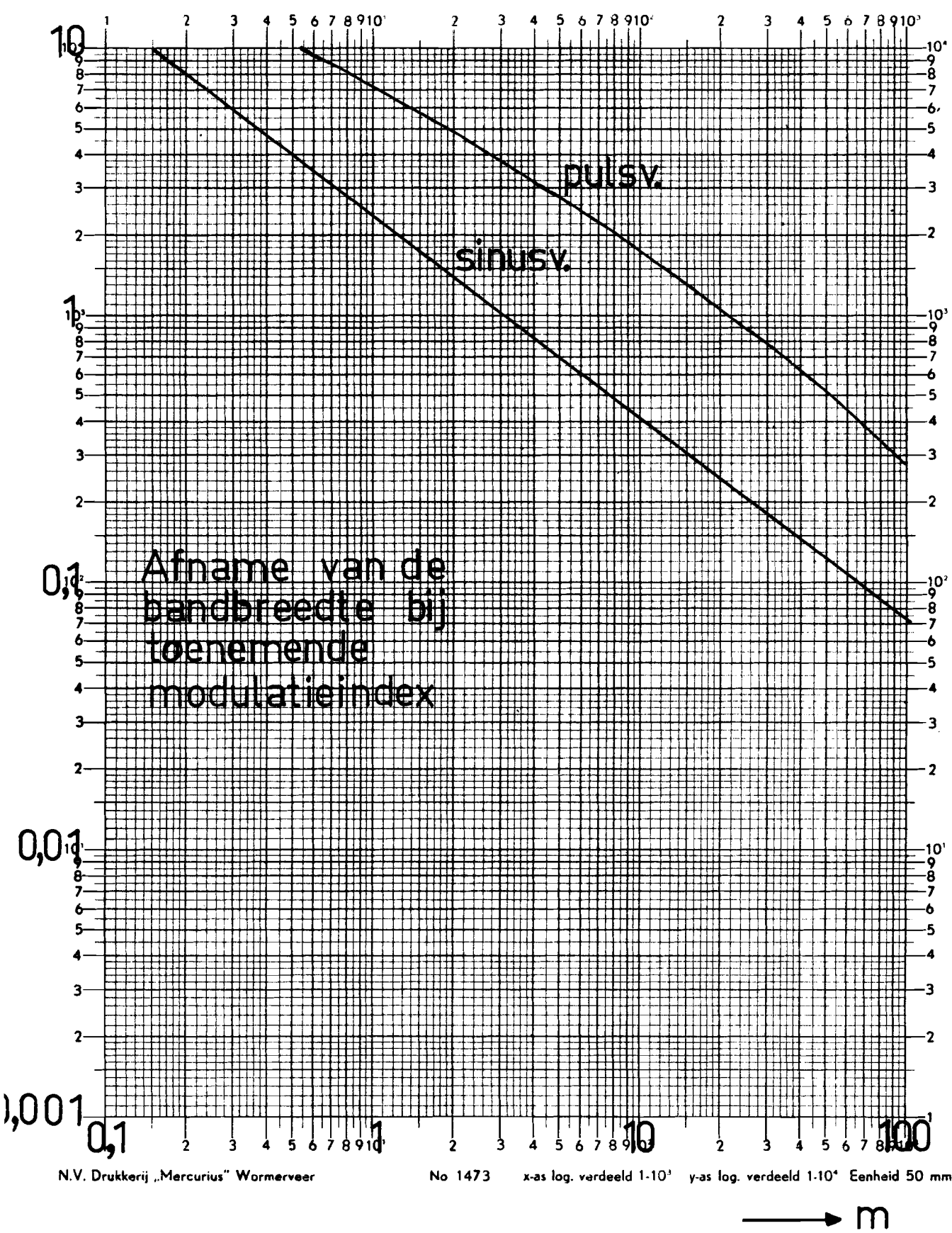
$2 \cdot \Delta f$

Daarbij is de bandbreedte zodanig gedefinieerd dat als grens is genomen de frequentie waarbij $J_n(m) = 0,01$.

De factor $B/\Delta f$ wordt bijvoorbeeld voor verschillende waarden van m :

$m = 5$	$B/\Delta f = 2 \cdot (1 + 0,70) = 3,40$
10	$2 \cdot (1 + 0,42) = 2,84$
20	$2 \cdot (1 + 0,25) = 2,50$
50	$2 \cdot (1 + 0,125) = 2,25$
100	$2 \cdot (1 + 0,075) = 2,02$

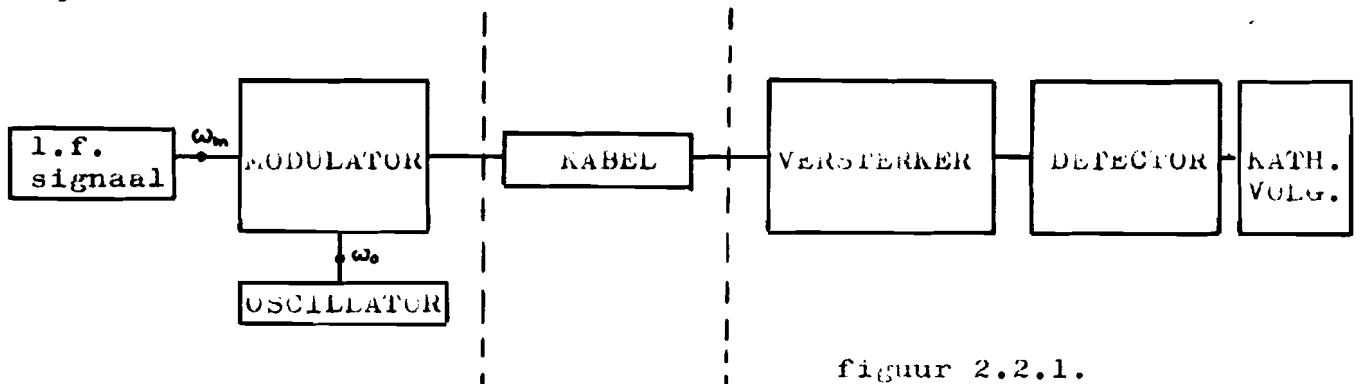
$$\frac{3-2\Delta f}{2\Delta f}$$



figuur 2.1.2.1.

2.2. Principe en blokschema

Figuur 2.2.1. geeft het blokschema van het transmissiesysteem voor frequentiemodulatie.



figuur 2.2.1.

In de modulator wordt de van de oscillator afkomstige hoogfrequent wisselspanning (ω_0) gevarieerd in het ritme van de eveneens aan de modulator toegevoerde laagfrequente spanning (ω_m) welke overgezonden moet worden.

De oscillator is een LC-oscillator met een frequentie van 10,7 MHz; de modulator is van het type van een zogenaamde reactantiebuismodulator.

De uitgangsspanning van de modulator is een F.M.-signaal.

Als transmissieweg is gekozen een coaxiale kabel van 30 m lengte; zowel aan de zend- als aan de ontvangzijde is gezorgd voor een juiste aanpassing.

Aan de ontvangzijde wordt het F.M.-signaal eerst in een drietrapsversterker versterkt; voor de gegeven omstandigheden was dit geen vereiste doch de versterker is opgenomen om de demodulator ook toepassingsmogelijkheden te geven bij langere kabels (damping!!) of wanneer als transmissiemedium de radioweg wordt gekozen.

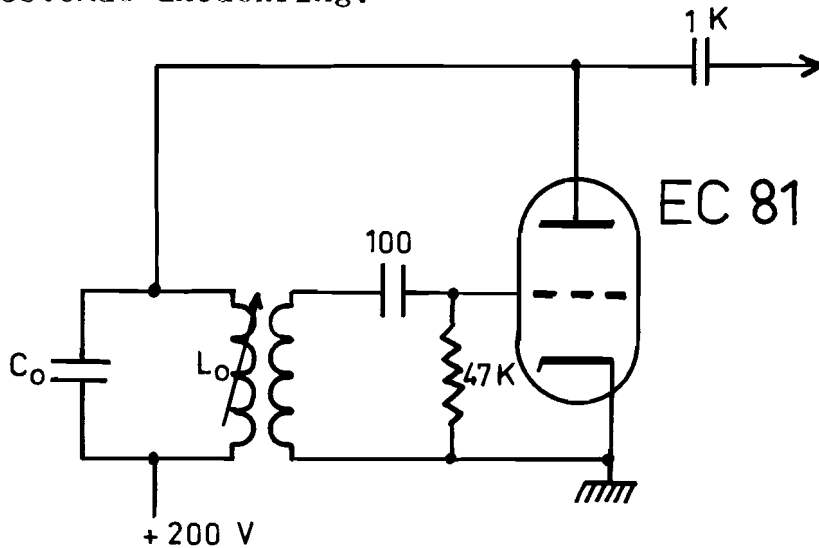
In de detector wordt het laagfrequente signaal gescheiden van de draaggolf; de detector is van het type van een ratio-detector.

Voor die gevallen waarin de meet- of registratieapparatuur zich niet in de onmiddellijke nabijheid van de demodulator bevindt, is een kathodevolger opgenomen.

2.3. Componenten van de schakeling.

2.3.1. oscillator

In figuur 2.3.1.1. is het schema getekend van de oscillator met afgestemde anodekring.



Figuur 2.3.1.1.

De in de anodekring opgenomen parallelkring is afgestemd op een frequentie $f_0 = 10,7 \text{ MHz}$; de resonantiefrequentie van deze kring is tevens de oscillatorfrequentie:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}}$$

Als buis werd gekozen de triode EC 81 , een buis welke speciaal voor oscillatoren bij hoge frequenties is ontwikkeld.

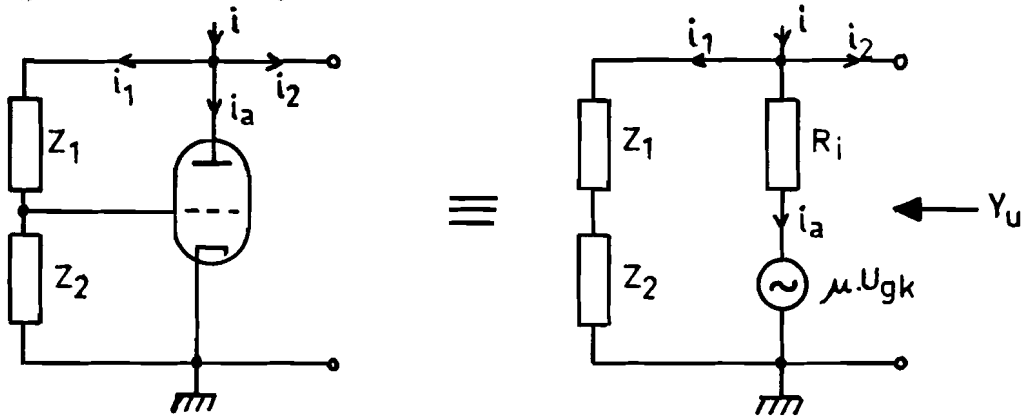
Aan de anode kan via de koppelcondensator van 1 KpF de oscillator-spanning worden afgenomen.

2.3.2. De reactantiebuis.

Aangezien we te maken hebben met een LC-oscillator (met frequentie $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$) kunnen we de frequentie van deze oscillator slechts veranderen, door of de C of de L te variëren en dan wel in het ritme van de modulatiefrequentie.

Paralleel aan de oscillatorkring moeten we dus een element plaatsen dat zich aan de uitgang gedraagt als een capaciteit of zelfinductie en dat de eigenschap heeft dat deze reactantie verandert wanneer het ingangssignaal verandert,

Een dergelijk element is de zogenaamde reactantiebuis, d.i. een gewone elektronenbuis, die bovengenoemd gedrag dankt aan de wijze van geschakeld zijn.



van bovenstaande schakeling wordt de uitgangsadmittantie bepaald aan de hand van het vervolgingschema.

$$\left. \begin{aligned} \text{Er geldt: } i &= i_1 + i_2 + i_a \\ U_{gk} &= i_1 \cdot Z_2 \\ i_a &= S \cdot U_g + U/R_i \end{aligned} \right\} i/U = Y_u = \frac{1 + S \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{1}{R_i}$$

wanneer R_i groot, mogen we schrijven: $Y = \frac{1 + S \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$.

Nemen we voor Z_1 een condensator (C) en voor Z_2 een weerstand (R) dan krijgen we:

$$Y = \frac{1 + S \cdot R}{R + 1/j\omega C} = \frac{j\omega C + j\omega CSR}{1 + j\omega CR}$$

Onder de voorwaarden: $\omega CR \ll 1$ en $S \cdot R \gg 1$ geeft dit:

$$Y = j\omega CSR,$$

d.i. een capaciteit ter waarde $C' = CSR$.

kieszen we nu een buis met een kromme $I_a - U_g$ -karakteristiek, dat wil zeggen dat de helling, dus de steilheid S, varieert bij variatie van de roosterspanning, dan zal de buis zich dus gedragen als een capaciteit die afhankelijk is van de ingangsspanning.

De capaciteit van de oscillatorkring wordt nu:

$$C = C_0 + \Delta C \cdot \cos \omega_m \cdot t ,$$

waarin $\Delta C = CSR$ en ω_m de frequentie van het (hier cosinusvormig gedacht) ingangssignaal.

Voor de frequentie geldt:

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} = \frac{1}{LC_0(1 + \Delta C/C_0 \cos \omega_m t)} \approx \omega_0^2 (1 - \Delta C/C_0 \cos \omega_m t)$$

Uit $\omega_0^2 = 1/LC$ volgt $\Delta C/C = -2 \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$

dus $\omega^2 \approx \omega_0^2 (1 + 2 \cdot \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \cos \omega_m t)$

$$\omega \approx \omega_0 (1 + \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \cos \omega_m t) = \omega_0 + \Delta \omega \cos \omega_m t .$$

Voor de spanning over de kring geldt: $u = U_0 \cdot \sin \varphi(t)$ met

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) \cdot dt ;$$

$$\varphi(t) = \omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \rightarrow u = U_0 \cdot \sin (\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t)$$

d.i. een frequentiegemoduleerd signaal met modulatieindex $m = \frac{\Delta \omega}{\omega_m}$.

Als buis werd gekozen de pentode 6F 80 bij een instelling van

$U_{g1} = -3,6 V$; het verloop van de steilheid S als functie van U_{g1} is in figuur 2.3.2.1. getekend. Voor $U_{g1} = -3,6 V$ is $S = 4 \text{ mA/V}$.

Voor de schakeling zie het volledige schema in figuur 2.4.1.

De capaciteit C_0 van de kring is 22 pF en $CSR = \Delta C$ moet dus in dezelfde ordegrootte zijn.

Om te voldoen aan deze en eerder genoemde voorwaarden bij de afleiding van $r = j\omega CSR$ blijkt vooral bij hoge frequenties moeilijk te zijn en er moest dan ook gezocht worden naar een zo gunstig mogelijk compromis.

Voor $f_0 = 10,7 \text{ Mhz}$ werd gekozen: $R = 1 \text{ k}\Omega$ en $C = 1 \text{ pF}$,

zodat $\omega CR = 0,007$

$$SR = 4 \cdot 10^{-2} \cdot 10^7$$

$$\Delta C = CSR = 10^{-12} \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3 = 4 \text{ pF} .$$

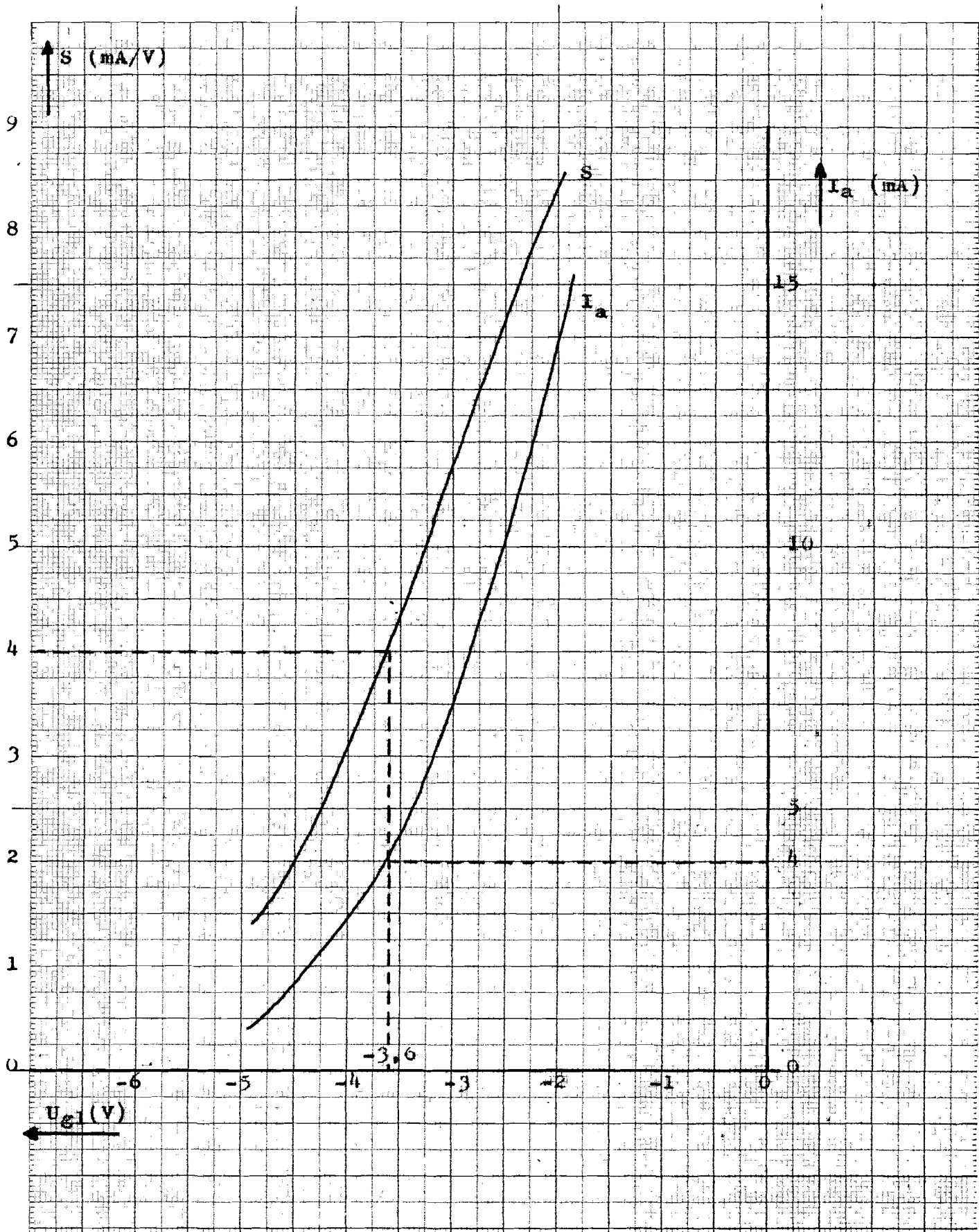
De anode-roostercapaciteit van de buis is opgegeven als $< 7 \text{ pF}$, zodat deze (niet constante) capaciteit mag worden verwaarloosd.

Bij een andere keuze van de impedanties Z_1 en Z_2 (figuur 2.3.2.2. geeft een overzicht van de mogelijkheden) bleek bij de dimensionering eveneens de reeds eerder vermelde moeilijkheid bij deze hoge frequentie.

Op grond van de verandering van de steilheid S van de buis kunnen we, bij de gekozen waarden, de frequentiezwaai Δf bepalen.

Het is gemakkelijk in te zien dat :

$$\frac{f_0 + \Delta f}{f_0} = \sqrt{\frac{C_0 + CSR}{C_0 + CSR + CR \cdot \Delta S}}$$



de $I_a - U_{g1}$ karakteristiek voor de 6F 80 en
 het verband tussen U_{g1} en S van de 6F 80.

Hierbij: $U_a = U_{g2} = 200$ V en $U_{g3} = 0$ V

figuur 2.3.2.1.

Ingevuld: $C_0 = 22 \cdot 10^{-12}$

$S = 4 \cdot 10^{-3}$

$C = 10^{-12}$

$R = 10^3$

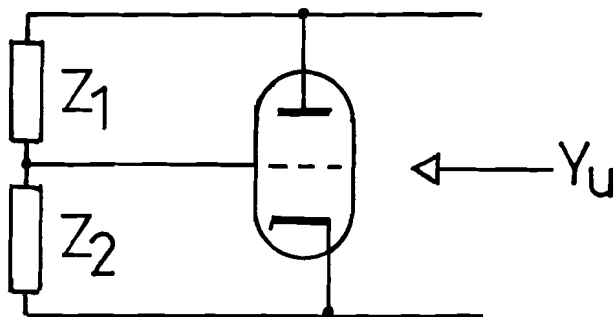
levert dit:

$$\frac{f_0 + \Delta f}{f_0} = \sqrt{\frac{26}{26 + 1000 \cdot \Delta S}}$$

Hieruit: $1 + \frac{\Delta f}{f_0} \approx 1 - \frac{1000 \cdot \Delta S}{2 \times 26} \left(\frac{1}{\sqrt{1+x}} = 1 - \frac{1}{2}x + \dots \right)$

Nemen we aan dat een variatie van S van 2 mA/V mogelijk is en vullen we in $f_0 = 10,7 \cdot 10^6$, dan vinden we :

$\Delta f = 412 \text{ kHz}$



Figuur 2.2.2.

Z_1	Z_2	Y_u	dit is :	met waarde:
R_1	R_2	$S \cdot R_1 / R_2$	weerstand	$R_2 / S \cdot R_1$
$j\omega L_1$	$j\omega L_2$	$S \cdot L_1 / L_2$	weerstand	$L_2 / S \cdot L_1$
$1 / j\omega C_1$	$1 / j\omega C_2$	$S \cdot C_2 / C_1$	weerstand	$C_1 / S \cdot C_2$
$1 / j\omega C$	$j\omega L$	$-\omega^2 SLC$	weerstand	$-1 / \omega^2 SLC$
$j\omega L$	$1 / j\omega C$	$-S / \omega^2 LC$	weerstand	$-\omega^2 LC / S$
$1 / j\omega C$	R	$j\omega SRC$	capaciteit	SRC
R	$j\omega L$	$j\omega SL / R$	capaciteit	SL / R
$j\omega L$	R	$-jSR / \omega L$	zelfinductie	L / SR
R	$1 / j\omega C$	$-jS / \omega RC$	zelfinductie	RC / S

2.3.3. kabel en aanpassingen

2.3.3.1. kabel

Als transmissiemedium werd gebruik gemaakt van een coaxiale kabel. In tegenstelling tot de sterkstroomtechniek, waar grote vermogens met een minimum aan verliezen moeten worden overgebracht, moeten we in de communicatietechniek eisen dat kleine signalen zonder storing of vervorming moeten worden overgebracht.

Verzwakking is niet erg, mits het signaal niet te klein wordt ten opzichte van het ruissignaal, maar de demping moet wel constant zijn in het werkgebied.

In het beschouwde geval hebben we echter te doen met een centrale frequentie van 10,7 MHz en een relatief geringe frequentiezwaai, zodat we een niet al te grote fout maken wanneer we stellen dat de demping in het werkgebied constant is.

Gelet op het vorengaande kunnen we dus volstaan met het kiezen van een kabel met geringe demping, waarbij nog een keus te maken is voor de karakteristieke impedantie.

De kabel is van het fabrikaat Amphenol, type RG 9 A/U met $Z_0 = 50 \Omega$.

Figuur 2.3.3.1. geeft het dempingsverloop weer.

De uitdrukking voor de dempingsconstante α is voor lage frequenties

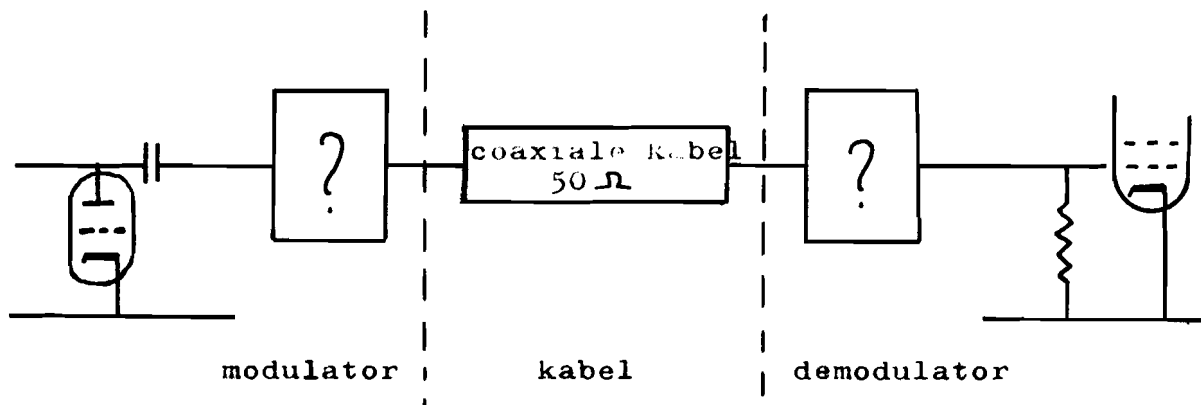
$$\alpha = \text{Re} \left[\sqrt{(R + j\omega L)j\omega C} \right]$$
 voor hoge frequenties, door de invloed van het Skin-effect, : $\alpha \approx R/2 \sqrt{C/L} + G/2 \sqrt{L/C}$
waarin G, R, L en C respectievelijk de afleiding, weerstand, zelf-inductie en capaciteit van de kabel per meter zijn.

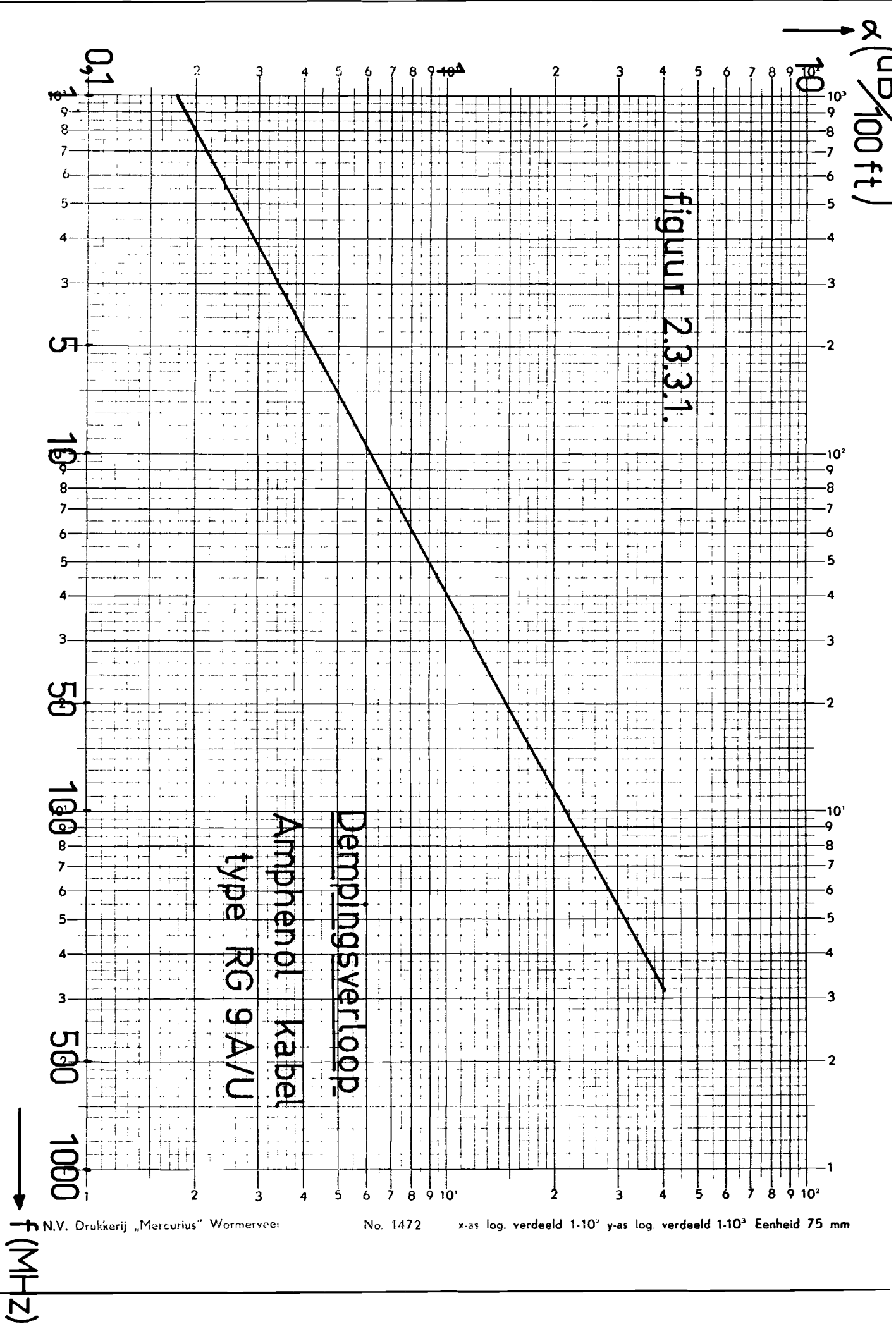
De grafiek toont het laatstgenoemde frequentiegebied.

Bij 10 MHz is de demping 0,61 dB/100 ft ; voor de gekozen lengte van 30 meter betekent dit een demping van ongeveer 0,6 dB , dit is een factor 1,07 .

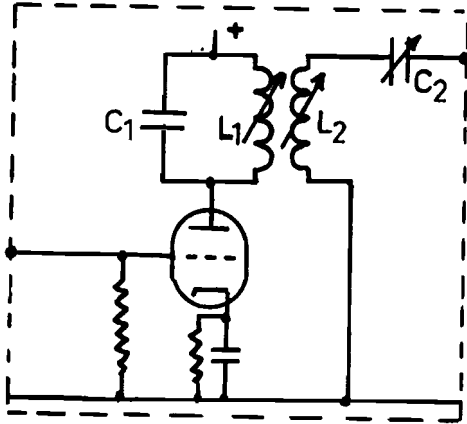
2.3.3.2. aanpassing

De aanpassing aan de zijde van de modulator en demodulator is in onderstaande tekening geïllustreerd.





Voor de aanpassing aan de zijde van de modulator wordt een buffertrap opgenomen.

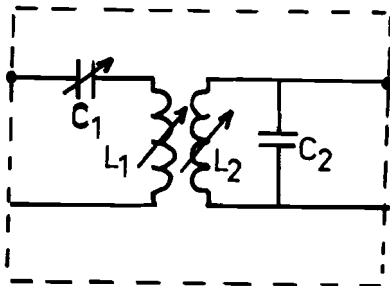


In de anodeleiding van een triode wordt een afgestemde kring opgenomen, welke is afgestemd op 10,7 MHz, de draaggolffrequentie.

De secundaire keten van de spoel moet nu bij deze frequentie een impedantie opleveren van 50Ω , de karakteristieke impedantie van de kabel.

De secundaire kring wordt afgeregeld met de spoel L_2 en de seriecondensator C_2 , waarbij gedurende het afregelen de kabel is aangesloten en de andere kant van de kabel is afgesloten met 50Ω . Het signaal van de oscillatortriode wordt toegevoerd aan het rooster van de buffertriode.

De aanpassing aan de demodulator geschiedt analoog.



De primaire kring ($L_1 C_1$) wordt, met aangesloten kabel, afgestemd door variatie van L_1 en C_1 .

De secundaire kring is afgestemd op 10,7 MHz.

Het aldus verkregen signaal wordt toegevoerd aan de eerste versterkerbuis.

2.3.4. versterker

De versterker bestaat uit drie trappen welke onderling gekoppeld zijn met behulp van bandfilters, die zijn afgeregeld op een frequentie van 10,7 MHz. Voor de buizen is gekozen de pentode EF 89. In de anodeleidingen van de eerste twee buizen bevinden zich bandfilters van fabrikaat Philips, type AP 1108; in de anodeleiding van de derde buis bevindt zich een ratio-detectorspoel van hetzelfde fabrikaat, type AP 1113.

Voor het schema, zie de totale schakeling in figuur 2.4.2.

Amplitudevariaties worden tegengegaan doordat bij de tweede en derde trap een RC-combinatie is opgenomen in serie met de hoogfrequentkring. Het stuurrooster-kathode fungeert als diode en er treedt roosterdetectie op; door deze detectie is de negatieve voorspanning van de buis afhankelijk van de amplitude van het signaal.

De buis ontvangt bovendien nog een kleine vaste voorspanning (0,3 V) door de in de kathodeleiding aangebrachte weerstand van 82Ω . Op diverse plaatsen zijn ontkoppelingcondensatoren van 5600 pF aangebracht.

Het signaal wordt via de roosterweerstand van $1 M\Omega$ aan het rooster van de eerste buis toegevoerd; het uitgangssignaal over de bandfilter van de derde trap wordt toegevoerd aan de detector.

2.3.5. detector

Demodulatie geschiedt door een detector; voor F.M.-detectie bestaan verschillende methoden.

Op de eerste plaats is er die van de flankdetectie of, ter verkrijging van een betere lineariteit, dubbele flankdetectie.

Het nadeel van deze detector is dat de goede werking sterk afhankelijk is van het afstemmen van de kringen.

Op de tweede plaats kan genoemd worden de zogenaamde fazediscriminator (Foster en Seeley , 1955). Aangezien deze discriminator tevens A.M.-detector is, zijn begrenzerschakelingen noodzakelijk, hetgeen het geheel extra duur maakt.

Vandaar dat gezocht is naar een zelfbegrenzende schakeling, die dus alleen reageert op F.M.-signalen en niet op A.M.-signalen: de ratio-detector.

In figuur 2.3.5.1. is deze detector (Seeley , 1947) getekend. Het F.M.-signaal staat over de primaire kring van de zgn. ratio-detectorspoel; deze kring, afgestemd op 10,7 MHz, is opgenomen in de anodeleiding van de derde versterkertrap (fig. 2.4.2.). De middenaftakking is gewikkeld op de primaire spoel en hiermede sterk gekoppeld. De beide diodes zijn uitgevoerd in een dubbel-diode, de EAA 91.

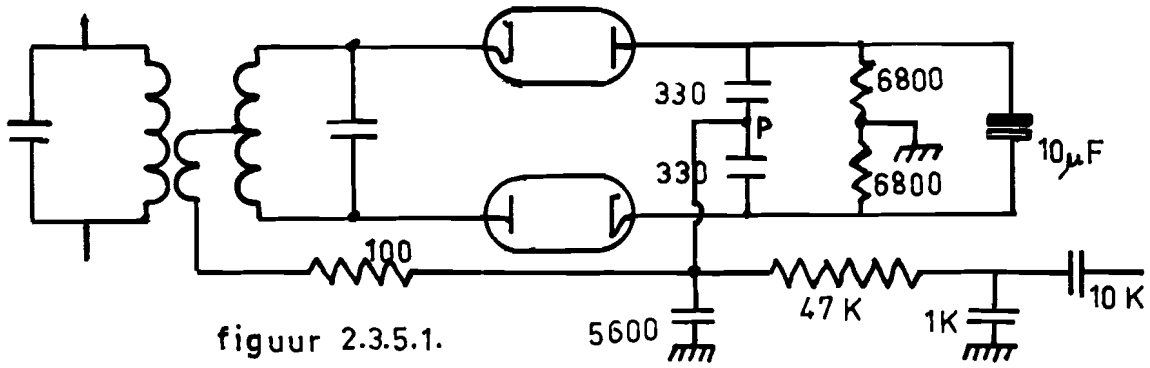
Het laagfrequent signaal wordt afgenomen tussen punt r en aarde en is een maat voor de afwijking van de frequentie van het F.M.-signaal en de draaggolffrequentie van 10,7 MHz. Deze spanning kan negatief en positief zijn, al naar respectievelijk $f < f_0$ en $f > f_0$; als $f = f_0$ is de spanning nul.

De laagfrequent spanning wordt via een filter dat eventuele hoge frequenties moet verzwakken ($47 K\Omega - 1 \text{ kpF}$) via een koppelcondensator van 10 kpF gevoerd naar de kathodevolger (zie fig. 2.4.2.).

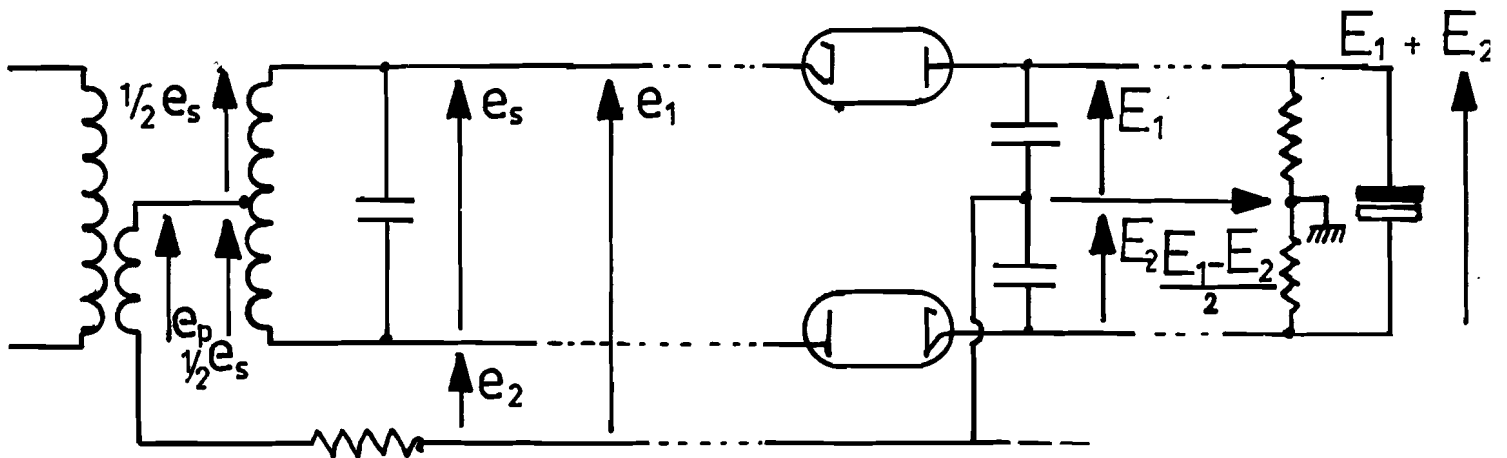
Voor een nadere beschouwing van de werking is in figuur 2.3.5.2. nogmaals de detector getekend.

De spanning e_p is in fase met de spanning op de primaire kring;

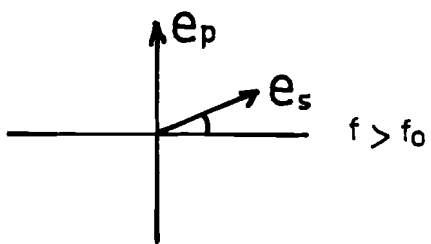
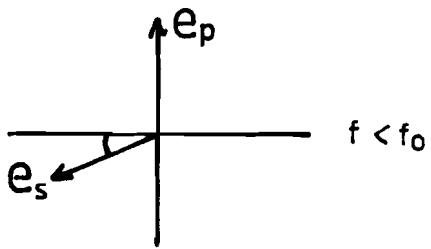
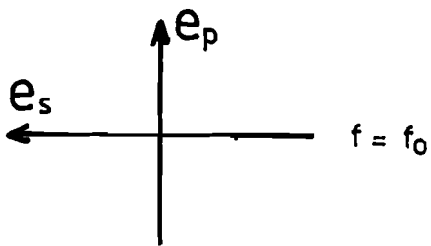
RATIO DETECTOR



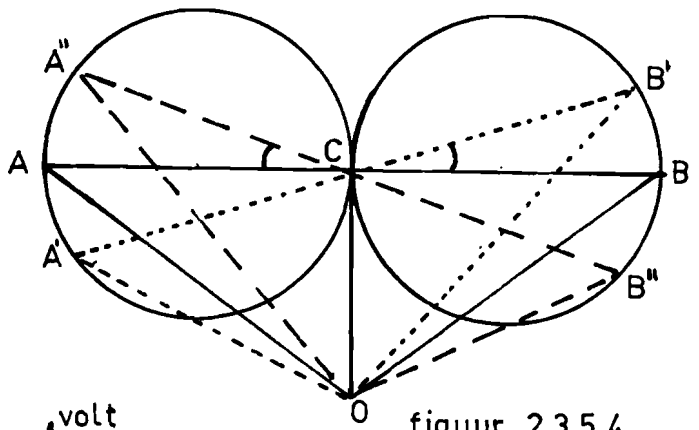
figuur 2.3.5.1.



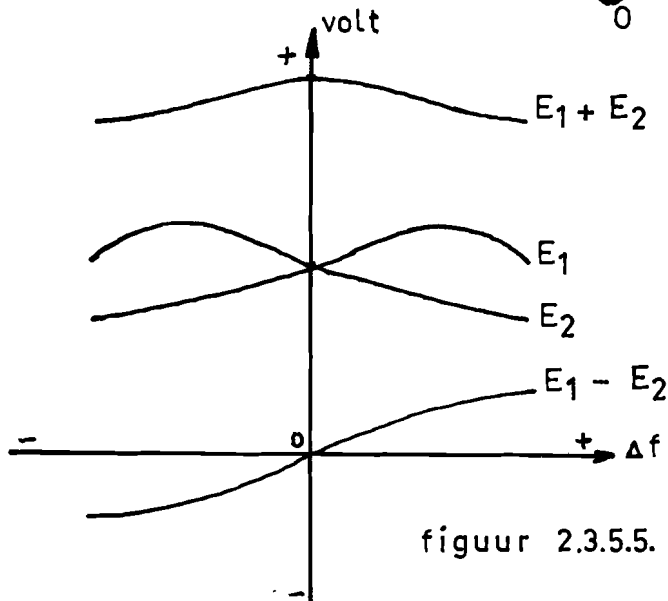
figuur 2.3.5.2.



figuur 2.3.5.3.



figuur 2.3.5.4.



figuur 2.3.5.5.

voor $f = f_0$ is e_p negentig graden verschoven ten opzichte van e_s . Wanneer de frequentie afwijkt van de draaggolfrequentie (= resonantiefrequentie van de primaire en secundaire kring) is de fasehoek groter of kleiner als 90° (fig. 2.3.5.3.).

Uit figuur 2.3.5.2. blijkt: $e_1 = e_p + \frac{1}{2} e_s$

$$e_2 = e_p - \frac{1}{2} e_s$$

Deze spanningen kunnen, zoals in figuur 2.3.5.4. is getekend, voorgesteld worden door de vectoren OA en OB (in geval $f=f_0$; voor $f < f_0$ OA' en OB' ; voor $f > f_0$ OA'' en OB'').

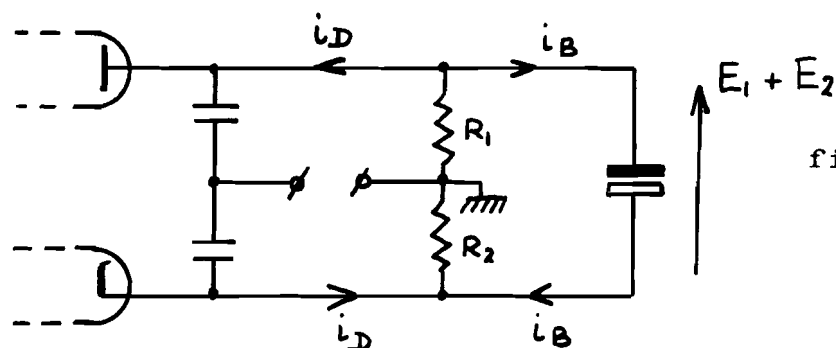
Voor $f = f_0$ is dus $e_1=e_2$; doorloopt A' de cirkel van A' via A naar A'' dan zal $|e_1|$ toenemen ($|e_2|$ afnemen) en een maximum doorlopen. Analoog voor e_2 .

De beide spanningen e_1 en e_2 worden via de diode en de condensator van 330 pF gelijkgericht (fig. 2.3.5.2.) en geven de gelijkspanningen E_1 en E_2 . Deze spanningen hebben een analoog verloop als e_1 en e_2 en zijn getekend in figuur 2.3.5.5.

De spanning $E_1 + E_2$ wordt zo constant mogelijk gehouden door de elektrolytische condensator van $10\mu F$. De spanning $E_1 - E_2$ is een maat voor de uitgangsspanning van de detector; er geldt:

$$\text{uitgangsspanning} = \frac{1}{2} (E_1 - E_2) .$$

Het niet meer constant zijn van de spanning $E_1 + E_2$ bij grote frequentiezwaaai uit zich in de detectorkarakteristiek (discriminatorkromme) als een niet lineair verband tussen Δf en $\frac{1}{2}(E_1 - E_2)$. Dat de schakeling niet gevoelig is voor snelle amplitudevariatiës laat zich als volgt verklaren; zie figuur 2.3.5.6.



figuur 2.3.5.6.

In deze figuur zij i_D de stroom door de diodes en i_B de zogenaamde stabiliserende stroom door de electrolytische condensator. Wanneer de amplitude van het ingangssignaal constant is geldt:

$$i_B = 0 \quad i_D = \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2}$$

Neemt de amplitude van het ingangssignaal toe, dan zal de stroom door de diodes toenemen; aangezien echter de spanning $E_1 + E_2$ con-

stant is en de weerstand $R_1 + R_2$ constant is, zal er een stroompje i_D gaan lopen. Er geldt:

$$i_D < 0 \qquad i_D > \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2}$$

Neemt de amplitude van het ingangssignaal af dan zal de stroom door de diodes afnemen, doch zal de constante spanning $E_1 + E_2$ er voor zorgen dat de spanningsval over de beide weerstanden constant blijft. Er geldt :

$$i_D > 0 \qquad i_D < \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2}$$

We kunnen het ook zo formuleren: het constant zijn van de gelijkgerichte spanning kan opgevat worden als een equivalente belastingweerstand welke kleiner wordt als het ingangssignaal toeneemt en welke groter wordt als het ingangssignaal afneemt.

De electrolytische condensator dient als afvlakcondensator voor de spanning $E_1 + E_2$; voor langzame amplitudevariatiës is de schakeling wel gevoelig.

2.4. Resultaten, waarnemingen en conclusies

1. De figuren 2.4.1. en 2.4.2. geven de complete schema's weer van de gebouwde modulator en demodulator.

Beide schakelingen zijn gemonteerd in een doosvormig chassis van aluminiumplaat; de buizen en bandfilters zijn op het chassis aangebracht.

Vanwege de hoge frequentie moest speciale aandacht worden besteed aan de bouw: korte draden, afscherming van de verschillende trappen en ferrietkralen in de toevoerdraden voor de gloeispanning.

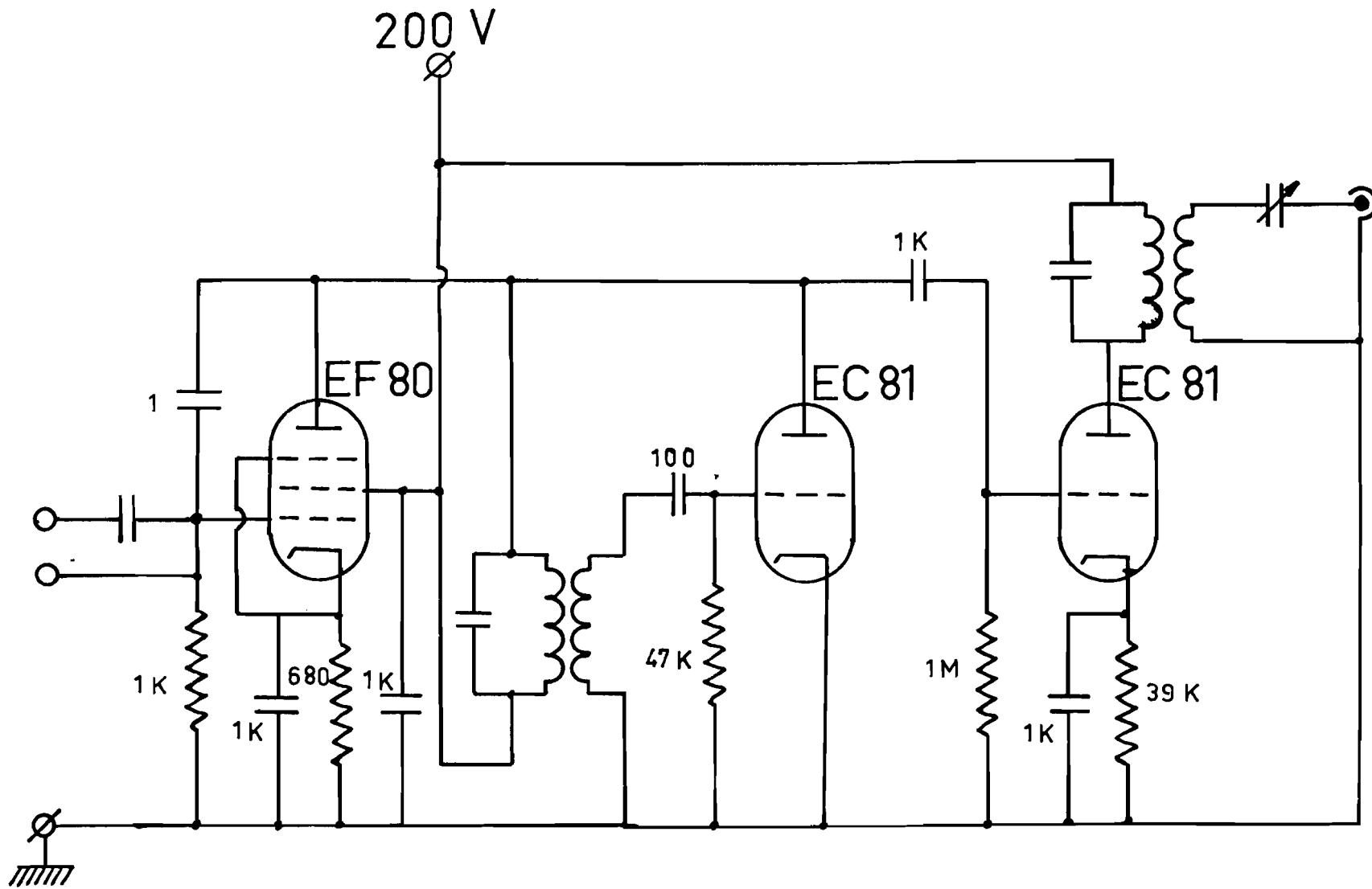
Voor de aansluiting op de coaxiale kabel zijn de uitgang van de modulator en de ingang van de demodulator uitgevoerd met zgn. Amphenol-pluggen.

De gloeispanning voor modulator en demodulator is 6,3 Volt wisselspanning, de batterijspanning resp. 200 en 300 Volt.

2. Afregelen van de verschillende kringen.

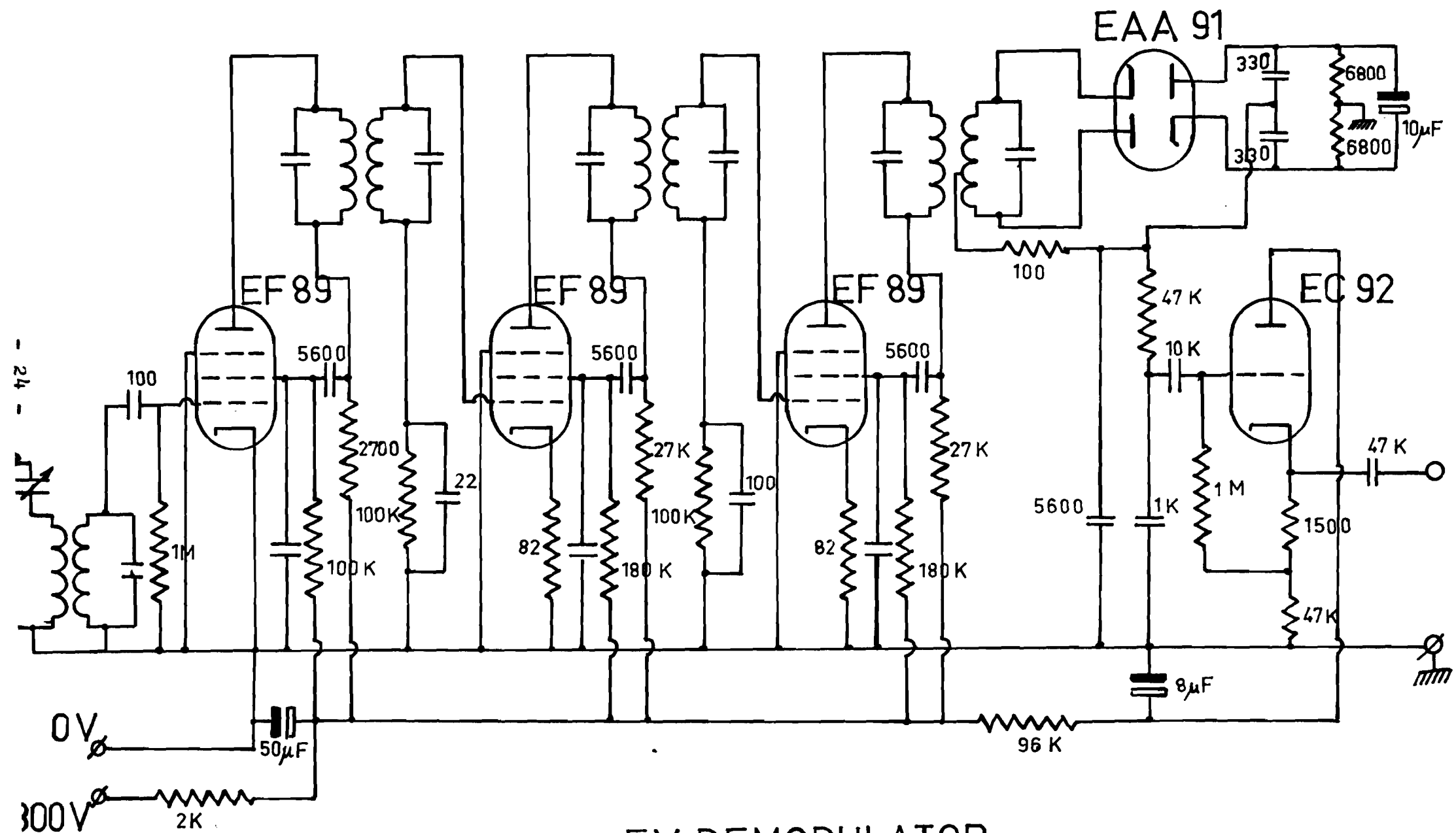
a. Het signaal van de modulator zonder ingangs-gelijkspanning (dus ongemoduleerde signaal) van 10,7 MHz wordt afgeregeld op 10,7 MHz precies.

b. De kringen voor de aanpassing van de kabel worden afgeregeld



FIGUUR 2.4.1.

F.M. MODULATOR



FIGUUR 24.2. F.M. DEMODULATOR

met polyscoop en oscillograaf.

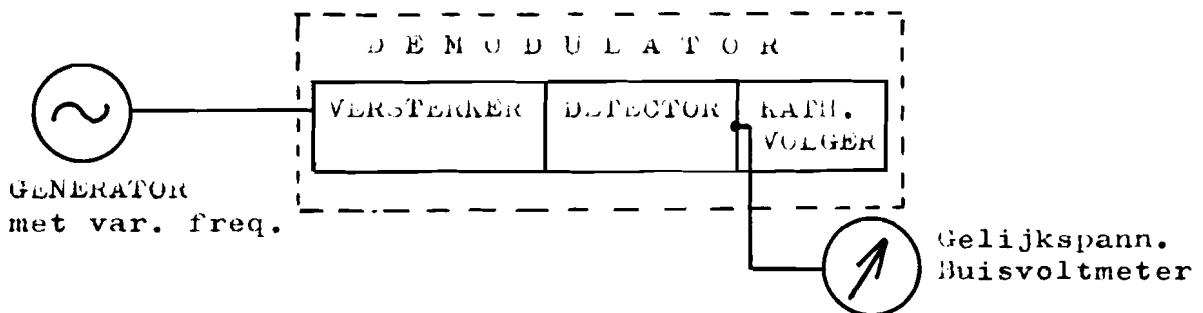
c. Voor het afregelen van de demodulator gaat men als volgt te werk. Aan het stuurrooster van de derde versterkertrap wordt een ongemoduleerd signaal van 10,7 MHz toegevoerd. Een gelijkspanningsbuisvoltmeter over de electrolytische condensator van $10\ \mu\text{F}$ wordt nu op maximale uitslag afgeregeld door het afregelen van de beide kringen van de ratio-detectorspoel.

vervolgens wordt de uitgangs-(gelijk-)spanning van de detector op nul gebracht door afregelen van de secundaire kring van de detectorspoel.

Het ongemoduleerde signaal wordt thans toegevoerd aan het stuurrooster van de tweede trap en de spanning over de condensator wederom op maximum afgeregeld met de primaire en secundaire kring van het tweede bandfilter.

Evenzo wordt de eerste versterkertrap afgeregeld.

3. De discriminatorkromme van de demodulator (zie hoofdstuk 2.3.5.) wordt als volgt opgenomen.



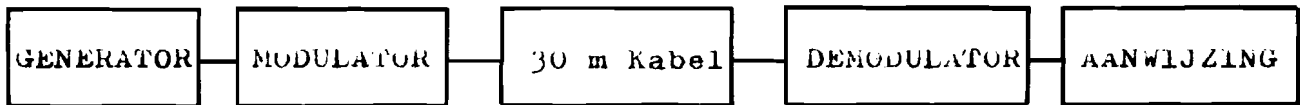
Wanneer de demodulator juist is afgeregeld zal bij een ingangsspanning met frequentie $f=f_0=10,7\ \text{MHz}$ de uitgangsspanning nul zijn.

We variëren nu de frequentie ($f < f_0$ en $f > f_0$) en noteren de uitgangs-gelijkspanning:

f (MHz)	U_u (Volt)	f (MHz)	U_u (Volt)
10,60	- 7,54	10,70	+ 0,01
10,61	- 7,19	10,71	+ 1,27
10,62	- 6,67	10,72	+ 2,25
10,63	- 5,10	10,73	+ 3,16
10,64	- 5,32	10,74	+ 4,14
10,65	- 4,62	10,75	+ 5,08
10,66	- 3,85	10,76	+ 5,75
10,67	- 2,90	10,77	+ 6,45
10,68	- 1,89	10,78	+ 7,05
10,69	- 0,84	10,79	+ 7,45
10,70	+ 0,01	10,80	+ 7,68

Figuur 2.4.3. toont de kromme met deze waarnemingen verkregen (Vergelijk figuur 2.3.5.5.).

4. Voor het totale systeem zijn verschillende spanningvormen bij verschillende frequenties onderzocht.



a. frequentie nul

Op de ingang van de modulator wordt een gelijkspanning geplaatst en aan de demodulatoruitgang (vóór de kathodevolger) de uitgangsspanning met een buisvoltmeter gemeten.

Door variatie van de gelijkspanning werd de volgende tabel verkregen:

U_i (Volt)	U_u (Volt)	U_i (Volt)	U_u (Volt)
0	0,00	0	0,00
+ 0,5	- 0,28	- 1,0	+ 0,42
+ 1,0	- 0,58	- 2,0	+ 0,91
+ 2,0	- 1,15	- 3,0	+ 1,53
+ 3,0	- 1,54	- 4,0	+ 2,08
+ 4,0	- 2,02	- 6,0	+ 2,99
+ 5,0	- 2,37	- 8,0	+ 3,75
+10,0	- 4,27	-10,0	+ 4,20

Zie figuur 2.4.4.

Ook hier zien we weer de gedaante van de discriminator-kromme te voorschijn komen. Immers een negatieve spanning op de modulator maakt de steilheid van de buis kleiner, dus de frequentie groter; dit laatste levert (fig. 2.4.3.) een positieve spanning na de detector.

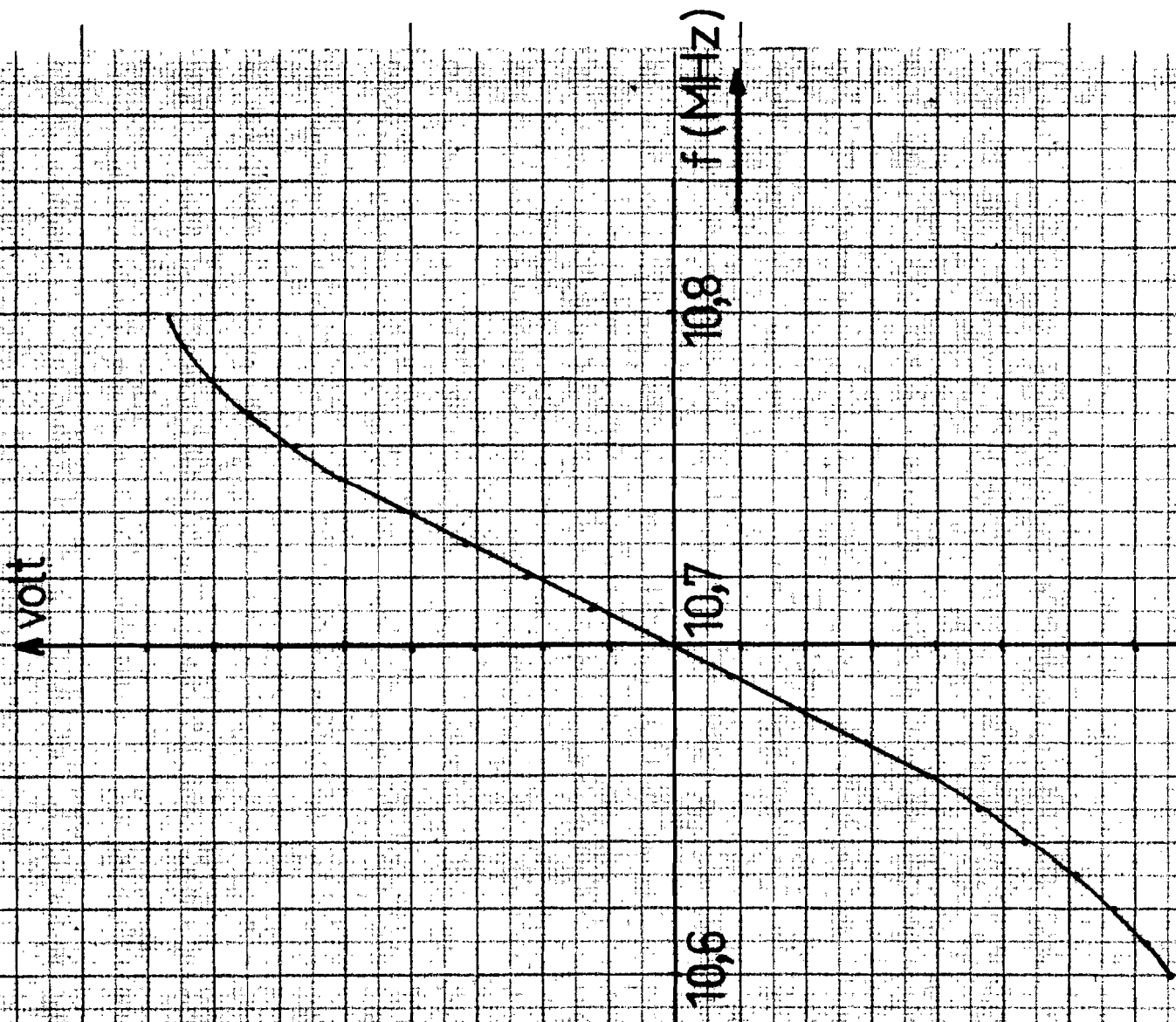
Omgekeerd zal een positieve ingangsspanning een negatieve detectoruitgangsspanning betekenen.

Is de ingangsspanning nul dan zal de frequentie de draaggolf-frequentie en dus de uitgangsgelijkspanning nul zijn. Vergelijken we fig. 2.4.4. met fig. 2.4.3. dan mogen we concluderen dat de frequentiezwaai bij de aangegeven ingangsspanning (+ 10 Volt) ongeveer 50 kHz bedraagt.

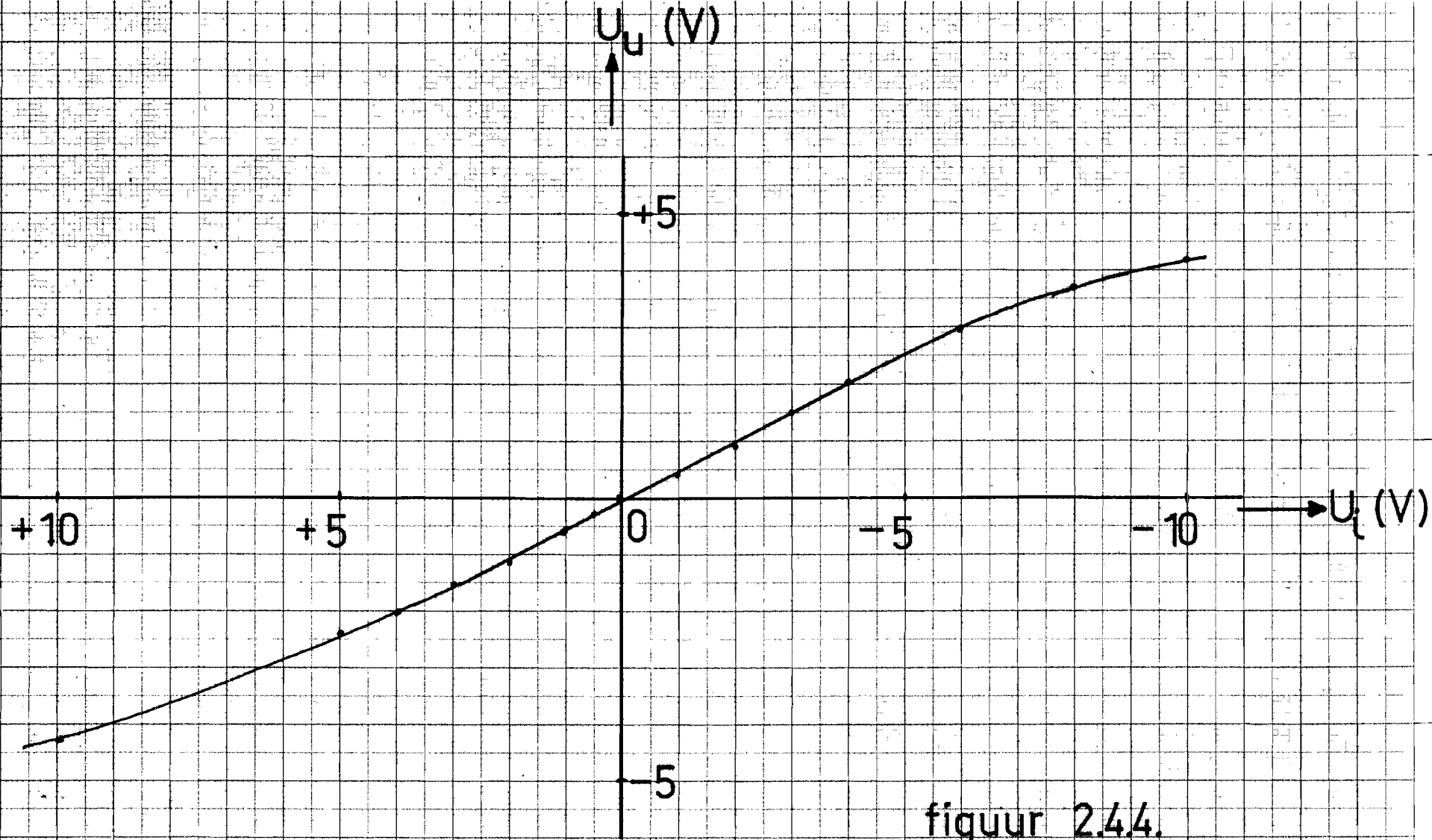
b. lage frequenties

Hierbij werd aan de modulatoringang toegevoerd een signaal van een laagfrequentgenerator en de uitgang van de demodulator alsmede het oorspronkelijke signaal op een dubbelkanaalschrijver gezet.

DISCRIMINATOR KROMME



figuur 2.4.3.



figuur 2.4.4.

Om de lineariteit van het systeem te bezien werd tevens een langzaam toenemende gelijkspanning op de ingang geplaatst: een zaagtandspanning, en wel bij een frequentie van 0,001 Hz.

voor de grafieken in figuur 2.4.5. gelden de volgende gegevens:

nr.	freq. (Hz)	ingangsspann. (Volt, p.t.p.)	ingang mV/cm	uitgang mV/cm	papier- snelh. mm/sec
1.	0,05	20	2500	750	5
2.	0,005	20	2500	750	1
3.	0,001	20	2500	750	1
4.	0,001	20	2500	750	1

c. hoge frequenties

Ingang: generator voor sinusvormige en blokvormige signalen

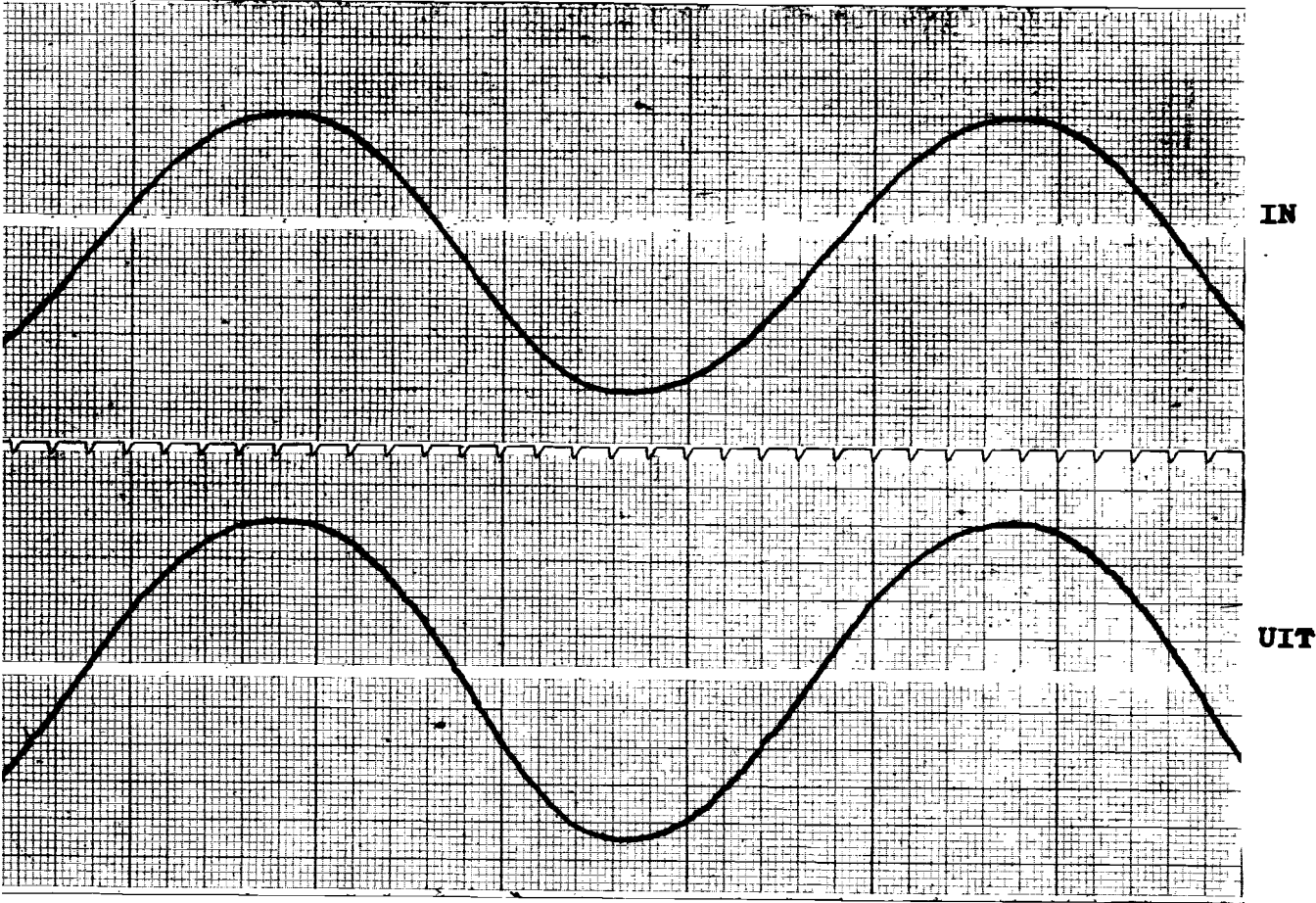
Aanwijzing: oscillograaf

Genoemde signaalvormen kwamen tot een frequentie van 2 kHz onvervormd door; bij 20 kHz was de uitgangsamplitude tot 20 % afgenomen, doch de spanningsvorm nog goed herkenbaar.

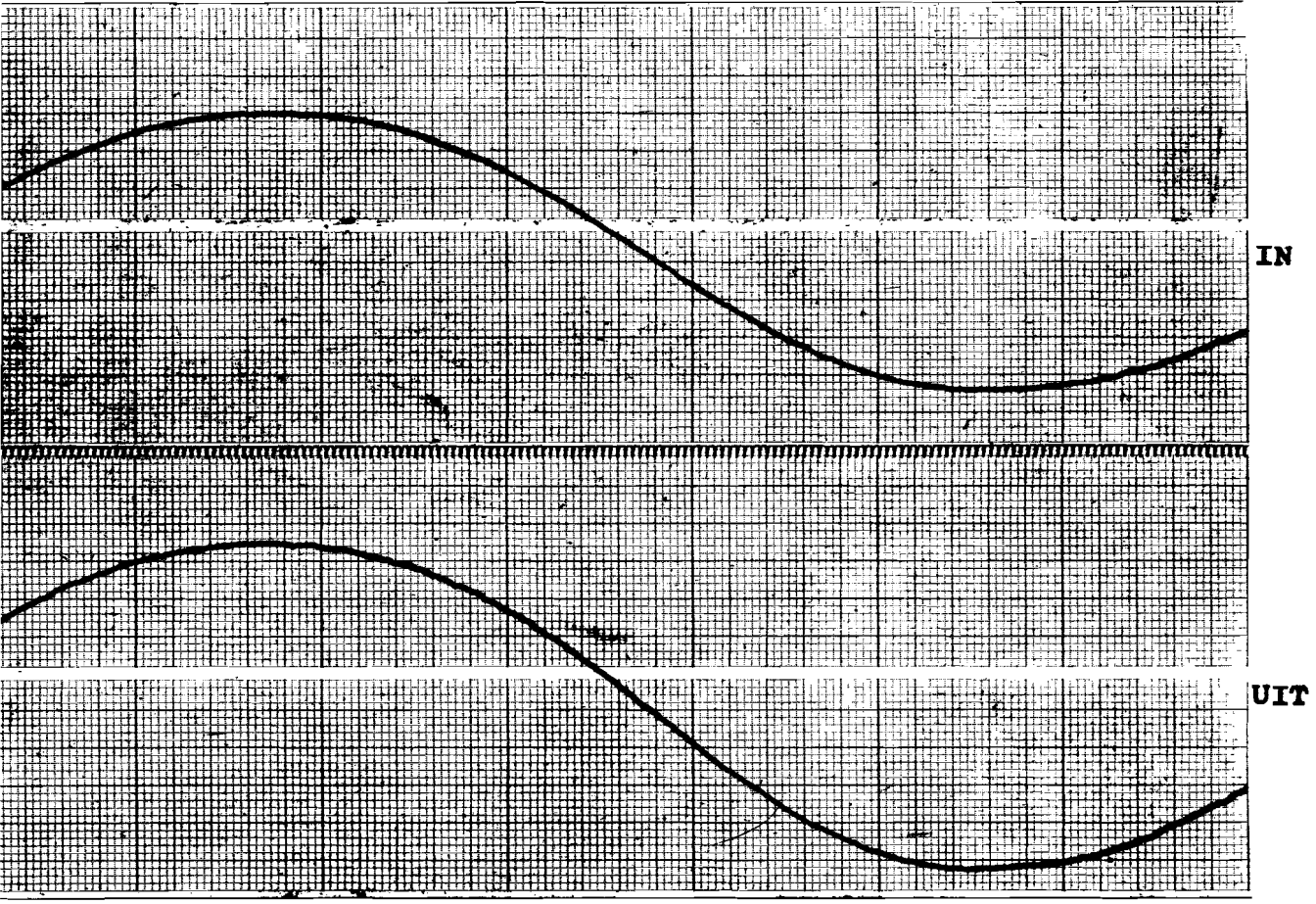
5. Conclusies

- a. In hoofdstuk 2 is beschreven een verremeetsysteem voor frequentiemodulatie. De draaggolfrequentie bedraagt 10,7 MHz.
- b. Dankzij de begrenzer in de versterker van de demodulator en de ratio-detector is het systeem alleen gevoelig voor frequentievariatiaties en niet voor amplitudevariatiaties; metingen hebben dit bevestigd.
- c. Er wordt nogmaals gewezen op de, reeds bekend veronderstelde, voordelen van frequentiemodulatie boven amplitudemodulatie met betrekking tot de storingsgevoeligheid.
- d. Het systeem voor F.M. wordt daarom in de telemetrie alom als basissysteem gebruikt.
B.V. PCM-FM, PAM-FM, PDM-FM, FM-FM etc.
- e. Verhoging van de draaggolfrequentie kan plaats vinden door menging of door meerdere malen te moduleren.
- f. Het beschreven systeem is gebouwd voor gebruik van een coaxiale kabel. Een volgende stap is wellicht uitbreiding met een antennesysteem voor radiotransmissie.
- g. Het beschreven systeem is uitgerust met elektronenbuizen waardoor een hoge voedingsspanning (resp. 200 en 300 Volt) noodzakelijk is.

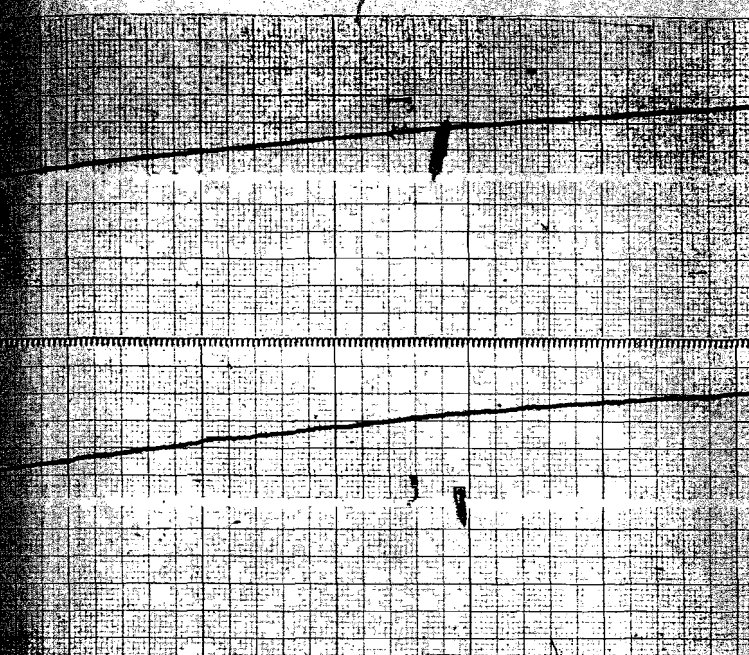
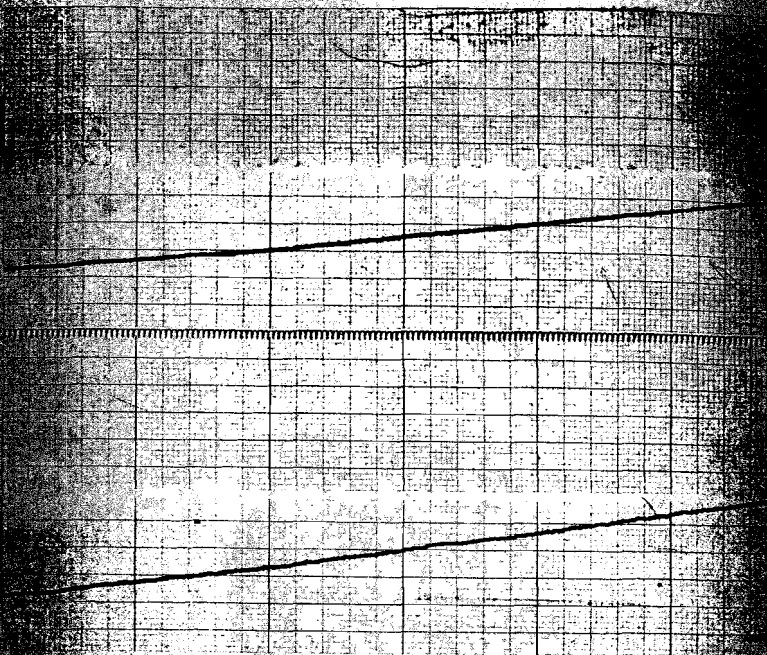
Voor toepassingen in de ruimte dient het systeem uiteraard getransistoriseerd te worden, waardoor gebruik gemaakt kan worden van batterijvoeding of van zonneenergie.



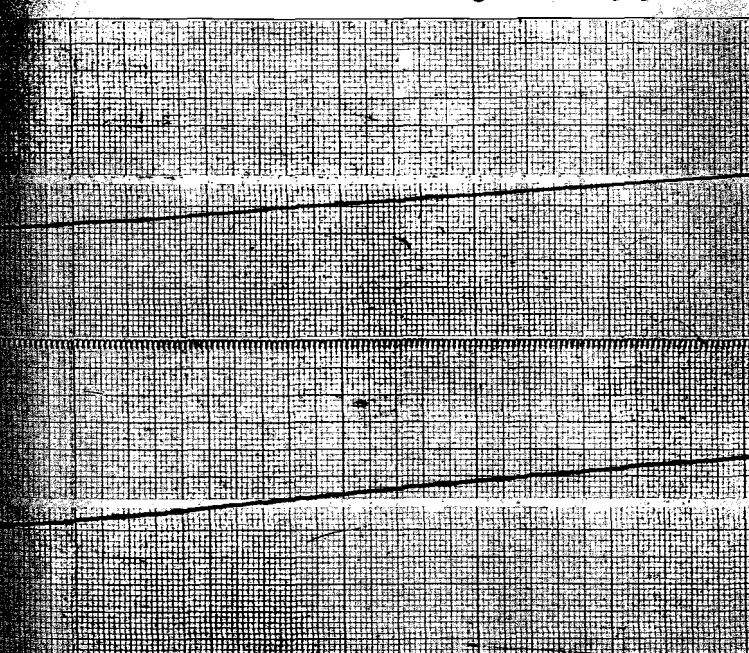
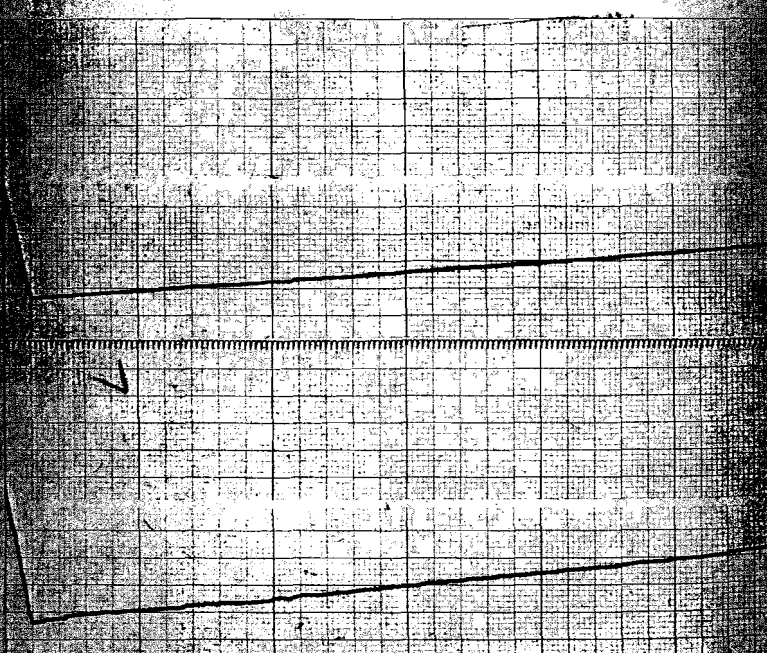
Figuur 2.4.5.1.



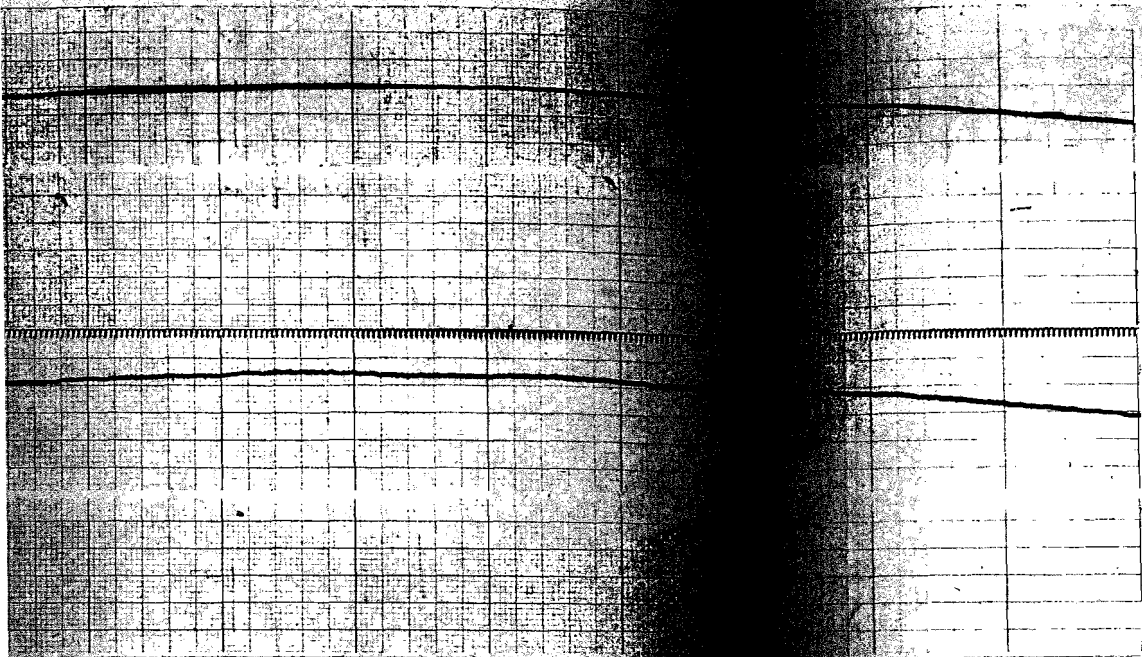
Figuur 2.4.5.2.



Figur 2.4.5.3.

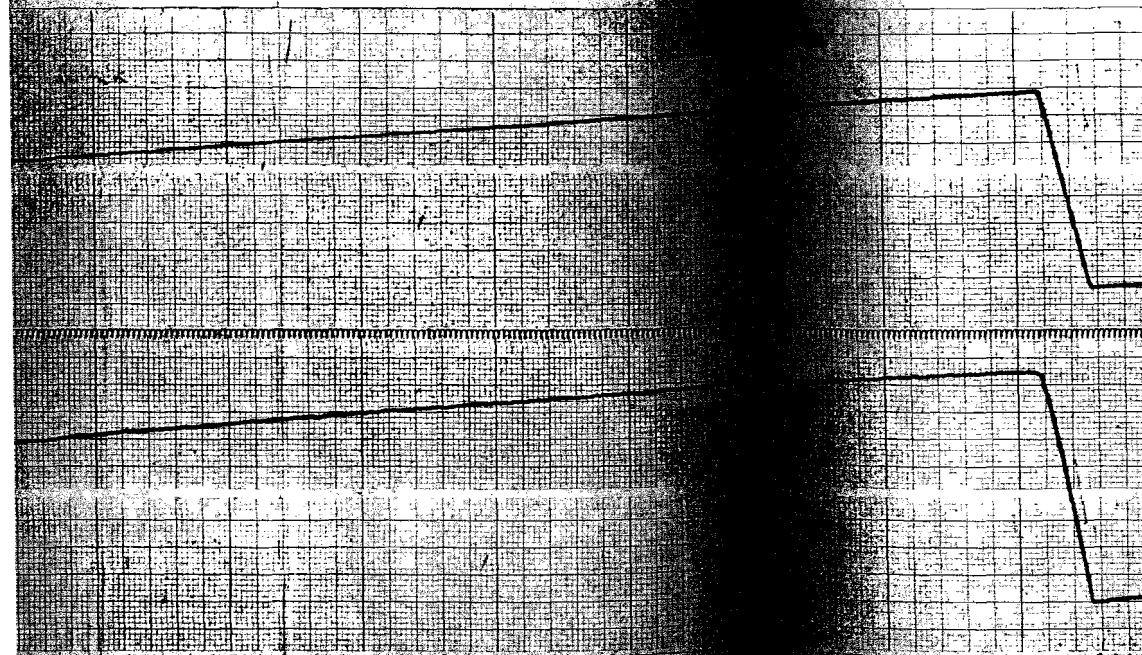


Figur 2.4.5.4.



IN

UIT



IN

UIT

3. PULS CODE MODULATIE

3.1 Inleiding en spectrum

3.1.1. inleiding

Bij pulsmodulatie wordt niet continu, maar met bepaalde tijdsintervallen de waarde van de over te brengen functie $f(t)$ gemeten.

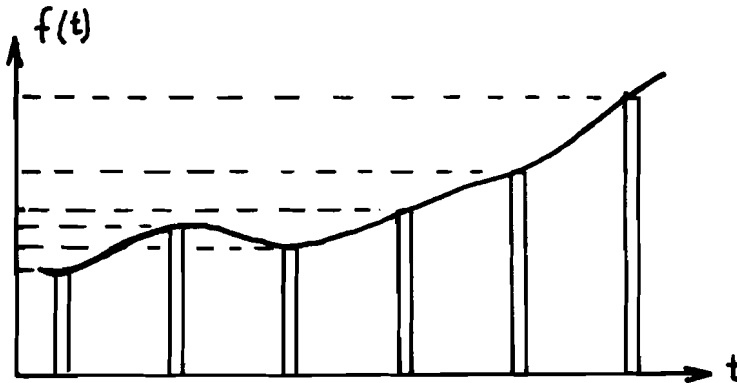


fig. 3.1.1.1.

Op deze manier ontstaan pulsen met veranderlijke amplitude, welke echter niet erg geschikt zijn om als zodanig te worden overgebracht. De amplitude van de puls is hier namelijk evenredig met de informatie welke moet worden overgebracht, doch door storingen is deze amplitude aan het einde van de transmissieweg niet meer exact te bepalen; waarmede een grote onnauwkeurigheid in de informatieoverdracht is ingevoerd. (Genoemde vorm van moduleren staat bekend als Puls Amplitude Modulatie, PAM).

Een verandering van de amplitude van de puls wordt daarom vaak getransformeerd naar een verandering van de breedte van een puls (PDM of PLM) of een verandering van positie of plaats van de puls (PPM).

Ook is het mogelijk de amplitude of een andere karakteriserende eigenschap van de puls om te zetten in een aantal pulsen, welke door aan- of afwezigheid, in een bepaalde code een maat zijn voor de grootte van het signaal (Puls Code Modulatie, PCM).

We gaan daarbij niet uit van de continue functie $f(t)$, maar onderscheiden verschillende niveaus en bepalen met bepaalde tijdsintervallen (sample-frequentie f_s) de waarde van $f(t)$ als de waarde van het dichtstbijzijnde niveau.

Zie figuur 3.1.1.2.

a. De nauwkeurigheid, waarmede de functie wordt overgebracht hangt samen met het aantal te onderscheiden niveaus.

Ter illustratie is in fig. 3.1.1.2a en 3.1.1.2.b eenzelfde signaal weergegeven met resp. 20 en 5 niveaus; de sample frequentie is in beide gevallen dezelfde.

De weergave in fig. 3.1.1.2a (meer niveaus!!) is aanmerkelijk beter als in fig 3.1.1.2b.

Willen we het decimale getal, dat een maat is voor de signaal-grootte op een bepaald moment, weergeven in een binaire code, dan kunnen we schrijven :

$$l = 2^b, \text{ waarin } l = \text{aantal niveaus}$$

$$b = \text{aantal bits}$$

De vervorming in procenten, D , is gelijk aan:

$$D = \frac{100}{l} = \frac{100}{2^b}$$

we kunnen dan de volgende tabel maken

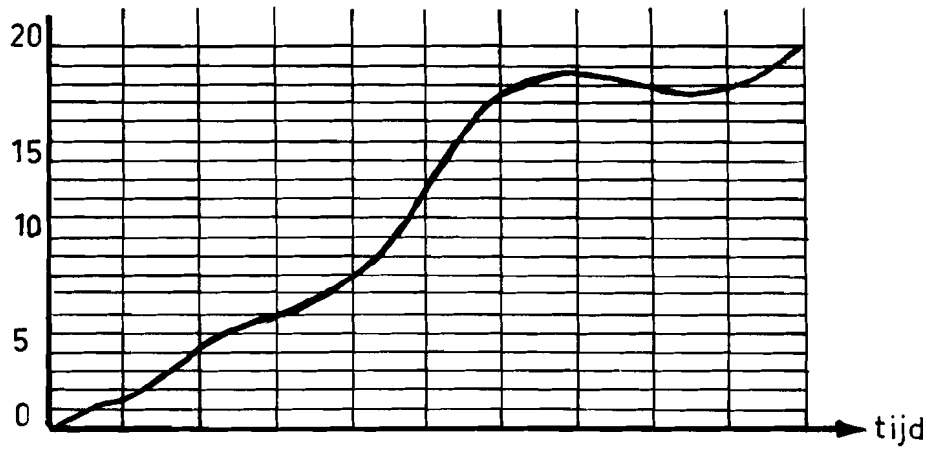
aantal bits, b	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
aantal niveaus, l	2	4	8	16	32	64	128	256	512	1024	2048
vervorming in %, D	50	25	12,5	6,3	3,2	1,6	0,8	0,4	0,2	0,1	0,05

b. De samplefrequentie f_s hangt af van de mate waarin het signaal verandert, met andere woorden van de bandbreedte. Ter illustratie is in fig. 3.1.1.3 de invloed van de samplefrequentie weergegeven. Een frequentie $f_s = 8f$ blijkt voldoende te zijn om een goede weergave te krijgen van het oorspronkelijke signaal (gemakshalve sinusvormig ondersteld); een frequentie $f_s = 4/3.f$ blijkt onvoldoende, aangezien het aldus gereconstrueerde signaal aanzienlijk afwijkt van het oorspronkelijk signaal.

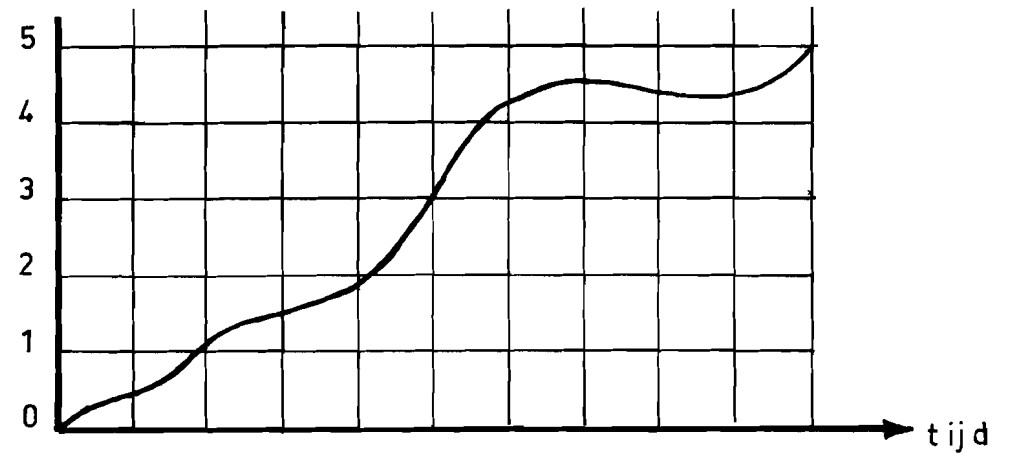
Er kan bewezen worden (zie bijlage) dat een functie $f(t)$ voldoende nauwkeurig en eenduidig bekend is, wanneer voor de sample-frequentie twee maal de hoogst voorkomende frequentie in $f(t)$ wordt gekozen.

Een factor 2 kan echter aanleiding geven tot een gelijkspannings-signaal, namelijk wanneer juist gemeten wordt bij een nuldoorgang. Veiligheidshalve zullen we rekenen met een factor 2,5 waarmede de bovengrens van de frequentieband moet worden vermenigvuldigd om de minimale samplefrequentie te berekenen.

c. Bij het bepalen van de nauwkeurigheid zal ook de snelheid van de te gebruiken bouwstenen een rol spelen.



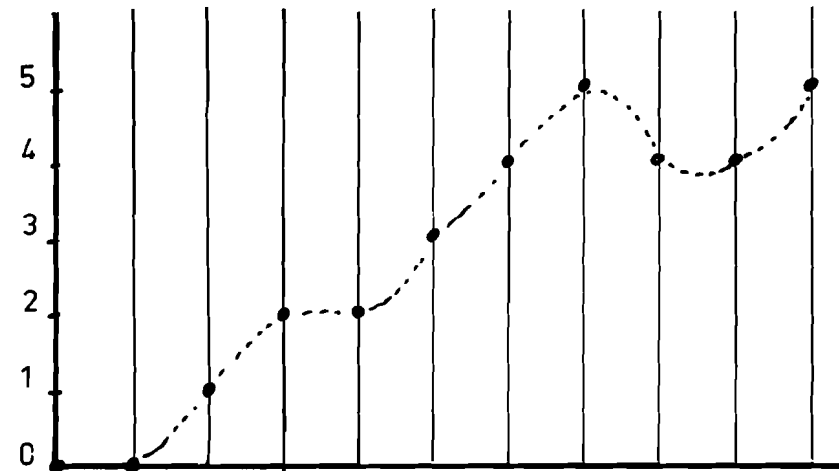
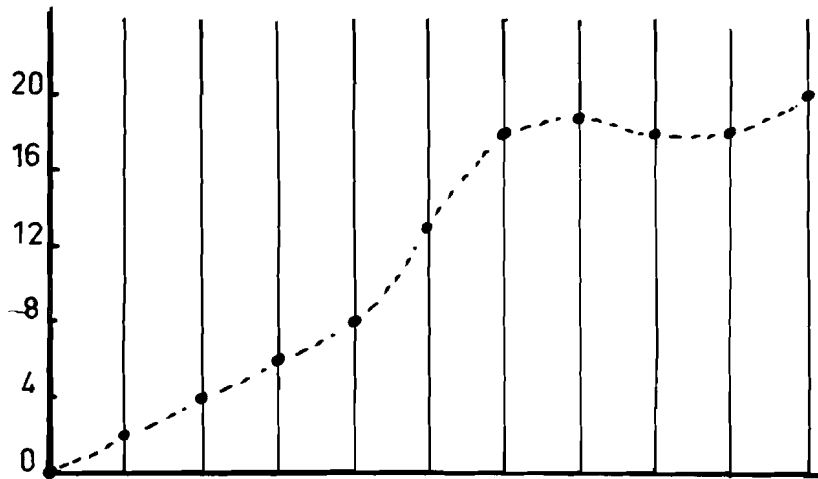
20 NIVEAU'S



5 NIVEAU'S

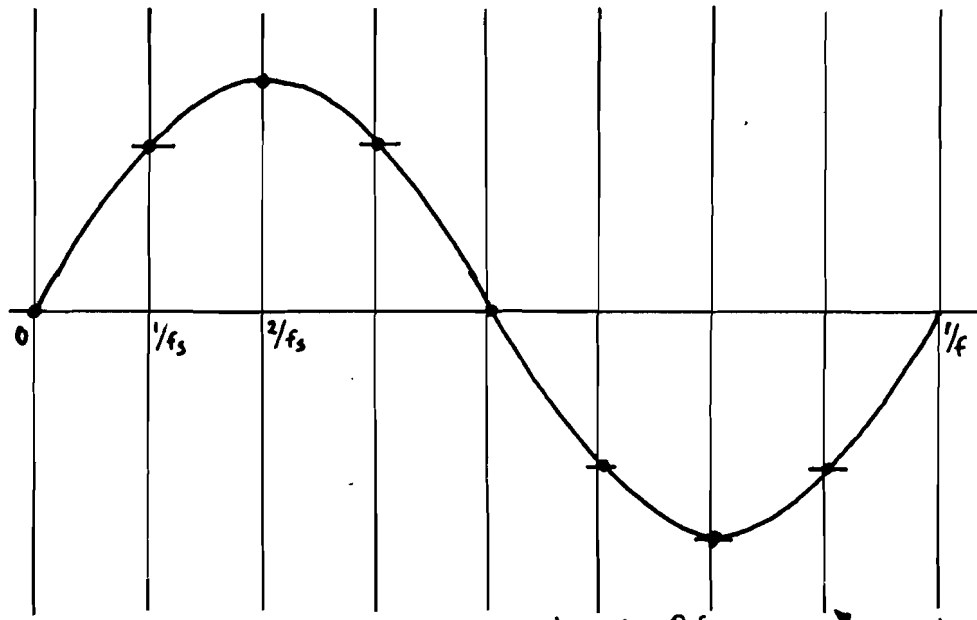
- 34 -

NA DEMODULATIE:

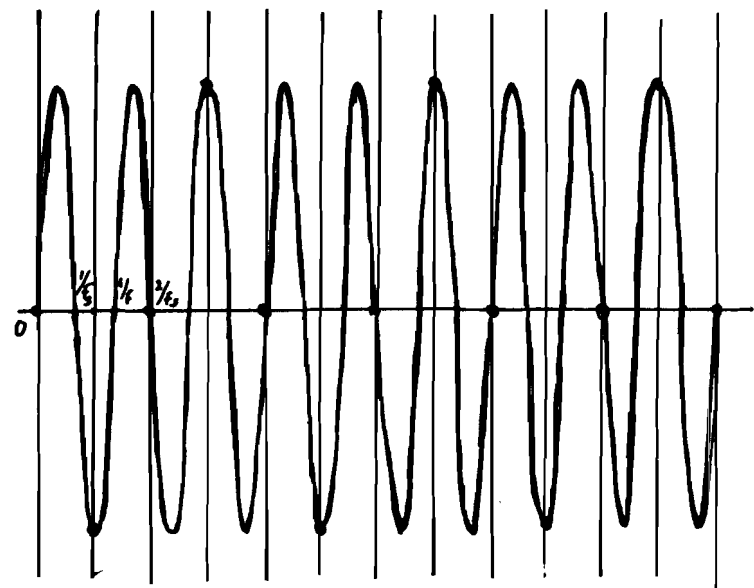


INVLOED VAN HET AANTAL NIVEAU'S

figuur 3.1.1.2.



a) $f_s = \beta \cdot f$

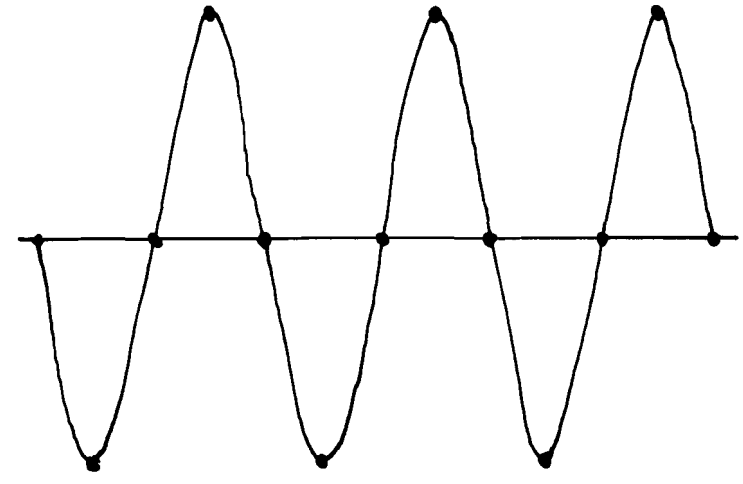
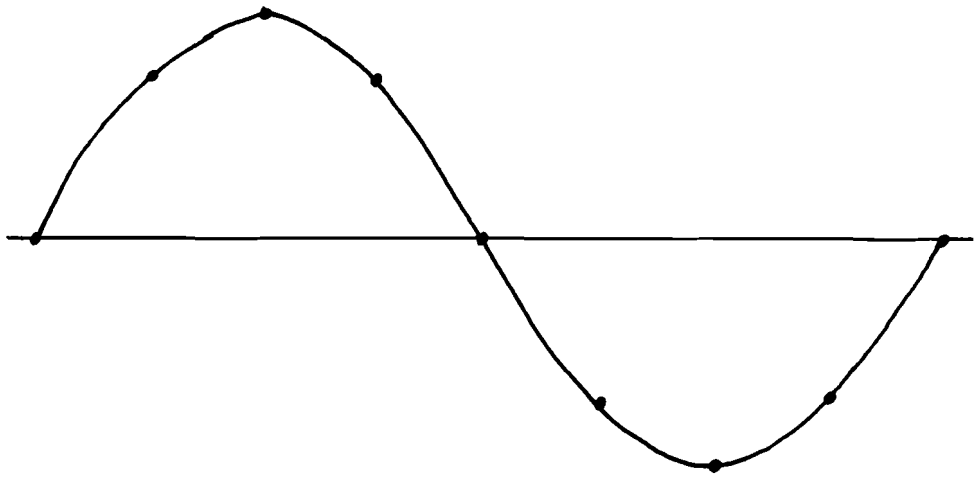


b) $f_s = \frac{4}{3} \cdot f$

tijdstippen van sampling

- 35 -

NA DEMODULATIE:



INVLOED VAN DE SAMPLE FREQUENTIE f_s

figuur 3.1.3.

3.1.2. spectrum

Een periodieke functie van de tijd $f(t)$ met herhalingsfrequentie $f = 1/T = \omega/2\pi$ kunnen we voorstellen door een Fourier-reeks:

$$f(t) = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) ;$$

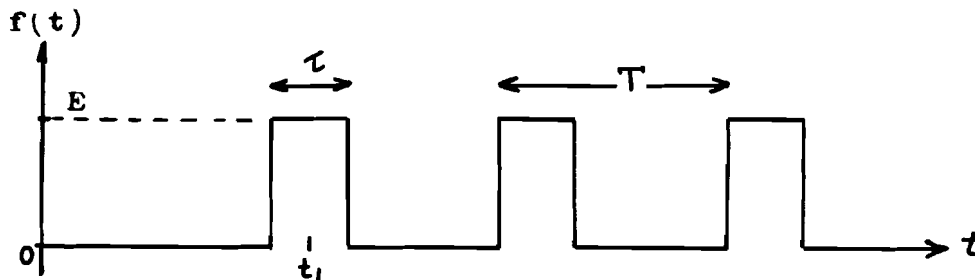
in complexe schrijfwijze:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot e^{jn\omega t} .$$

Het periodieke signaal kan worden samengesteld uit een oneindig groot aantal diskrete frequenties, alle met eindige amplitude. De uitdrukking van de complexe amplitude van de n^{de} harmonische luidt:

$$c_n = 1/T \int_0^T f(t) \cdot e^{-jn\omega t} dt .$$

Beschouwen we nu een pulstrein van de volgende gedaante:



Hiervoor geldt:

$$c_n = 1/T \int_{t_1 - \tau/2}^{t_1 + \tau/2} E \cdot e^{-jn\omega t} dt , \text{ hetgeen uitgewerkt}$$

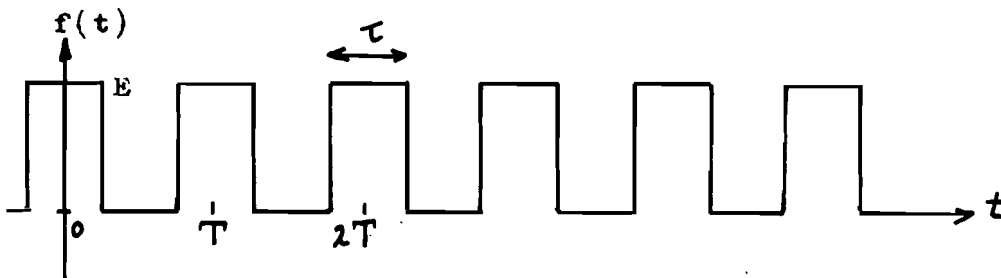
$$\text{oplevert: } c_n = \tau/T \cdot E \cdot e^{-jn\omega t_1} \frac{\sin n\pi\tau/T}{n\pi\tau/T} .$$

De factor $e^{-jn\omega t_1}$ heeft te maken met de tijdsvertraging; de factor $\frac{\sin \pi x}{\pi x}$ heeft de vorm zoals geschetst in fig. 3.1.2.1.

Stel nu $t_1 = 0$, dan wordt $c_n = \tau/T \cdot E \cdot \frac{\sin n\pi\tau/T}{n\pi\tau/T}$, dat wil

zeggen de uitdrukking is reëel.

verder nemen we aan $\tau = \frac{1}{2} \cdot T$ zodat het signaal $f(t)$ dan de volgende gedaante heeft:



De uitdrukking voor c_n wordt nu: $c_n = \frac{1}{2} \cdot E \cdot \frac{\sin n \cdot \pi/2}{n \cdot \pi/2}$.

$$c_0 = 1/T \int_{-T/2}^{T/2} E dt = \frac{1}{2} E$$

$$c_2 = c_4 = c_6 = c_8 = \dots = 0$$

$$c_1 = E/\pi \quad c_3 = -E/3\pi \quad c_5 = E/5\pi \quad \text{etc.}$$

Het spectrum is aangegeven in figuur 3.1.2.2.

Voor het bepalen van de tijdsfunctie berekenen we de coëfficiënten:

$$b_k = 0$$

$$c_0 = \frac{1}{2} a_0 = \frac{1}{2} E$$

$$a_1 = 2E/\pi \quad a_3 = 2E/3\pi \quad a_5 = 2E/5\pi \quad \text{etc.}$$

$$\text{Dus: } f(t) = \frac{1}{2} E + 2E/\pi \left(\cos \omega t/1 + \cos 3\omega t/3 + \cos 5\omega t/5 + \dots \right)$$

Bij het bepalen van de bandbreedte is het belangrijk na te gaan in hoeverre de bandbreedte beperkt kan worden zonder dat de pulsform ontelbaar wordt v rvormd.

Met name geldt hier de eis dat de aan- of afwezigheid van een puls (pulscode :!) geconstateerd moet kunnen worden.

Geeft de frequentie f_g de bovengrens van de band aan dan wordt bijvoorbeeld gekozen:

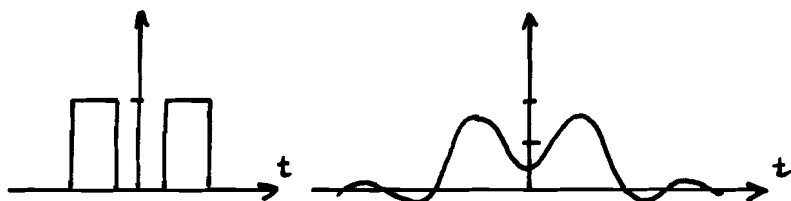
$$\text{voor telegrafie } f_g = 1,6 \cdot f$$

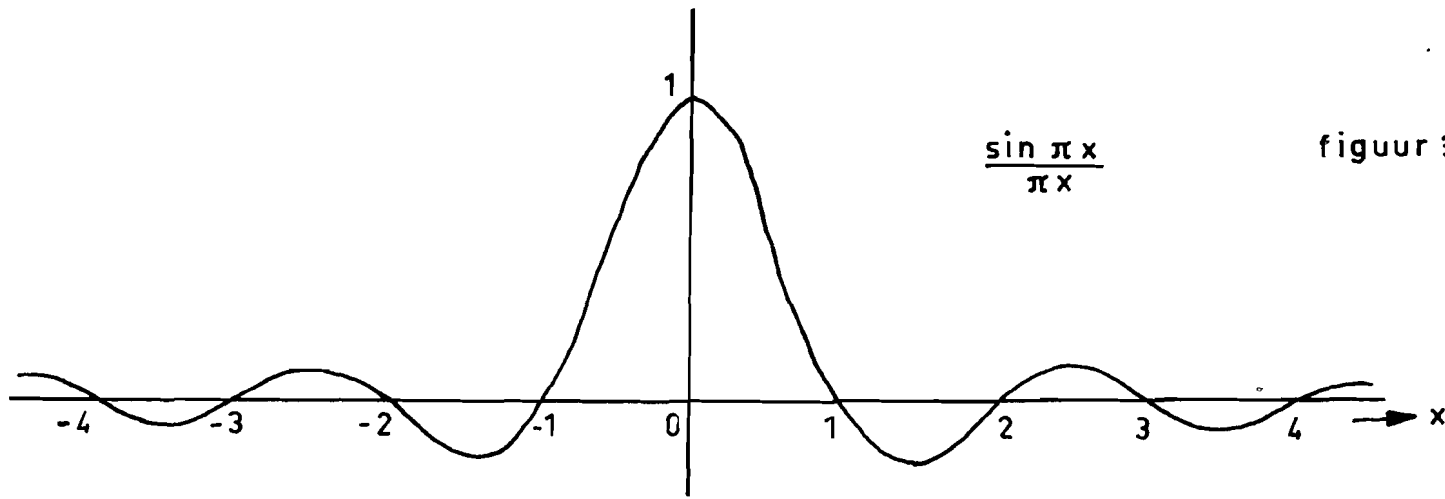
$$\text{voor pulsmodulatie } f_g \approx f \quad (\text{ zie voorbeeld })$$

$$\text{voor televisie } f_g = 0,65 \cdot f$$

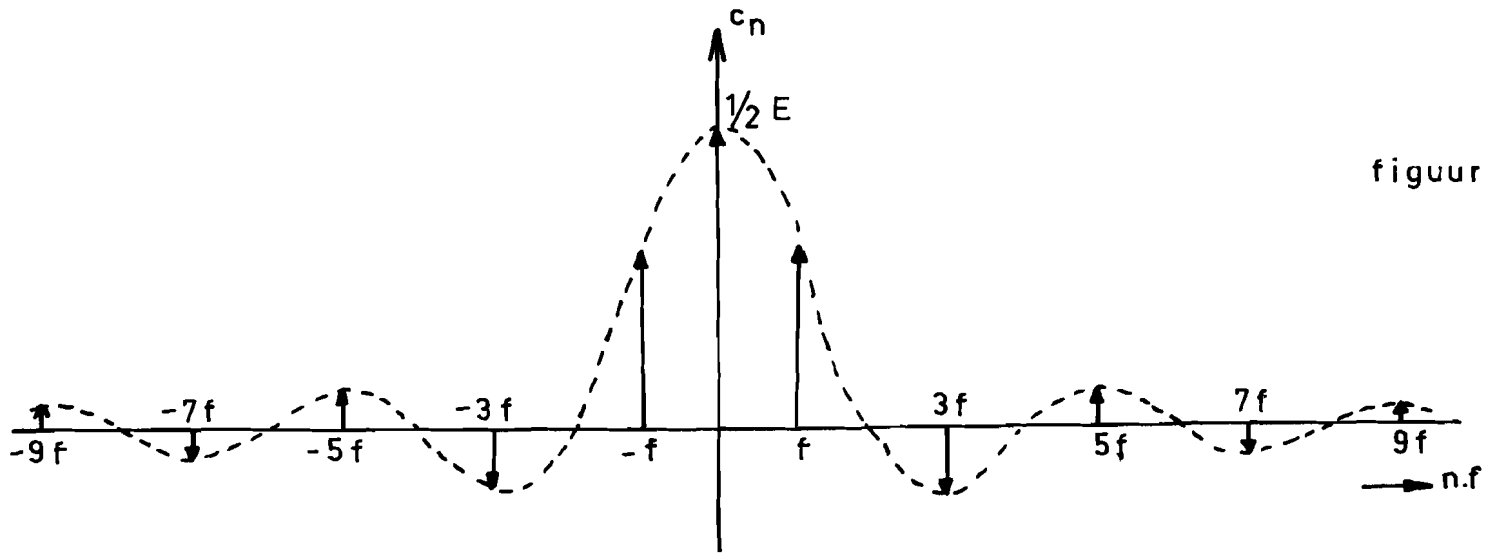
Een bandbreedte van $3 \cdot f$ moge dus als voldoende worden beschouwd

VOORBEELD: ...0 1 0 1 0...





figuur 3.1.2.1.



figuur 3.1.2.2.

3.2. Voordelen van de digitale methode.

Een verremeetsysteem met Puls Code Modulatie is een voorbeeld van een digitale techniek.

De vele voordelen van digitale technieken bij telemetrie komen tot uitdrukking in de voordelen bij:

- a. de transmissie: een grote storingsongevoeligheid, welk voordeel met name bij transport van een grootheid over een grote afstand tot uitdrukking komt;
- b. de aanwijzing: -er kan een zeer grote nauwkeurigheid bereikt worden (bij een niet-digitaal systeem wordt de afleesnauwkeurigheid bepaald door de lengte van de schaal)
 - er kan snel en nauwkeurig worden afgelezen; men behoeft slechts cijfers af te lezen en geen wijzerstanden te interpreteren;
 - er kan op een beperkt oppervlak worden afgelezen;
 - menselijke factoren (onkunde, vermoeidheid) kunnen de waarnemingen zo weinig mogelijk beïnvloeden;
- c. registratie en verwerking:
 - op overzichtelijke wijze kunnen zeer vele gegevens worden vastgelegd;
 - bij verwerking door een digitale computer.

Wil men echter het verloop van een grootheid kennen, dan moeten eerst de digitale getallen als functie van de tijd worden uitgezet.

Eventuele afwijkingen kunnen bij digitale registratie toch worden geconstateerd door het getal dat een bepaalde waarde overschrijdt, met een andere kleur te printen.

Voor de telemetrie zou het ideaal zijn als het meetelement zelf een digitale uitgang heeft; deze elementen komen zeer weinig voor.

Wanneer het gaat om metingen, waarbij de meetgrootheid stapsgewijs varieert, zoals bij het bepalen van aantallen door tellen, ligt de digitale techniek voor de hand.

3.3. Principe modulator

In figuur 3.3.1 is het blokschema getekend van de modulator; voor de punten A t/m K zijn in figuur 3.3.2 de spanningsvormen weergegeven.

Aan de pulsbreedtemodulator wordt naast het over te brengen signaal $f(t)$ klokpulsen toegevoerd met frequentie f_s . Het uitgangssignaal van de modulator bestaat uit pulsen met herhalingsfrequentie f_s en een pulsbreedte welke afhankelijk is van het toegevoerde meetsignaal.

Het pulsbreedte gemoduleerd signaal wordt met het signaal van een pulsgenerator toegevoerd aan een poort. De uitgang van de poort zal pulsen leveren zolang de poort geopend is; deze tijd wordt bepaald door de breedte van de van de modulator afkomstige puls. Het aantal pulsen is dus een maat voor de pulsbreedte (en dus voor de signaalgrootte) en dit aantal pulsen wordt geteld met een binaire teller van b bits. Met een monostabiele multivibrator wordt van de achterflank van de gemoduleerde puls een schuifpuls afgeleid. Deze schuifpuls schuift de informatie, welke zich in binaire code in de teller bevindt in een register. Na een zekere tijdsvertraging wordt vanuit deze schuifpuls een generator gestart welke b schuifpulsen levert. Deze schuifpulsen (2) schuiven de informatie uit het register op de lijn.

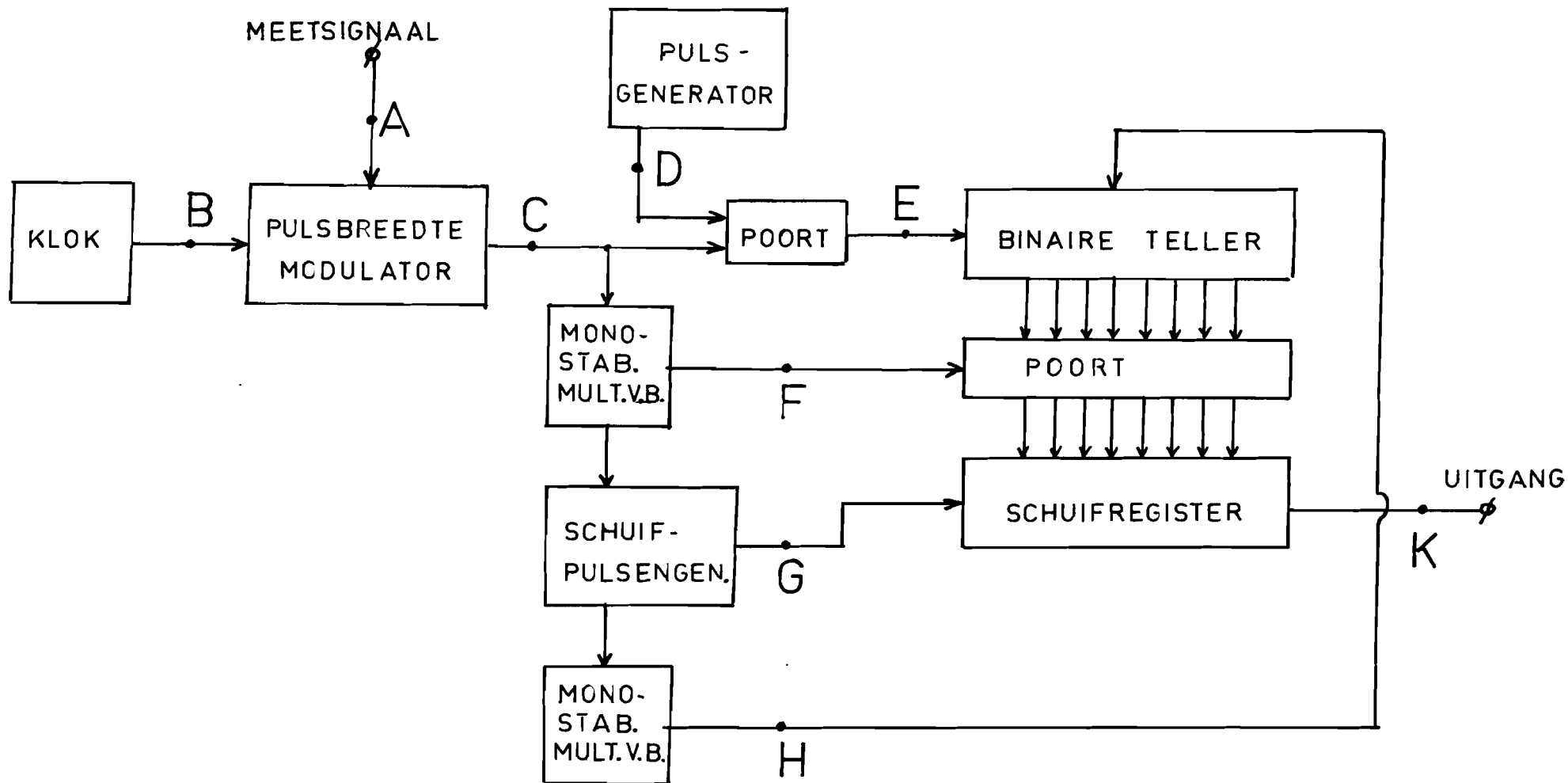
Na deze schuifpulsen zorgt resetpuls voor het op nul zetten van de teller, zodat deze gereed is om een nieuw aantal pulsen te tellen. Op de lijn komen dus b pulsen die de waarde 0 of 1 hebben. Het gehele proces moet zich afspelen binnen $\frac{1}{f_s}$ seconden. Gelet op de schuif- en resetpulsen kan dus reeds geconstateerd worden dat de breedte van het PDM-signaal niet de gehele tijd van $1/f_s$ seconden in beslag kan nemen, maar b.v. $3/4$ hiervan.

Deze overweging is belangrijk voor het bepalen van het aantal mogelijke kanalen.

3.4. Principe demodulator

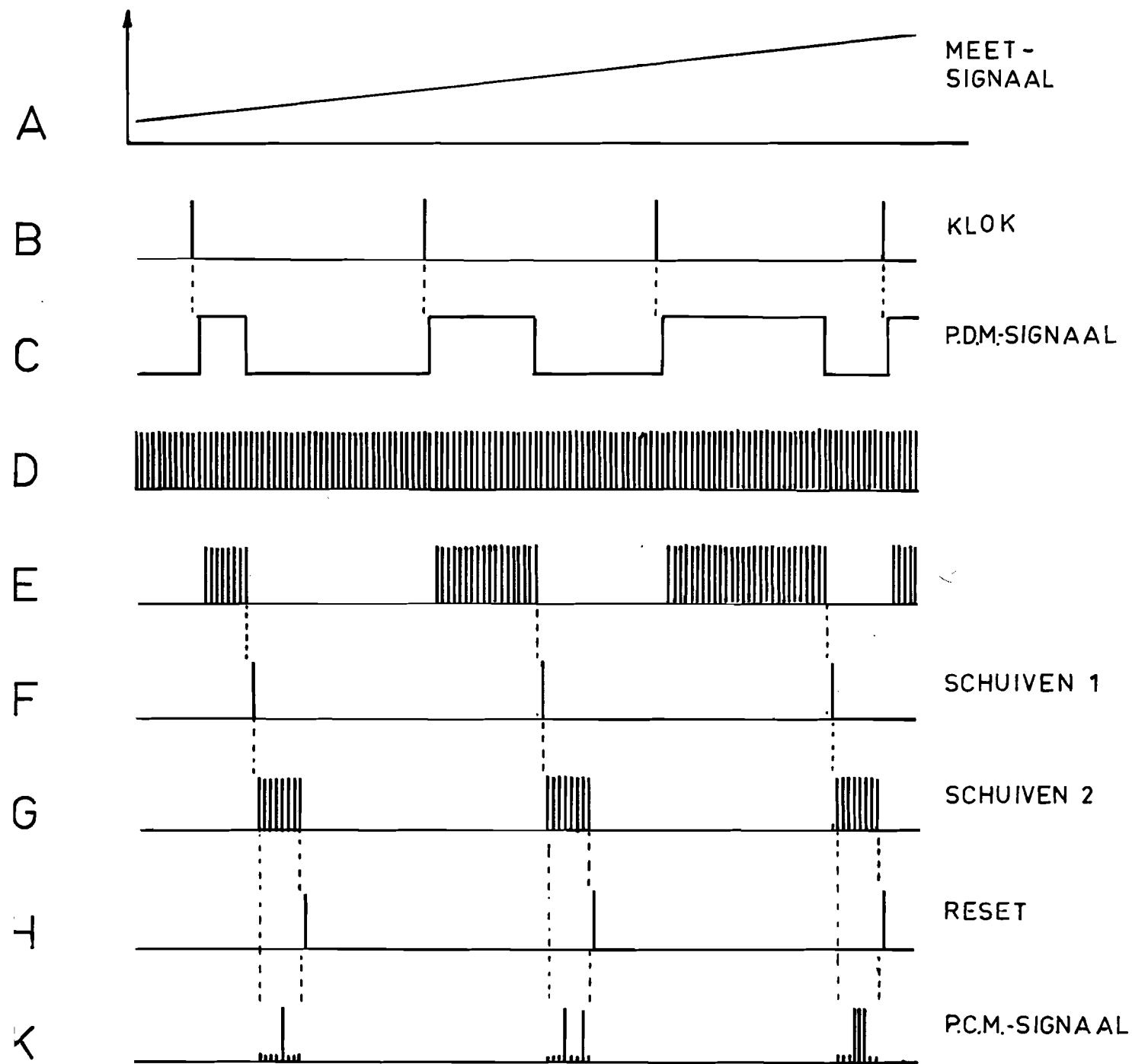
In figuur 3.4.1 is het blokschema getekend van de demodulator; voor de punten A t/m E zijn in figuur 3.4.2. de spanningsvormen weergegeven.

Een schuifpulsengenerator welke gestart wordt met klokpulsen levert telkenmale wanneer zich een PCM signaal aandient, b pulsen, waardoor de informatie in het schuifregister wordt geschoven.



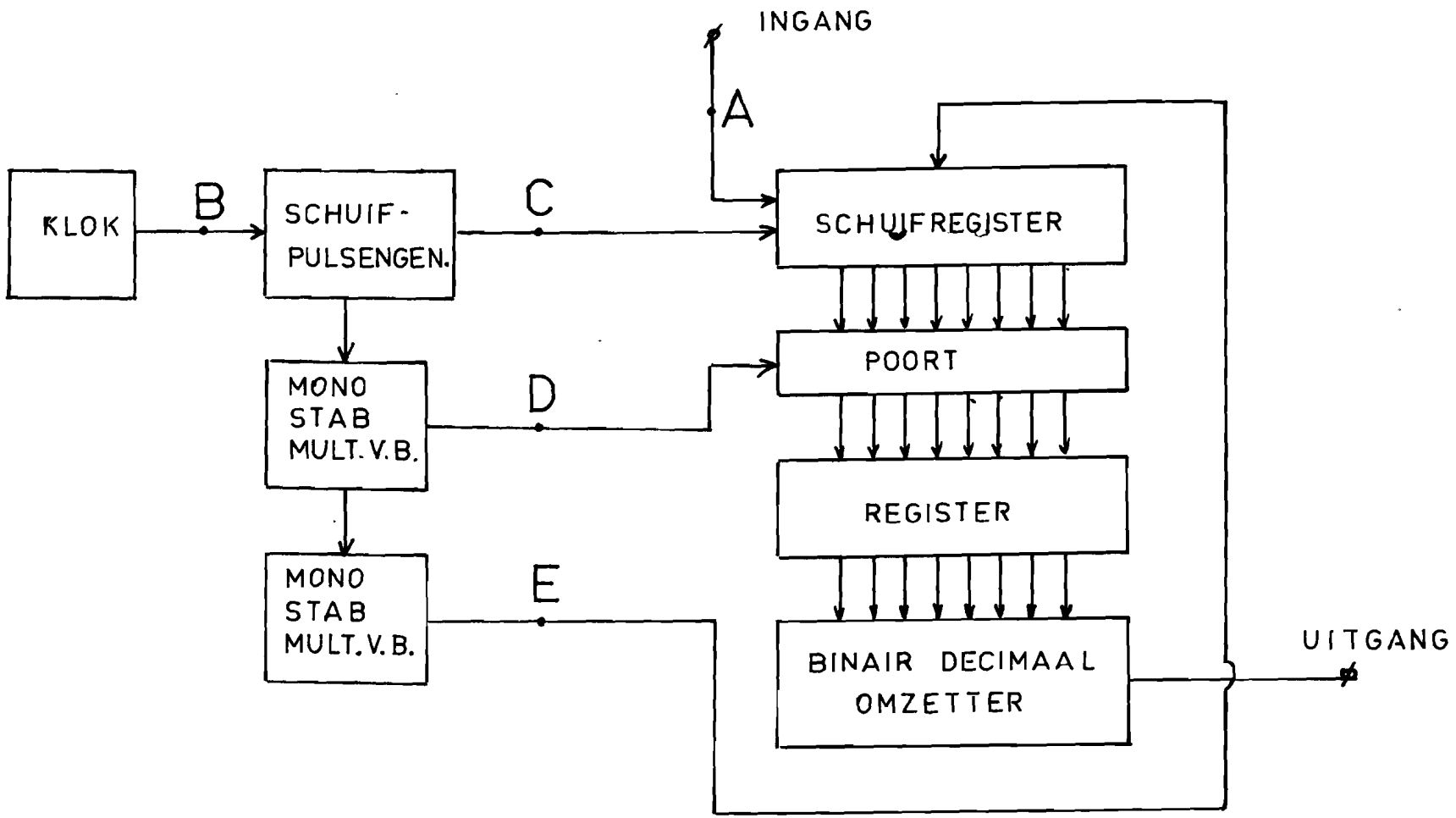
BLOKSCHEMA PULS CODE MODULATOR

figuur 3.3.1.



SPANNINGSVORMEN
PULS CODE MODULATOR

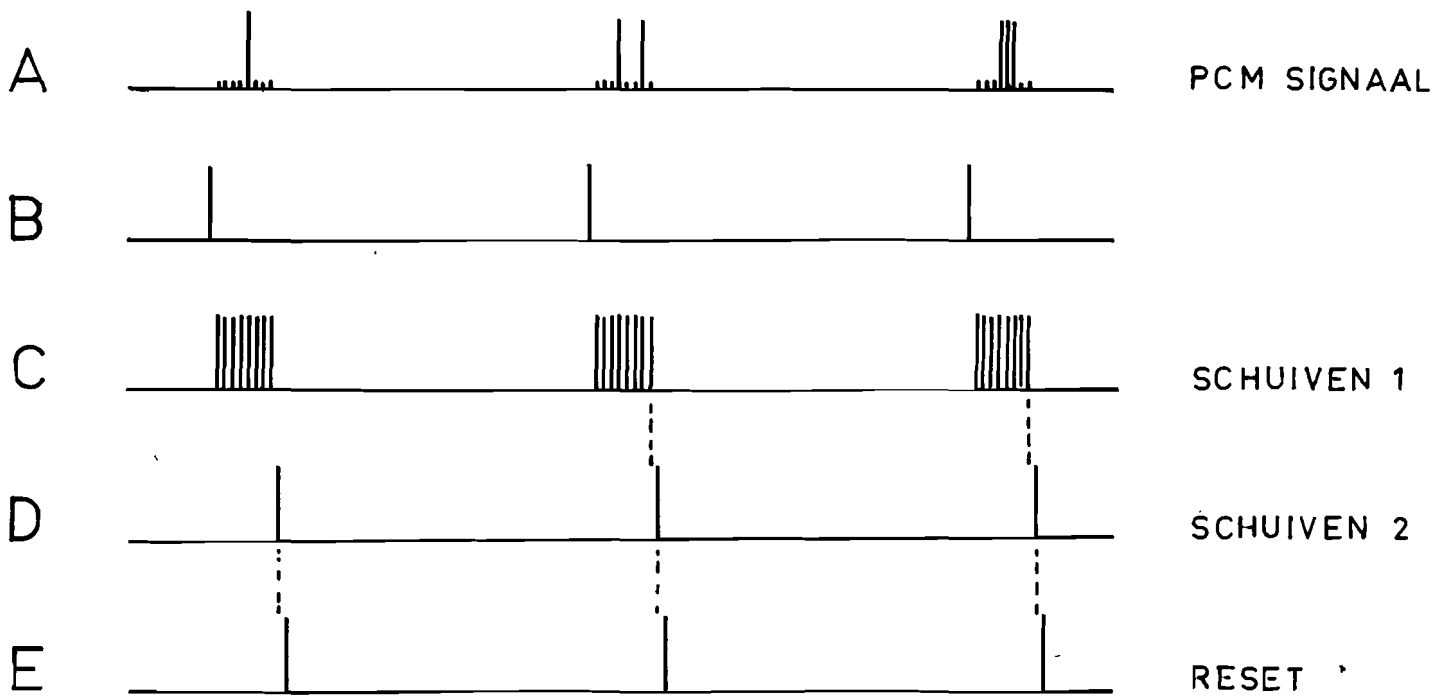
figuur 3.3.2.



BLOKSCHEMA PULS CODE DEMODULATOR

figuur 3.4.1.

- 43 -



SPANNINGSVORMEN
PULS CODE DEMODULATOR

figuur 3.4.2.

Na de b^{de} schuifpuls wordt middels een monostabiele multivibrator een schuifpuls 2 afgegeven, welke de informatie van het schuifregister in een register schuift. De in dit register in de vorm van een binaire code aanwezige informatie wordt door middel van een digitaal-analoog omzetter, omgezet in een analoog-sigitaal.

Wanneer de informatie uit het schuifregister in het uitleesregister is geschoven wordt met een resetpuls welke enige tijd na de schuifpuls 2 wordt afgegeven, het schuifregister weer op nul gezet.

3.5. Dimensionering, bouwelementen en symbolen.

3.5.1. Dimensionering

Volgens de opdracht moet het verremeetsysteem geschikt zijn voor een meetsignaal met een frequentieband van 0 - 100 Hz.

Naar hoofdstuk 3.1 wordt de sample-frequentie f_s gelijk genomen aan 2,5 x de hoogste frequentie; dus $f_s = 2,5 \times 100 = 250$ Hertz.

Om de 4 msec wordt het meetsignaal dus afgetast en de frequentie van de klokpulsen is dus ook 250 Hertz.

Het uitgangssignaal van de pulsbreedtemodulator zal dus een maximale pulsbreedte kunnen hebben van ongeveer 3 msec (voor één kanaal), waarbij de resterende 1 msec gebruikt kan worden voor programmapulsen: reset- en schuifpulsen.

Zoals reeds eerder vermeld moet het signaal verdeeld worden in een aantal niveaus; dit aantal niveaus is gelijk aan het aantal pulsen dat door het PDM-sigitaal wordt afgegeven. De breedste puls (≈ 3 msec) moet overeenkomen met 2^b pulsen, waarin b het aantal bits van de teller. Gekozen wordt $b = 8$ (nauwkeurigheid 0,4 %) dus $2^b = 256$.

De frequentie van de telpulsen is $\frac{256}{\text{max. pulsbreedte}}$ Hz

De minimale pulsbreedte wordt bepaald door de grensfrequentie van de bouwelementen van de teller. (100 kHz, zie 3.5.2.); dus

$$\frac{1}{\text{min. pulsbreedte}} < 10^5 \quad \longrightarrow \quad > 10 \mu\text{sec.}$$

De frequentie van de pulsen die het PCM-sigitaal vormen, wordt bepaald door de frequentie van de schuifpulsen die de informatie uitschuiven en is gelijk aan de helft daarvan. Nemen we aan dat voor deze schuifpulsen (8x) ter beschikking is b.v. 0,4 msec, dan is de frequentie van de schuifpulsen $\frac{8}{0,4 \cdot 10^{-3}} = 20$ kHz; de frequentie van het PCM-sigitaal is dan gelijk aan 10 kHz. Zie ook hoofdstuk 3.6.6.

3.5.2. Bouwelementen

De schakelingen voor modulator en demodulator zijn opgebouwd uit

getransistoriseerde bouweenheden van Philips: Philips Circuit Blocks.

Deze blokjes bevatten één of meerdere elektronische basisschakelingen, hebben allen dezelfde afmetingen (54x24x10 mm) en tien aansluit pennen.

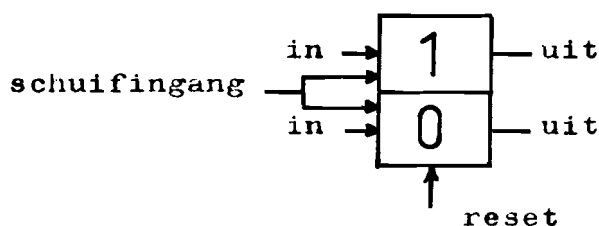
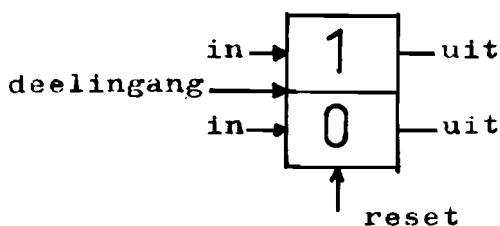
De benodigde voedingsspanningen kunnen zijn +6,0 en -6 Volt; de maximale frequentie bedraagt algemeen 100 kHz.

Figuur 3.5.2.1. geeft een overzicht van de toegepaste blokjes; in deze vorm zijn ze ook weer terug te vinden in de hoofdstukken 3.6.5 en 3.7.4.

Zie verder de handleiding van Philips Circuit Blocks.

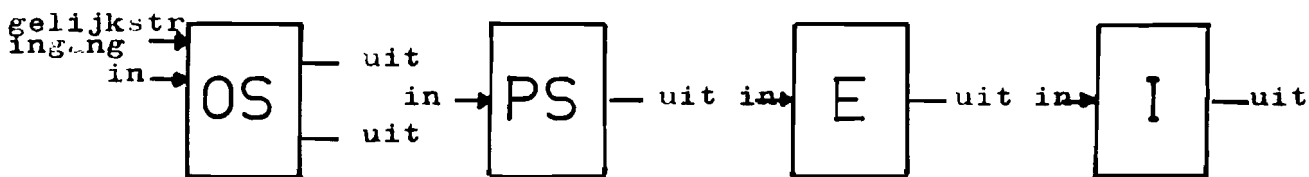
3.5.3. Symbolen

In dit verslag is gebruik gemaakt van de volgende symbolen voor elektronische schakelingen.



BISTABIELE MULTIVIBRATOR

BISTABIELE MULTIVIBRATOR
(voor schuifregisters)

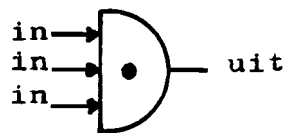


MONOSTABIELE MULTIVIBRATOR

PULSVORMER

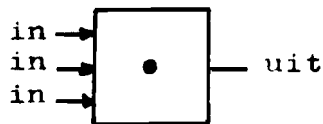
EMITTERVOLGER

OMKEERTRAP

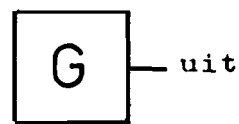


EN-POORT

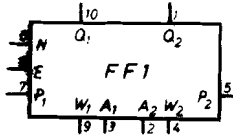
(diode-)



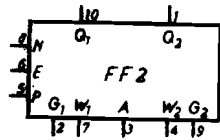
PULSPOORT



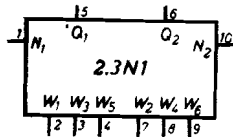
PULSGENERATOR



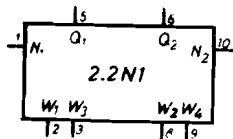
BISTABIELE MULTIVIBRATOR (teller)



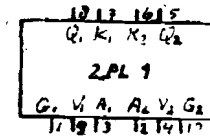
BISTABIELE MULTIVIBRATOR (schuifregister)



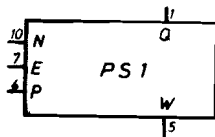
DUBBELE EN-POORT MET ELK 3 INGANGEN



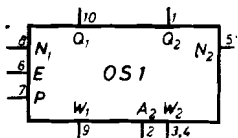
DUBBELE EN-POORT MET ELK 2 INGANGEN



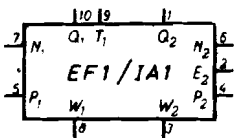
DUBBELE PULSPOORT



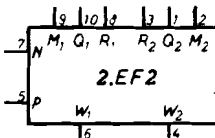
PULSVORMER



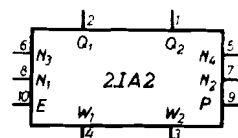
MONOSTABIELE MULTIVIBRATOR



EMITTORVOLGER en OMKEERTRAP



TWEE EMITTORVOLGERS



TWEE OMKEERTRAPPEN

figuur 3.5.21.

3.6. Componenten en totaal van de modulatorschakeling.

3.6.1. Pulsbreedtemodulator

3.6.1.1. principe

Vrij algemeen wordt voor een pulsbreedtemodulator toegepast een schakeling met een zaagtandoscillator.

De zaagtandspanning wordt toegevoerd aan de basis van een transistor, welke normaal is gespert. Neemt de basisspanning toe (zaagtand!) dan zal, afhankelijk van de emitterspanning, na een bepaalde tijd de transistor gaan geleiden. Op de collector kunnen we nu een pulsvormige spanning afnemen met pulsen die in breedte afhankelijk zijn van de emitterspanning. De lineariteit van deze modulatiemethode hangt af van de lineariteit van de zaagtandspanning.

Een andere methode, welke hier is toegepast, is die met een monostabiele multivibrator.

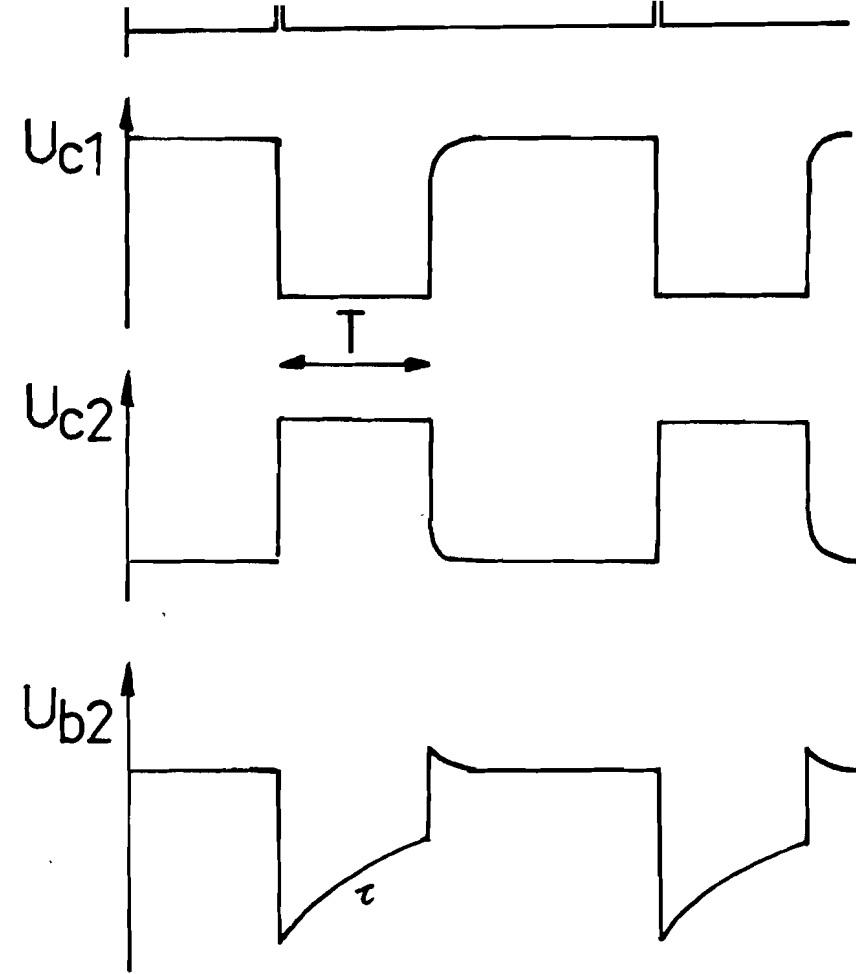
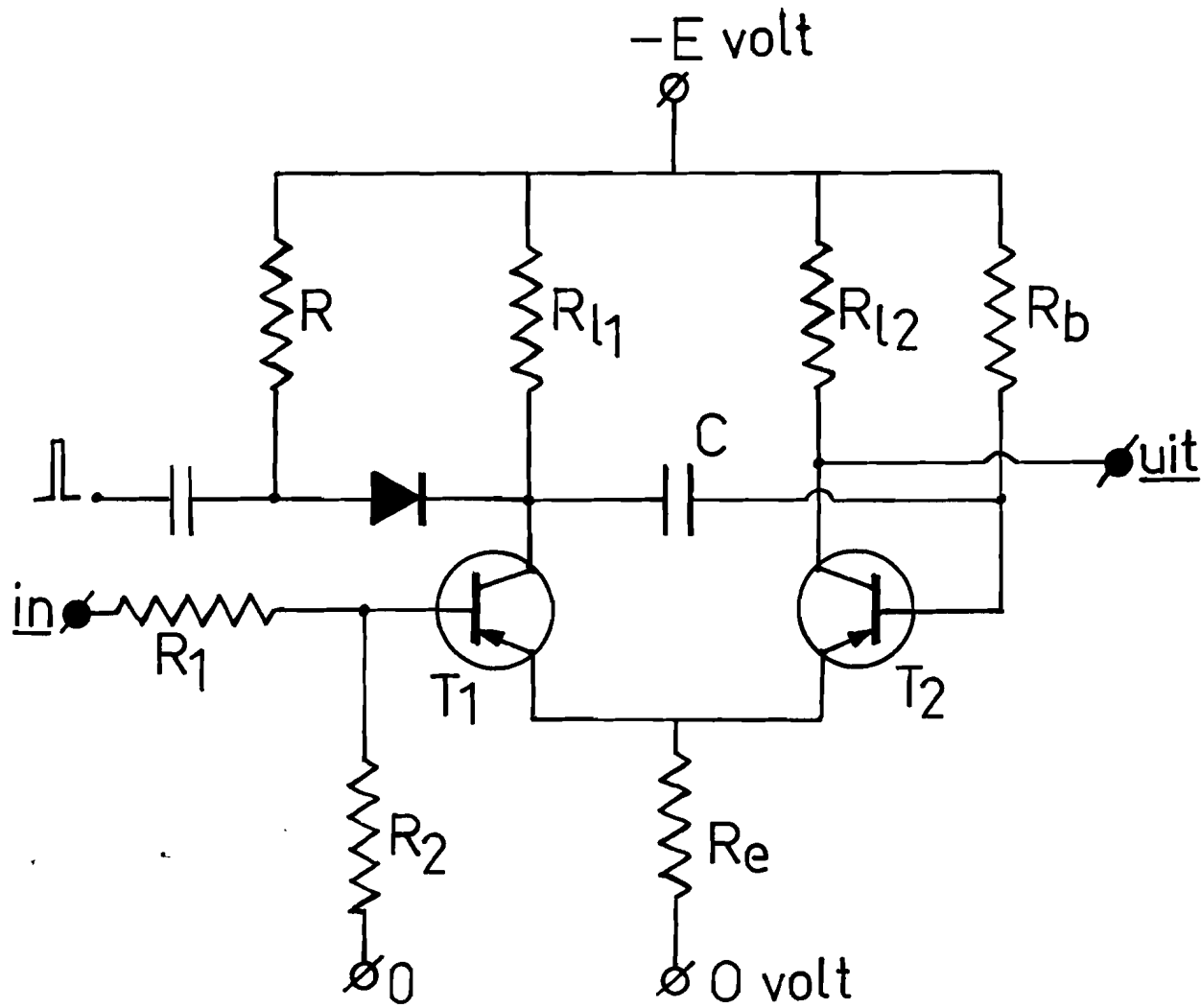
Enkele jaren geleden was de lineariteit bij deze methode niet opvallend beter, maar bij gebruik van transistoren in plaats van elektronenbuizen werd de lineariteit vele malen beter en de schakeling stabiel.

In figuur 3.6.1.1. is een monostabiele multivibrator getekend. In rusttoestand geleidt transistor T_2 en spert T_1 . Een positieve puls op de basis van T_2 spert T_2 en doet T_1 geleiden omdat de stroom door de emitterweerstand R_e , en daarmee de emitterspanning van T_1 , afneemt.

De basisspanning van T_2 , U_{b2} , zal nu met een tijdconstante $(R_b + R_{L1}) \cdot C$ toe gaan nemen. Wanneer deze spanning gelijk geworden is aan de nieuwe emitterspanning van T_2 , zal T_2 weer gaan geleiden. Dus stijgt de spanningsval over R_e en spert T_1 .

De breedte van de puls die we van de collector van T_2 afnemen wordt dus in eerste instantie bepaald door de tijdconstante $(R_b + R_{L1}) \cdot C$. Variatie van één van deze grootheden is voor onze toepassing niet mogelijk omdat de te meten grootheid een elektrisch signaal is.

Beschouwen we echter de totale uitdrukking voor de pulsbreedte T , dan zal blijken dat T ook bepaald wordt door de basisspanning van T_1 . Door de uitdrukking voor de spanning over de condensator C op te schrijven en in te vullen met tijdstip waarop de basisspanning van T_2 gelijk wordt aan de afknijpspanning, vinden we:



PULSBREEDTE MODULATOR

figuur 3.6.1.1.

$$T = \tau \cdot \ln \frac{1 + \gamma x}{1 - x} - \tau \cdot \ln \left[\left(1 + R_{L1}/R_b \right) \left(\gamma \cdot R_e / \alpha R_{L1} \right) \right]$$

waarin

$$\tau = (R_{L1} + R_b) \cdot C$$

$$\gamma = \alpha R_{L1}/R_e \cdot \left[1 + R_e \left(1/R_{L2} + 1/R_b \right) \right]$$

α = stroomversterkingsfactor van de transistor

$$x = -U_{b1}/-E$$

(Voor afleiding van deze formule zie litt. nr. 14, blz. 358 en litt. nr. 16, blz. 193)

Alleen de eerste term van de uitdrukking van i is interessant omdat we willen weten in welke mate T afhangt van U_{b1} (dus van x). Ontwikkelen we deze term naar x , daarbij gebruik makend van de reeksontwikkeling:

$$\ln(1 + x) = x - \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{3}x^3 - \frac{1}{4}x^4 + \dots \quad (|x| < 1)$$

dan vinden we:

$$\frac{T}{\tau} = \ln \frac{1 + \gamma x}{1 - x} = x(\gamma + 1) \cdot \left[1 - \frac{1}{2}(\gamma - 1)x \right] + \dots$$

Onder de voorwaarde $x(\gamma - 1) \ll 2$ is dit verband lineair, nl.

$$\frac{T}{\tau} = (1 + \gamma) \cdot x$$

De voorwaarden voor de reeksontwikkelingen zijn resp. $|\gamma x| < 1$ en $|x| < 1$. De mate van niet-lineariteit kunnen we onderzoeken door de functie van x volgens een Taylorreeks te ontwikkelen voor een punt $x = x_0$.

$$f(x) = f(x_0) + (x - x_0) \frac{f'(x_0)}{1!} + (x - x_0)^2 \frac{f''(x_0)}{2!} + \dots$$

Dus:

$$\ln \frac{1 + \gamma x}{1 - x} = \ln \frac{1 + \gamma x_0}{1 - x_0} + \frac{1 + \gamma}{(1 - x_0)(1 + \gamma x_0)} (x - x_0) + \frac{1 + \gamma}{2(1 - x_0)(1 + \gamma x_0)} \left(\frac{1}{1 - x_0} - \frac{\gamma}{1 + \gamma x_0} \right) (x - x_0)^2 + \dots$$

Definieren we de niet-lineariteit ε als de verhouding van de term $(x - x_0)^2$ tot $(x - x_0)$ dan is

$$\varepsilon = \frac{x - x_0}{2} \left(\frac{1}{1 - x_0} - \frac{\gamma}{1 + \gamma x_0} \right) \cdot 100 \text{ in } \%. .$$

Behalve aan de voorwaarden voor γ en x die reeds zijn genoemd, moet de basisspanning van T_1 ook nog aan een andere voldoen.

Waren de eerdere voorwaarden een begrenzing voor de eis van lineariteit, deze voorwaarde zal het werkgebied van de modulator bepalen. In rusttoestand is T_1 gesperd en T_1 mag pas opengaan door de positieve puls op de basis van T_2 en niet doordat de basis-emitterspanning van T_1 groter wordt als de afknijpspanning. De basisspanning mag dus niet groter worden als U_{be} ($\approx 0,2$ V), of gemeten ten opzichte van 0 Volt (zie fig. 3.6.1.1.):

$U_{be} + I_e \cdot R_e$. (De basis-emitterspanning U_{be} van T_1 voor de rusttoestand is in de berekeningen van dit hoofdstuk gemakshalve verwaarloosd).

De positieve pulsen waarover gesproken zijn afkomstig van een klokgenerator en hebben een herhalingsfrequentie van f_g Hertz, de sample-frequentie.

Het pulsbreedte-gemoduleerd signaal wordt afgenomen van de collector van T_2 .

3.6.1.2. berekening

De in figuur 3.6.1.1. aangeduide elementen hebben de volgende waarden:

$$R_e = 330 \Omega ; R = 10 \text{ k}\Omega ; R_{L1} = R_{L2} = 2700 \Omega ; R_b = 39 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,15 \mu\text{F} ; R_2 = 1 \text{ k}\Omega .$$

De weerstand R_1 wordt gevormd door twee potentiometers van resp. $50 \text{ k}\Omega$ en $5 \text{ k}\Omega$; op deze wijze ontstaat met R_2 een spanningsdeling. De potentiometer van $5 \text{ k}\Omega$ is aangebracht op het frontpaneel.

De transistoren zijn van het type ASY 27 , de diode OA 85.

De spanning E is 6 Volt.

Vullen we deze waarden in, dan vinden we met de formules van 3.6.1.1. : $\gamma = 9,1$ en $-U_{b1} = 6 \cdot x$.

De voorwaarde $x < 1/\gamma$ betekent dus $U_{b1} < -6/\gamma \approx -0,66$ V. Bij gesperde toestand was $I_e \cdot R_e = -0,625$ Volt; het werkgebied wordt dus bepaald door de voorwaarde

$$U_{b1} < (-0,625 - 0,2) \approx 0,8 \text{ Volt} .$$

Zie verder de waarnemingen in hoofdstuk 3.6.6.

De generator die de telpulsen levert kunnen we een zodanige frequentie geven dat de maximale pulsbreedte overeenkomt met 255 pulsen.

3.6.2. teller en schuifregister

De pulsen afkomstig van de pulsbreedtemodulator (zie 3.6.1.) worden geteld door een binaire teller bestaande uit acht flip-floppen (zie fig. 3.6.2.1. , nrs. ① t/m ⑧).

Ter toelichting van dit hoofdstuk is figuur 3.6.2.2.

Na het tellen komt de teller in een bepaalde stand te staan welke binair het aantal pulsen aangeeft, bv. 87 : 01010111 .

De uitgangen van de flip-floppen ① t/m ⑧ zijn middels pulspoorten verbonden met de ingangen van een ander aantal van acht flip-floppen (⑨ t/m ⑯): het schuifregister.

Door een puls te geven op de pulspoorten worden deze geopend en schuift de informatie van de teller in het register, welke dus ook de stand 01010111 aanneemt. De poorten zijn als dubbele pulspoorten ondergebracht in de flip-floppen ⑨ t/m ⑯ .

De flip-floppen ⑨ t/m ⑯ zijn, wederom middels pulspoorten "in serie" geschakeld. Door een puls te geven op deze poorten, komt de informatie van ⑨ in ⑩ , van ⑩ in ⑪ etc. en zal ⑯ de waarde van ① aannemen. Door dus acht pulsen te geven (schuiven 2) zal de informatie uitgeschoven zijn en geeft de uitgang van flip-flop ⑯ een signaal zoals aangeduid in figuur 3.6.2.2.

Dit extra register was nodig omdat tijdens het uitschuiven de telverbinding verbroken moet zijn.

Vervolgens wordt de teller op nul gezet (reset) en komt dus in de stand: 00000000 ; het register blijft nog in zijn oude stand. stel dat het volgende aantal te tellen pulsen gelijk is aan 88.

Na het tellen staat de teller in de stand : 01011000 ; het register nog in 01010111.

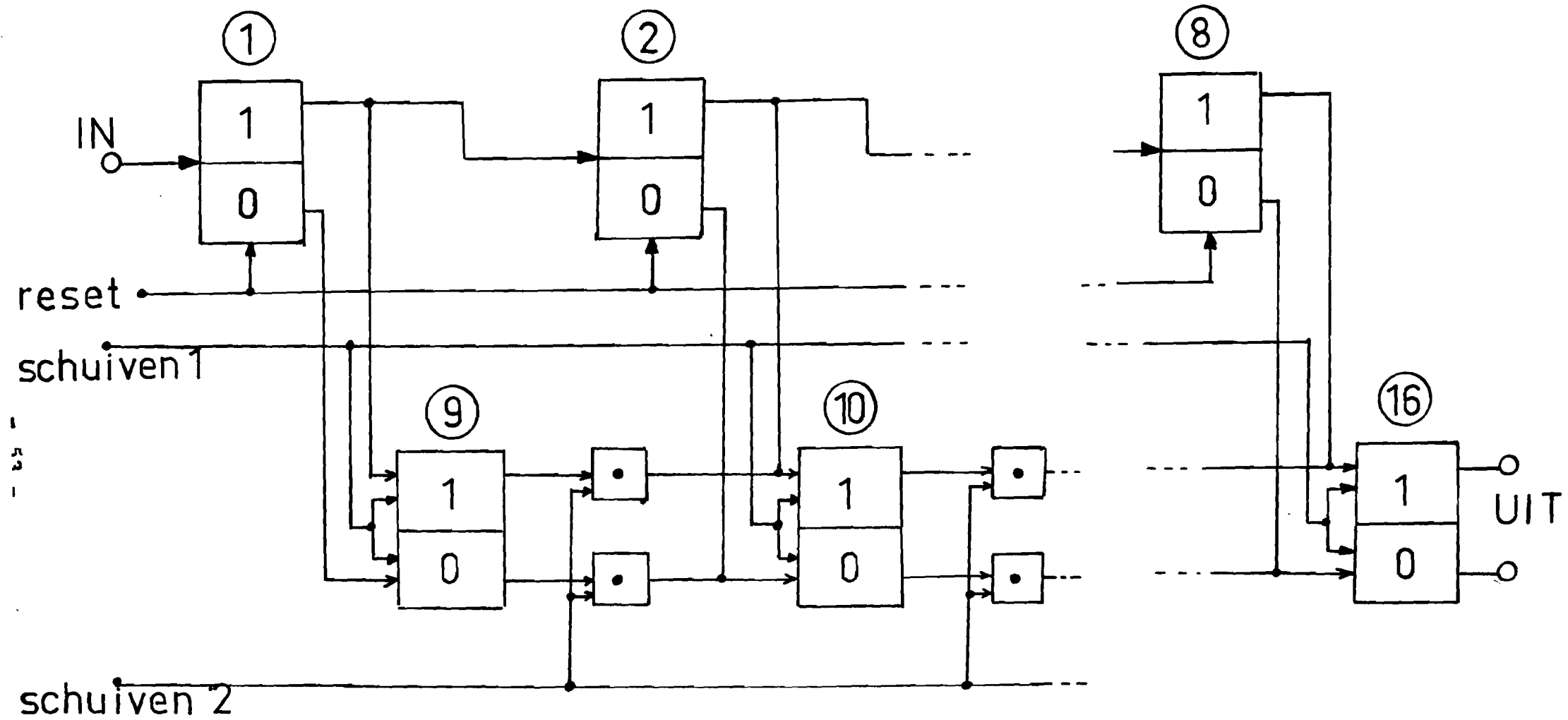
Na schuifpuls S_1 zal ook het schuifregister de stand van de teller aannemen; dit register behoeft dus ook niet op nul gezet te worden.

Vervolgens wordt deze informatie met de acht schuifpulsen weer uitgeschoven enz. enz.

3.6.3. programma modulator

De programmapulsen moeten aan de volgende voorwaarden voldoen:

- na het tellen van de telpulsen, dus op de negatieve flanken van het pulsbreedte gemoduleerd signaal, moet er een schuifpuls (S_1) komen ;
- een korte tijd na S_1 moeten er acht schuifpulsen (S_2) geregeereerd worden ;
- een korte tijd na S_2 moet er een resetpuls komen (R) .



figuur 3.6.2.1.

0 1 0 1 0 1 1 1
 0 1 0 1 0 1 1 1

STAND TELLER : 87
 STAND REGISTER NA S_1



S_2 : SCHUIFPULSEN



UITGANG REGISTER NA S_2



IDEM OP INVERSE UITGANG

0 0 0 0 0 0 0 0
 0 1 0 1 0 1 1 1

STAND TELLER NA RESET:R
 STAND REGISTER NA R

0 1 0 1 1 0 0 0
 0 1 0 1 0 1 1 1

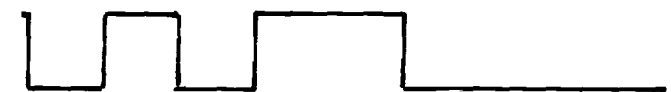
NIEUWE STAND TELLER : 88
 STAND REGISTER

0 1 0 1 1 0 0 0
 0 1 0 1 1 0 0 0

STAND TELLER
 STAND REGISTER NA S_1



S_2



UITGANG REGISTER NA S_2



INVERSE UITGANG

0 0 0 0 0 0 0 0
 0 1 0 1 1 0 0 0

STAND TELLER NA R
 STAND REGISTER NA R

figuur 3.6.2.2.

Deze laatste puls moet er zijn, nog vóórdát de klok een volgende puls afgeeft en de teller dus opnieuw start. Reeds eerder zagen we dat voor dit programma ongeveer 1 msec ter beschikking is. Het blokschema van het programma is weergegeven in figuur 3.6.3.1; de spanningsvormen in dezelfde figuur zijn ter toelichting. Algemeen is hier toegepast dat een tijdsvertraging tot stand kan komen met behulp van monostabiele multivibratoren. Het uitgangssignaal van de pulsbreedtemodulator wordt toegevoerd aan de gelijkstroomingang van een monostabiele multivibrator (OS); deze OS reageert dus op een niveau en zal dus een puls afgeven op de negatieve flank (S_1).

Dez S_1 -puls wordt tevens naar een andere OS gevoerd en met behulp van een vergrootte capaciteit van deze OS zal een brede puls aan de uitgang komen, (voor verband C en pulsbreedte zie ook hfst. 3.6.1.1.). Een volgende OS laten we weer reageren op het niveau van het uitgangssignaal van genoemde OS en we krijgen dus een puls bij (5) die met een zekere tijdsvertraging, die bepaald wordt door de C van de eerste OS, optreedt na de puls op (3). Deze puls wordt gevoerd naar een schakeling (acht teller) die acht pulsen afgeeft, wanneer één puls wordt toegevoerd; op deze manier ontstaat S_2 . Aan het einde van S_2 wordt, wederom met een monostabiele multivibrator, een resetpuls afgegeven. De pulsen S_1 , S_2 en R worden middels resp. schuif- en resetschakelingen naar bestemder plaatse gebracht.

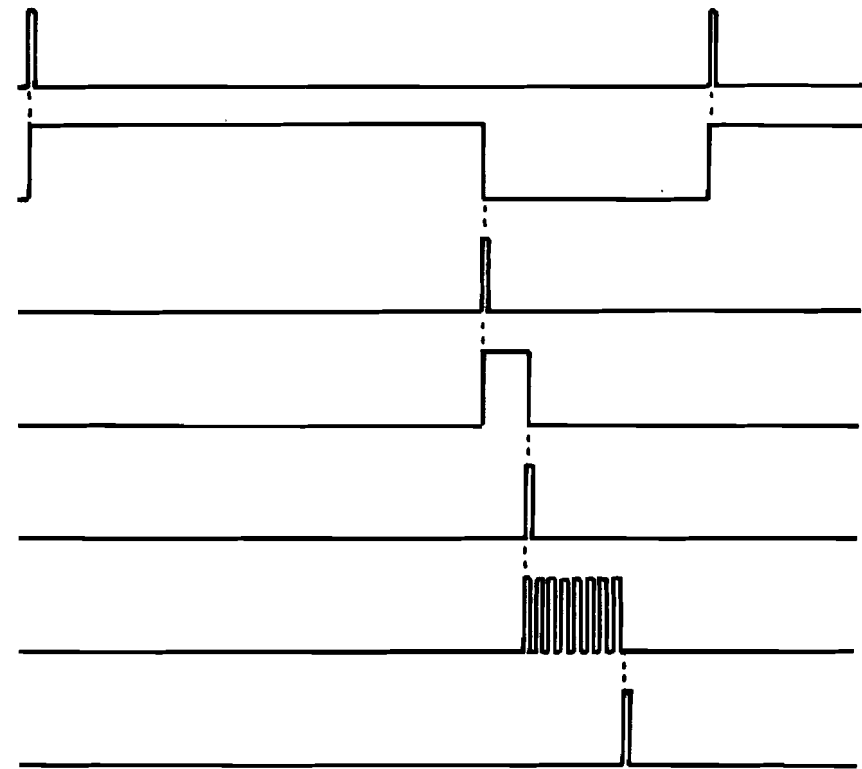
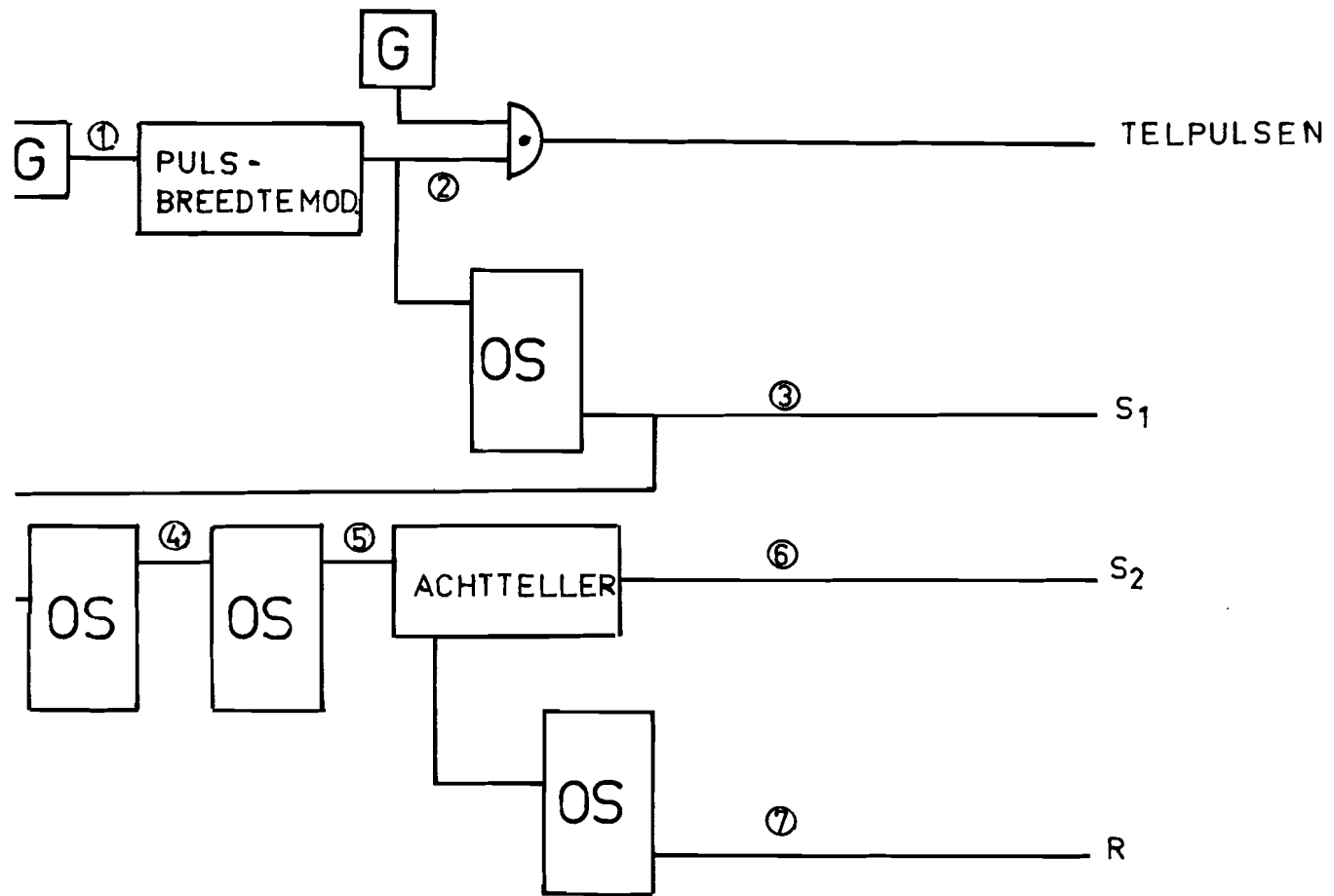
Voor de achtteller wordt verwezen naar fig. 3.6.3.2. Wordt de binaire teller van vier flip-floppen op nul gezet, dan zal de poort worden geopend en de pulsgenerator G pulsen leveren, die door de teller worden geteld. Bij de achtste puls komt de vierde flip-flop in de stand 1 en wordt de poort dus gesloten. Deze poort blijft dicht tot dat de teller weer wordt gereset. Bij één ingangspuls (resetpuls teller) krijgen we dus acht uitgangspulsen.

Het moet natuurlijk zo zijn, dat de teller in de stand 1000 (poort dicht) komt voordat er een nieuwe puls van de generator aan de poort komt. De frequentie van de generator òf het aantal flip-floppen is dus bij dit principe beperkt.

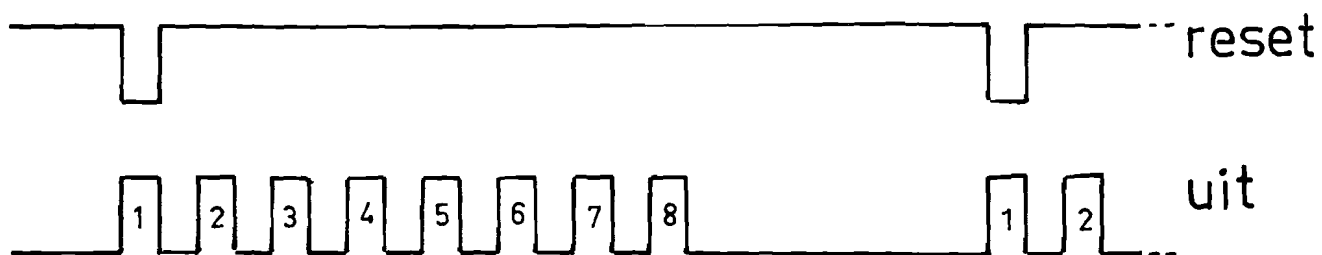
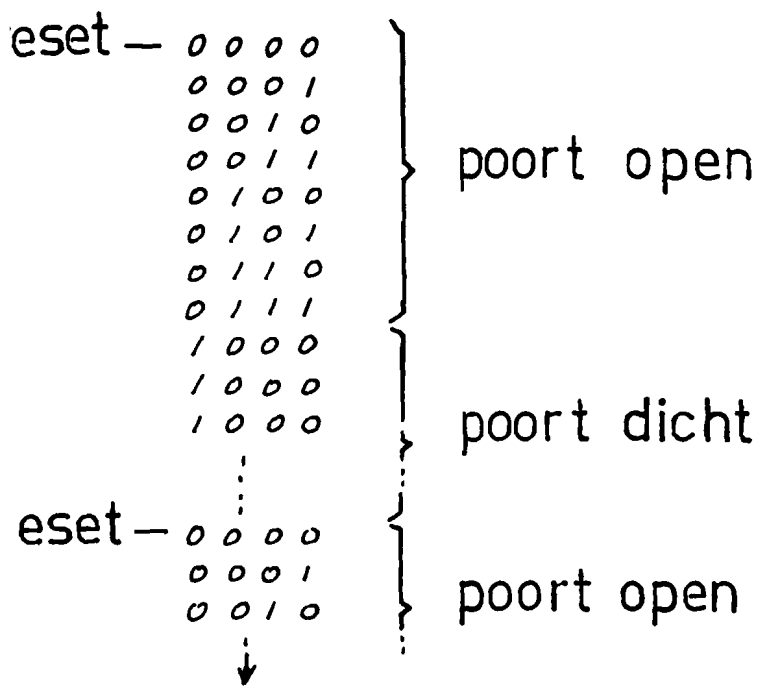
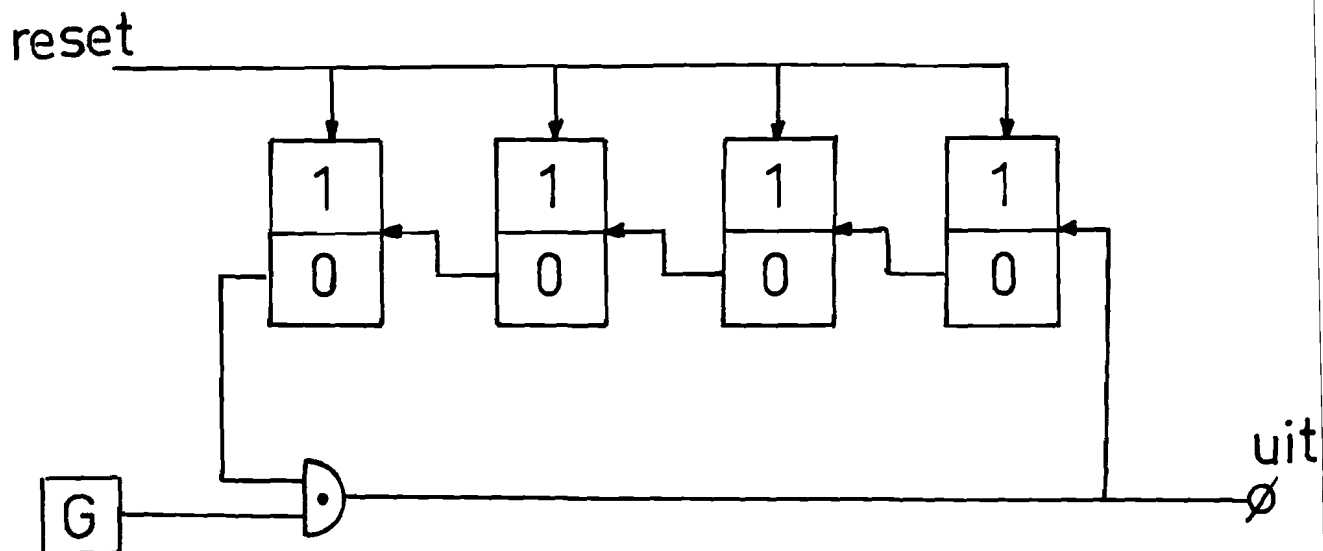
In hoofdstuk 3.7.2. is een ander type van een achtteller beschreven.

3.6.4. indicatie

Op de modulator zijn tien indicatorbuisjes aangebracht, die de waarde van het binair getal dat in het schuifregister staat (en dus wordt overgezonden) aangeven.

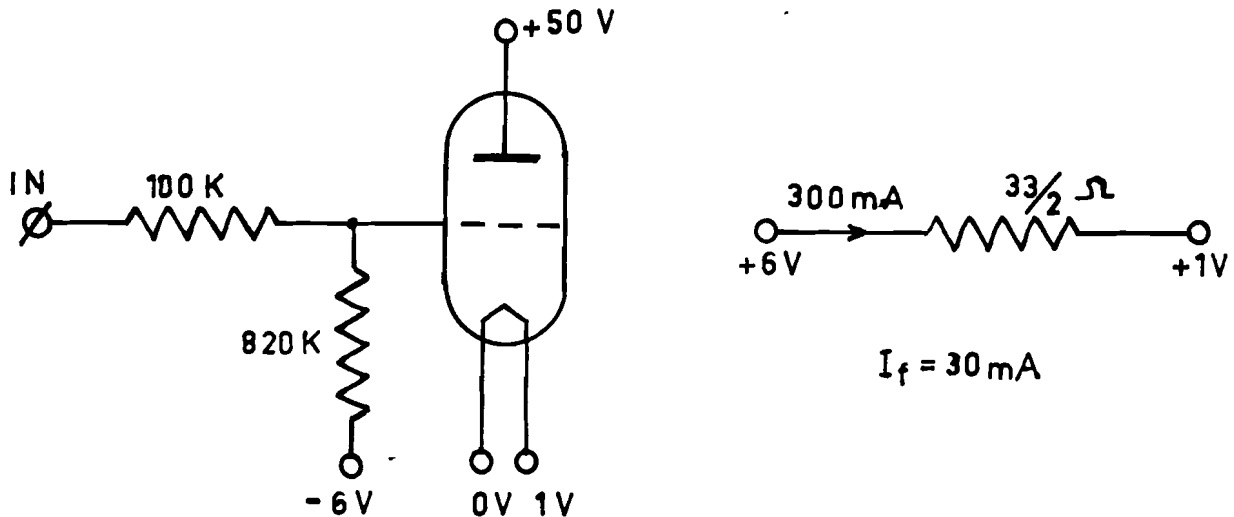


figuur 3.6.3.1.



figuur 3.6.3.2.

Voor deze indicatie is gebruik gemaakt van een direct verhitte spanningsindicator van fabrikaat Philips, type DM 160. De wijze van schakelen is in onderstaande figuur aangegeven.



De benodigde spanningen zijn dus +50V, -6V, 0V en +1V (met spanningsdeling van +6V).

De ingang van bovenstaande schakeling wordt rechtstreeks verbonden met de collectoruitgang van de flip-flop, welke moet worden aangewezen.

Deze collector kan de spanningen 0 en -6V aannemen waarbij het buisje resp. wel en niet zal oplichten.

De indicatie is allen maar te gebruiken op het register als er geen schuifpulsen zijn die de informatie uitschuiven (S_2). Voor indicatie moeten dus deze schuifpulsen onderbroken worden; daartoe is een schakelaar op het frontpaneel aangebracht die twee standen heeft : zenden (dicht) en indicatie (open).

Alleen in de stand "indicatie" kunnen de indicatiebuisjes afgelezen worden. In de stand "zenden" wordt de informatie uitgeschoven.

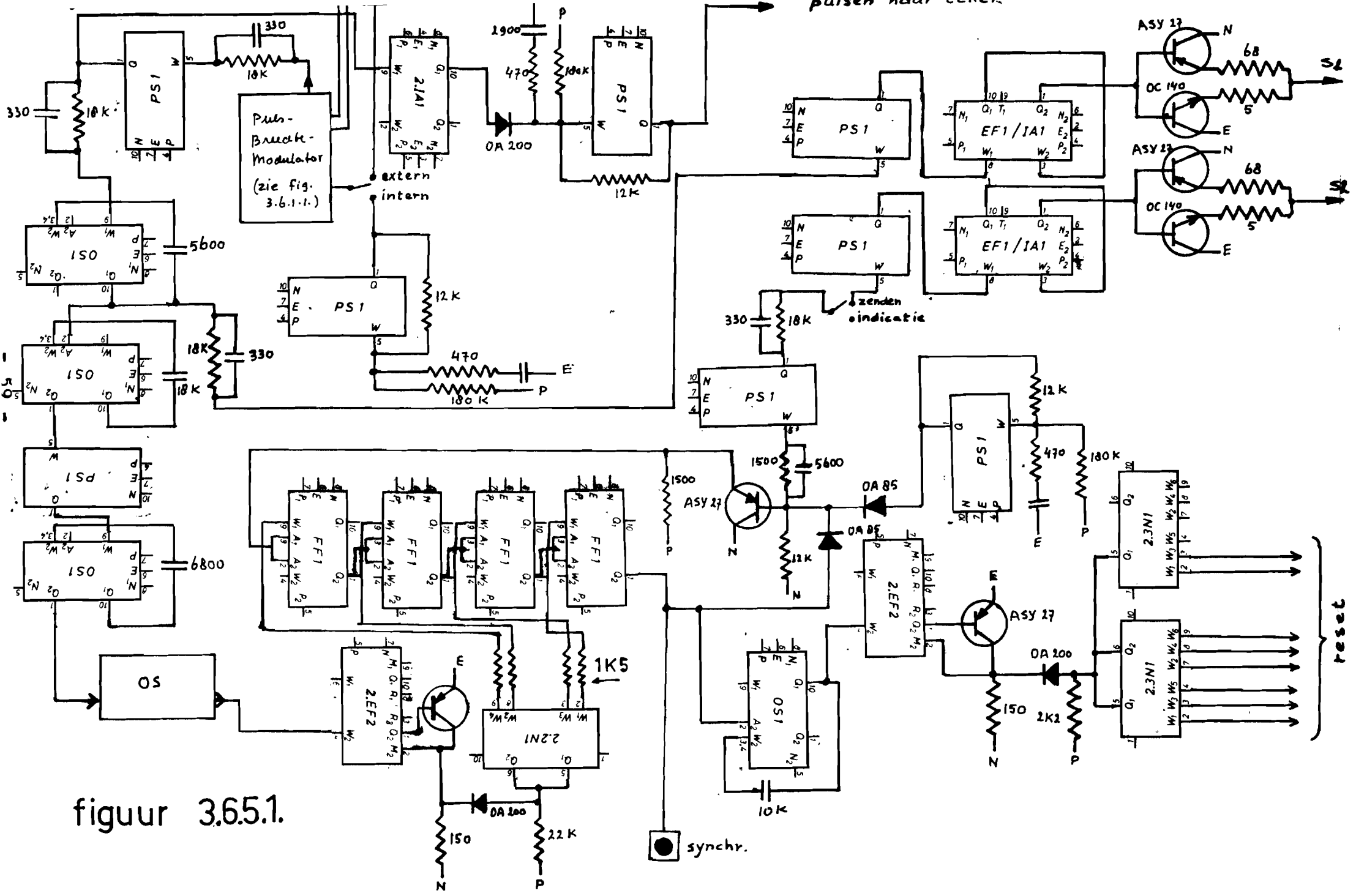
3.6.5. uitgewerkt totaalschema

In figuur 3.6.5.1. is het schema van de programmapuls en de pulsbreedtemodulator, in figuur 3.6.5.2. het schema van teller en register getekend.

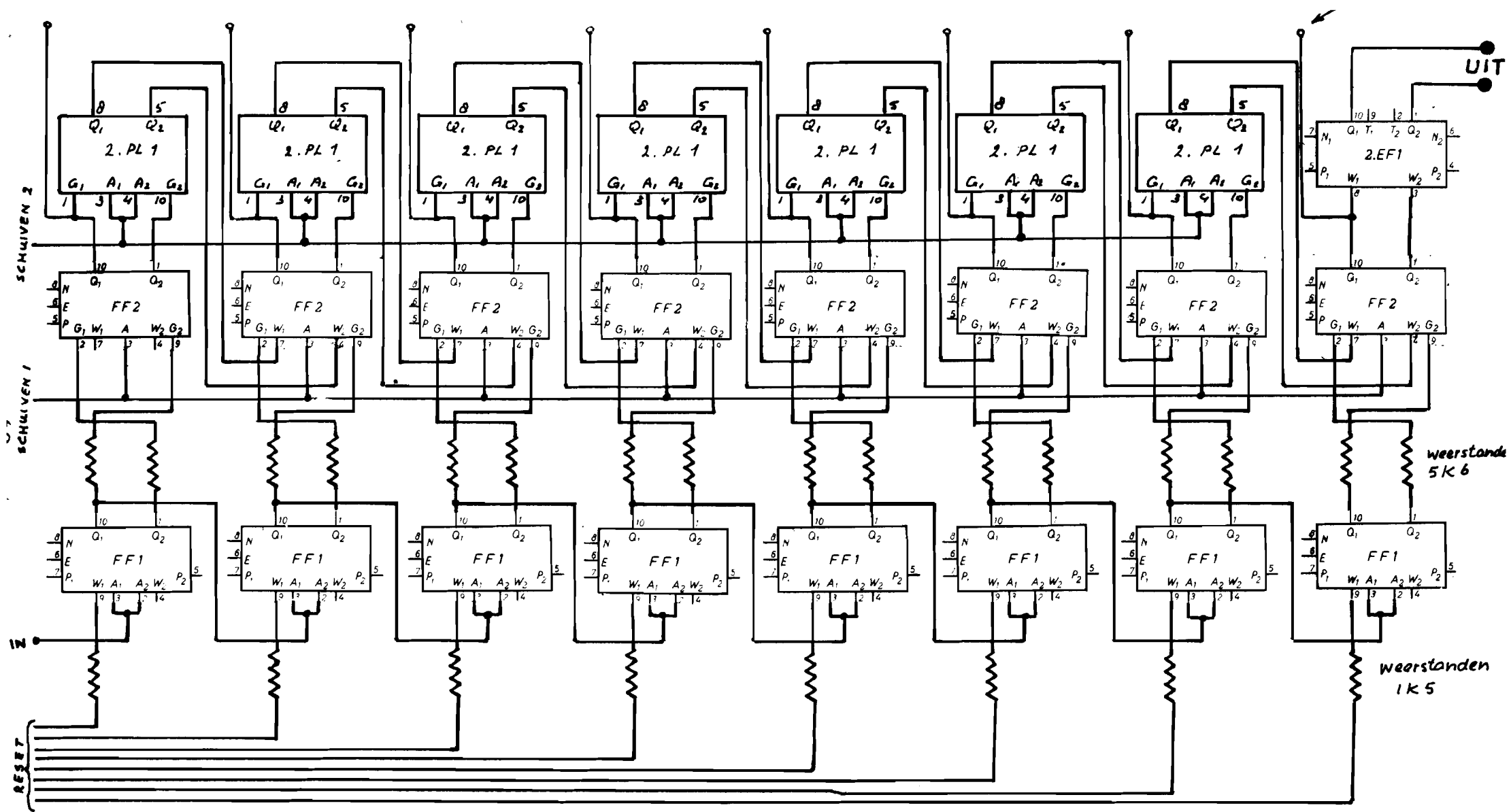
Voor de symbolen wordt verwezen naar hfst. 3.5.2. .

De uitgangen N, E en P dienen verbonden te worden met resp. -6 V, 0 V en + 6 V.

pulsen naar linker



figuur 3.6.5.1.



figuur 3.6.5.2.

De blokjes 2.3N1 en 2.2N1 in de resetcircuits zijn niet van spanningen voorzien; alleen de diodes worden gebruikt.

De verschillende pulsgeneratoren zijn gemaakt met blokjes PS 1. De pulsbreedte van de OS wordt vergroot door uitwendig tussen de punten 4 en 10 een condensator aan te sluiten.

Voor de aansluiting van de flip-floppen van het register aan de indicatorbuisjes (fig. 3.6.5.2.) zie hoofdstuk 3.6.4.

De ingang van de pulsbreedtemodulator (fig. 3.6.5.1.) , de uitgang van het register (fig. 3.6.5.2.) , de schakelaar interne-externe sampling (zie hoofdstuk 3.8.1.) en de schakelaar zenden-indicatie (zie hoofdstuk 3.6.4.) zijn op het frontpaneel aangebracht.

3.6.6. Waarnemingen

Aan de modulator is de volgende meting gedaan.

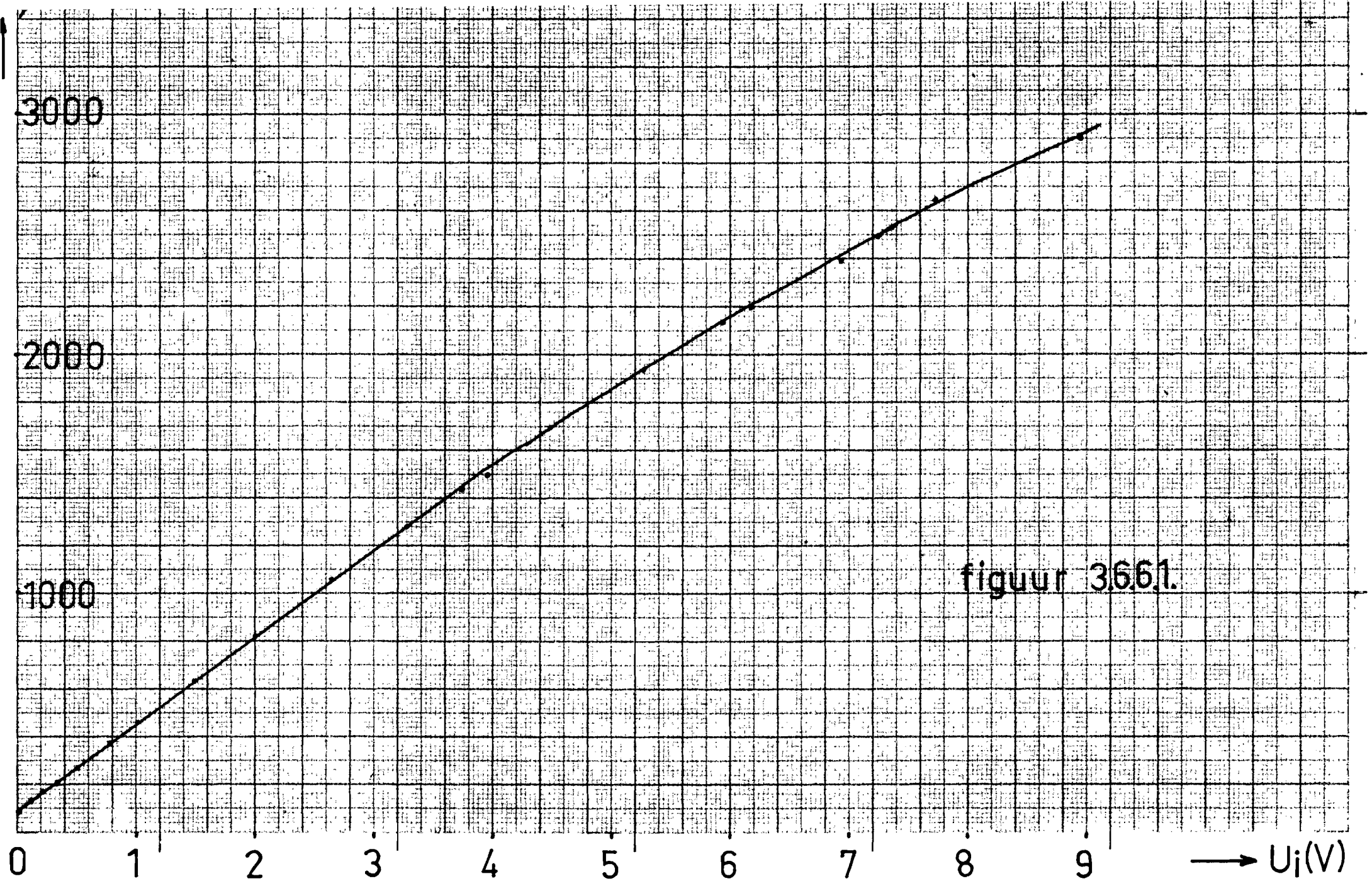
Aan de ingang van de modulator is een gelijkspanning toegevoerd (U_1 , gemeten t.o.v. -6 V); de pulsbreedte (T) aan de uitgang van de pulsbreedtemodulator werd op een oscillograaf afgelezen.

Middels de indicatorbuisjes werd de stand in binaire code van het register afgelezen en tevens werd de basisspanning van T_1 (U_{b1}) genoteerd.

we komen dan tot de volgende tabel:

$-U_1$ (mV)	$-U_{b1}$ (mV)	T (μ sec)	Getal	
5	275	80	00000111	7
110	280	130	00001011	11
200	284	168	00001110	14
322	289	200	00010001	17
490	296	270	00010111	23
752	308	375	00100000	32
996	320	465	00101000	40
1485	339	640	00110111	55
2000	363	820	01001000	72
2630	391	1060	01011100	92
3270	410	1280	01101100	108
3730	431	1440	01111010	122
3940	440	1500	01111111	127
4480	465	1700	10010000	144
5280	500	1940	10100101	165
5940	530	2140	10111010	186
6170	540	2200	11000001	193
6940	575	2400	11010100	212
7260	588	2500	11011011	219
7730	610	2650	11100111	231
8980	663	2900	11111011	251

Het verband tussen de ingangsspanning U_1 en de pulsbreedte T is weergegeven in figuur 3.6.6.1.



figuur 36.61.

→ U_i (V)

Eerder is vermeld dat het werkgebied wordt begrensd voor $U_{b1} = -825\text{mV}$ door een spanningsdeling van $17,7 \times (R_1 = 1\text{k}\Omega ; R_2 = 16700\Omega)$ betekent dit een $U_i = -9740\text{mV}$.

Uit de tabel blijken deze waarden te zijn resp. -663mV en -8980mV . Ook de voorwaarde $x < 1/\gamma$ ($U_{b1} < -0,66\text{V}$) blijkt terug te vinden te zijn ($U_{b1\text{max}} = -0,663\text{V}$), althans wanneer we aannemen dat we in het lineaire gebied hebben gewerkt. Dit is niet helemaal waar omdat niet voor het gehele werkgebied geldt $x \ll 1/\gamma$ (voorwaarde lineariteit).

Dit kan geïllustreerd worden met het bepalen van de niet-lineariteit ξ met de in hoofdstuk 3.6.1. vermelde formules voor verschillende gebieden.

$$\xi = \frac{x - x_0}{2} \cdot \left(\frac{1}{1 - x_0} - \frac{\gamma}{1 + \gamma x_0} \right) \quad \gamma = 9,1$$

A) $-0,275 < U_{b1} < -0,363$ dwz. $0 < U_i < -2$

dan $0,049 < x < 0,061$

stel x_0 het midden : $x_0 = 0,055$ en dat we het gehele gebied bezien: $x - x_0 = 0,006$.

Dan (ingevuld) $\xi = 1,5\%$.

B) $0 < U_i < -3,94$

dezelfde berekening geeft $\xi = 2,97\%$

C) $0 < U_i < -7,73$

dezelfde berekening geeft $\xi = 16,22\%$.

Deze berekende niet-lineariteiten worden geïllustreerd door figuur 3.6.6.1. ; het resultaat is echter beter als de berekening. Er staat dus slechts een kleine zwaai ter beschikking.

Voor het geval niet een spanning wordt toegevoerd met steeds hetzelfde teken, kan door een eenvoudige handeling (U_i niet toevoeren t.o.v. -6V , maar ten opzichte van een andere spanning) een werkgebied gemaakt worden voor positieve en negatieve U_i .

Een spanning $U_i = 0\text{V}$, zal in dat geval een registergetal van bv. 130 opleveren, maximaal negatief 0 en maximaal positief 255.

3.7. Componenten en totaal van de demodulatorschakeling.

3.7.1. schuifregisters

Zie figuur 3.7.1.1.

Aan de ingang van flip-flop (1) komt het puls code gemoduleerd signaal. Door op S_1 acht schuifpulsen te geven, schuift de informatie in het schuifregister en komen de flip-flop (1) t/m (8) in de 0 - of 1-stand.

Bv.

	1	2	3	4	5	6	7	8
	1	0	0	1	1	0	1	0

Door het geven van een schuifpuls S_2 schuift de informatie van flip-flop (1) naar flip-flop (9), (2) naar (10) enz. enz., zodat na S_2 de flip-flop (9) t/m (16) de volgende waarden hebben:

9	10	11	12	13	14	15	16
1	0	0	1	1	0	1	0

Het getal dat zich nu in binaire code in dit register bevindt kan middels de uitgangen (i) uitgelezen worden (zie hfst. 3.7.3.). Nadat het schuifregister op nul is gezet met een resetpuls op R, kan een nieuwe pulstrein aan de ingang van flip-flop (1) aankomen.

3.7.2. programma demodulator

Het programma voor de demodulator luidt:

- acht schuifpulsen op S_1
- een schuifpuls op S_2
- een resetpuls op R

In figuur 3.7.2.1. is in blokschema en bijbehorende spanningsvormen het programma aangegeven.

Een monostabiele multivibrator opent een poort gedurende een zodanige tijd dat de generator acht pulsen aflevert.

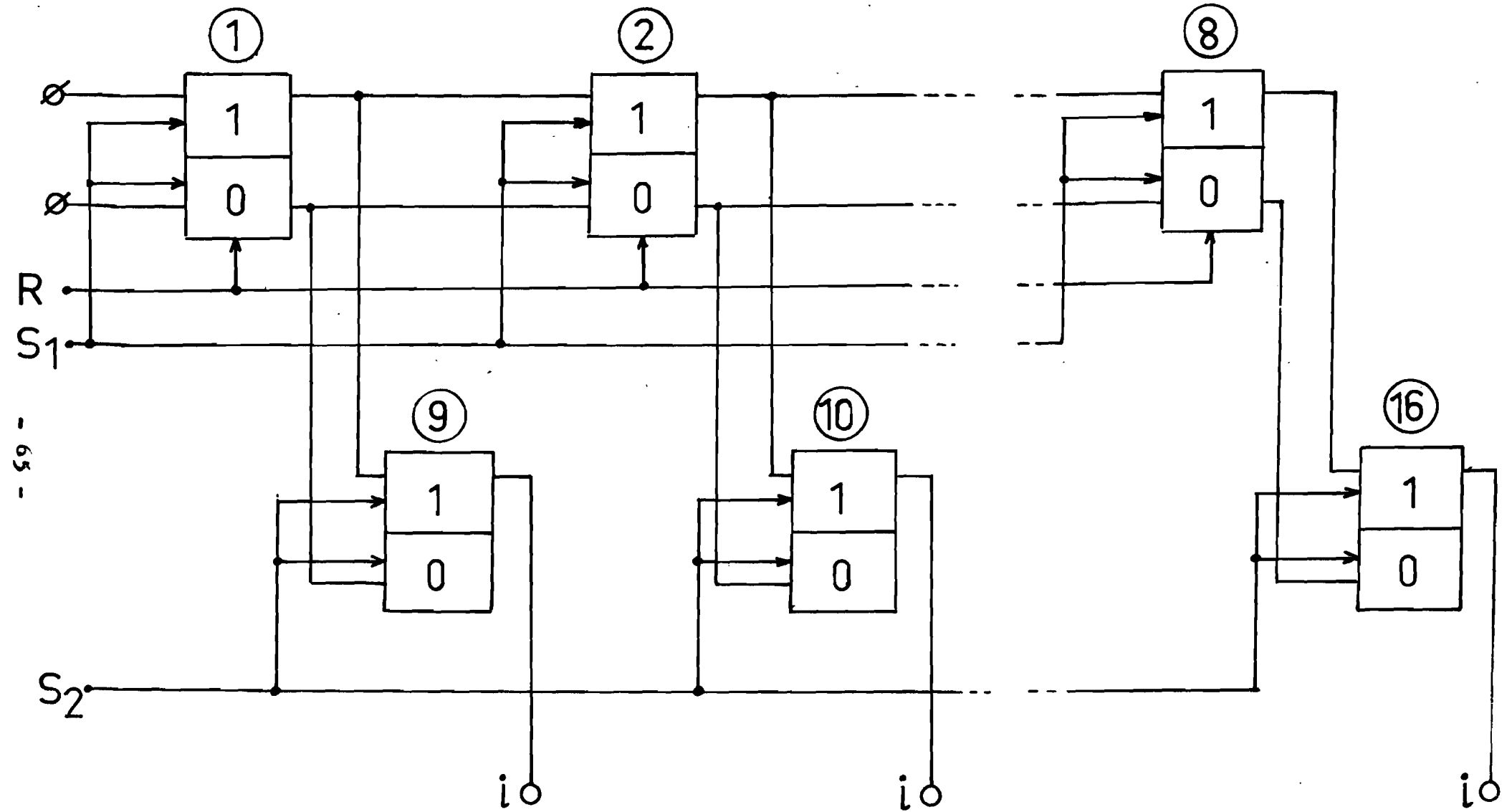
De pulsen voor S_2 en R worden hiervan middels tijdsvertragingen afgeleid.

Voor het principe van vertraging met een monostabiele multivibrator zie hoofdstuk 3.6.3. en 3.6.5.

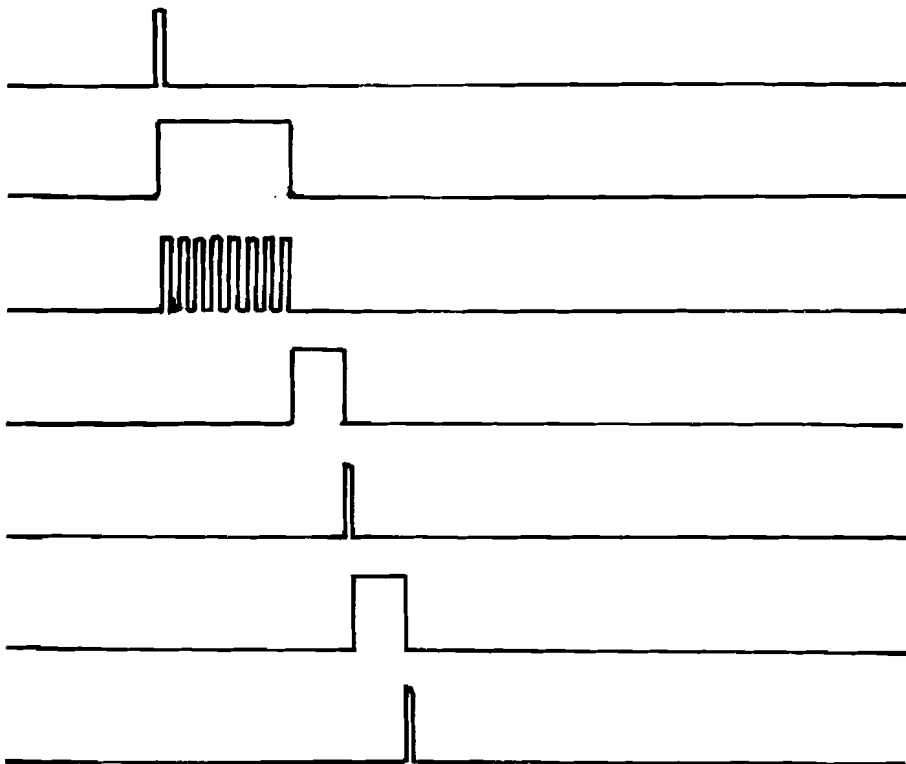
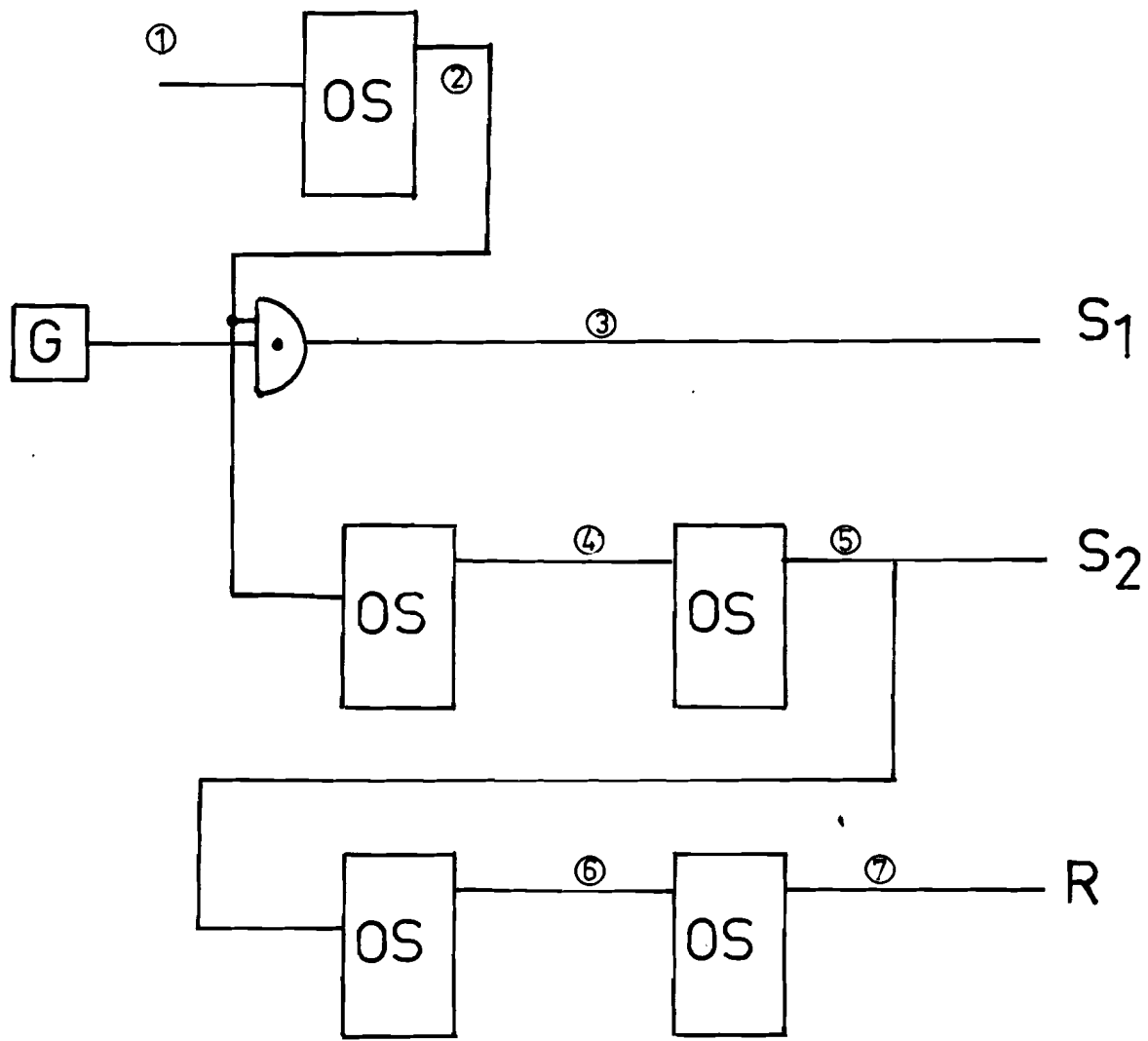
3.7.3. digitaal-analoog omzetter

Het uitlezen van het register in de demodulator zal afhankelijk zijn van de wijze waarop de informatie moet worden vastgelegd.

In dit geval is er van uitgegaan dat we een analoog signaal willen hebben, b.v. voor een wijzerinstrument of schrijver.



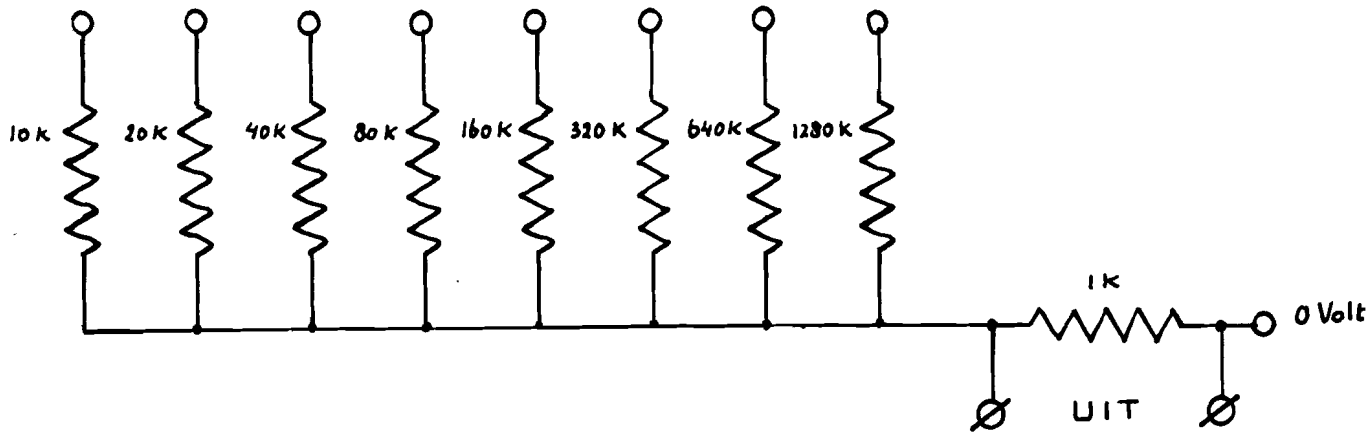
figuur 3.7.1.1.



figuur 3.7.2.1.

Aan de uitgangen van de flip-floppen van het register wordt in dat geval een weerstandsnetwerk opgebouwd dat zo is gedimensioneerd dat de uitgangsströmen van die flip-floppen welke de waarde " 1 " hebben, een factor twee verschillen.

Daarbij is de spanningsval constant (0V → 0V, of 0 → -6V) en de weerstandswaarden een factor twee verschillend gemaakt. De maximale belastingsstroom van de gebruikte flip-floppen is 0,7 mA; daartoe is de grootste stroom gekozen 0,6 mA (6V en 10kΩ).



De stroom wordt in een spanning omgezet door te meten over een weerstand van 1 kΩ.

De minimale stroom is dus $\frac{6}{1280}$ mA (stand 00000001)

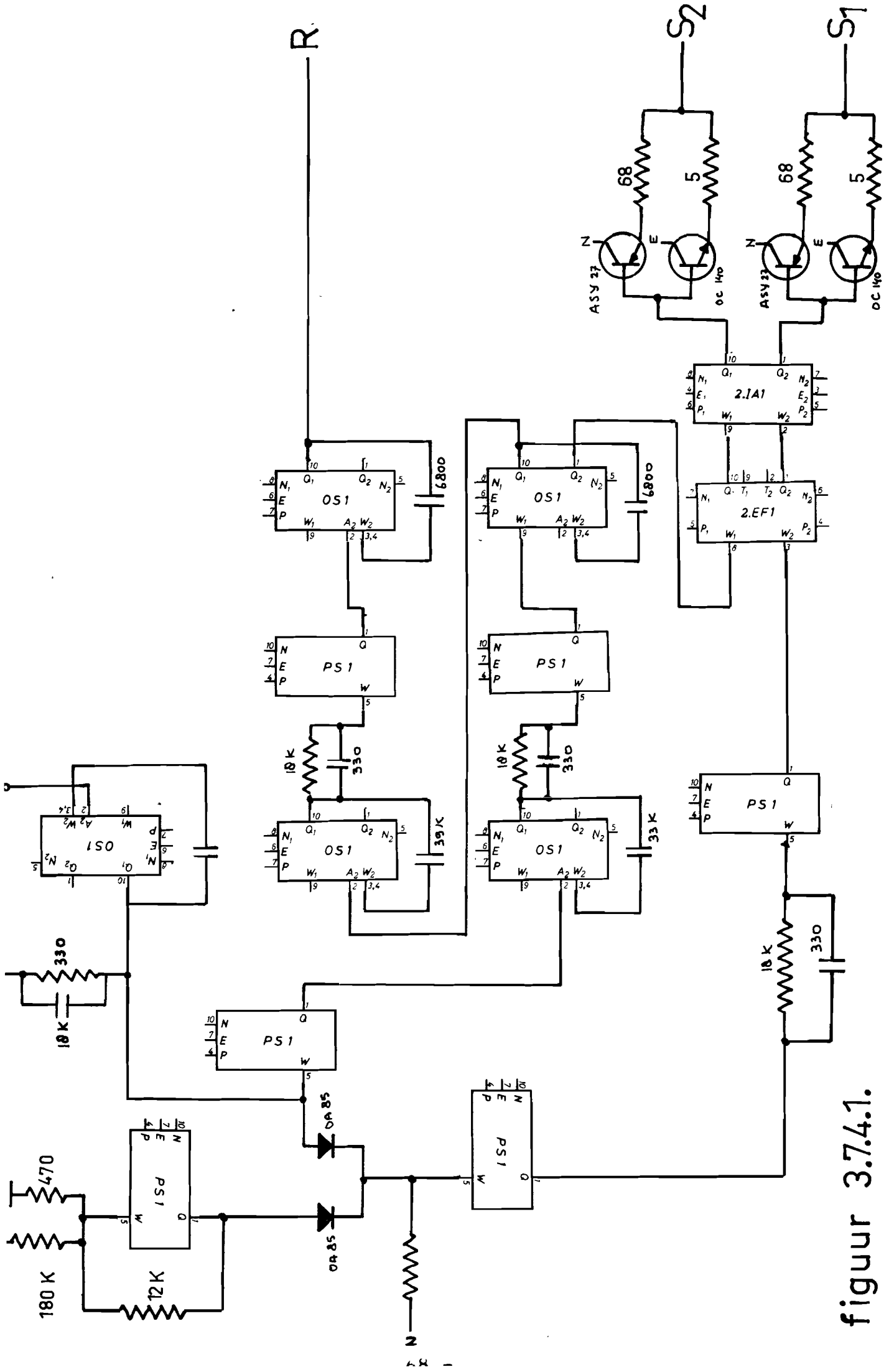
de maximale stroom $\frac{6}{1280} + \frac{6}{640} + \frac{6}{320} + \dots + \frac{6}{20} + \frac{6}{10}$ mA

(stand 11111111). De spanningen dus resp. 5 en 1200 mV.

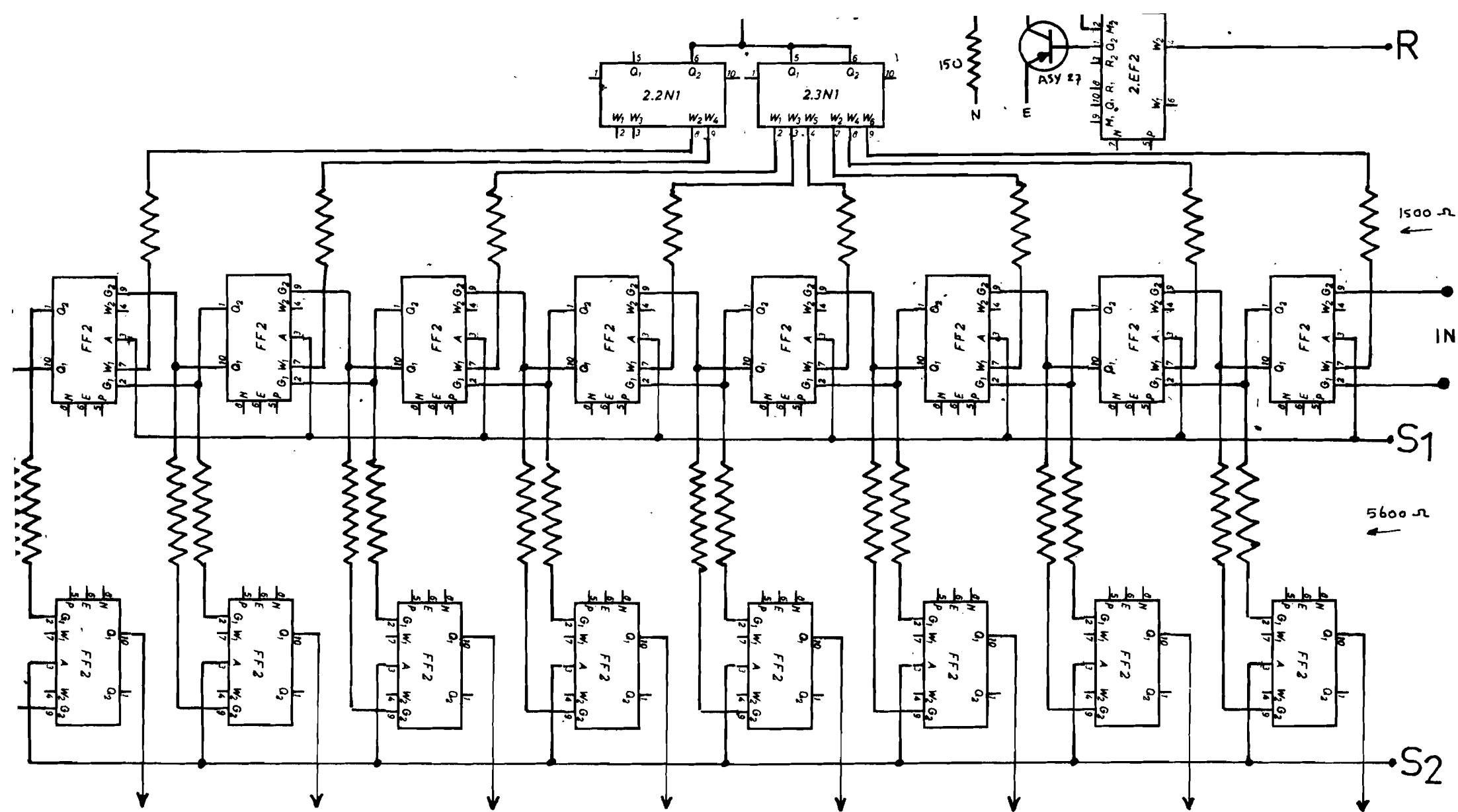
3.7.4. uitgewerkt totaalschema.

In de figuren 3.7.4.1. en 3.7.4.2. is de totale schakeling van de demodulator getekend.

Voor algemene opmerkingen zie hoofdstuk 3.6.5.



figur 3.7.4.1.



figuur 3.74.2.

3.8. Resultaten

3.8.1. algemeen

- a) Bij de opzet van het PCM-systeem is ervan uitgegaan dat de schuifpulsen die de informatie uit het register van de modulator en de schuifpulsen die de informatie in het register van de demodulator schuiven volledig synchroon zijn.

Gebeurt dit niet dan krijgen we, omdat de schakeling dit interpreteert als meer of minder als acht pulsen, een niet voldoende of te ver schuiven in de registers en dientengevolge een verkeerde aanwijzing.

In de beschreven schakeling is voor een synchronisatiepuls uitgegaan van een apart kanaal en daarbij is dus gedacht aan multiplexing zoals beschreven in hfst. 1.2.

Ingeval van één kanaal kan de synchronisatiepuls ook als eerste puls (een "1") meegestuurd worden. Dit kan bereikt worden door het register van de modulator uit te breiden met één flip-flop die constant de waarde "1" heeft. Bij uitschuiven krijgen we dan dus eerst een één en dan de informatie in puls code. Aan de demodulator moet deze eerste puls het programma starten zoals beschreven in hfst. 3.7.2.

Voor de synchronisatiepuls gebruikt men ook vaak een puls die breder is of een grotere amplitude heeft als de overige pulsen.

- b) Bij het dimensioneren van de modulator is uitgegaan van een negatieveingangsspanning (zie fig. 3.6.6.1.). Het verzenden van een signaal dat positieve en negatieve waarden kan aannemen moet dan dus eerst op een zodanig niveau gebracht worden dat de ingangsspanning de negatieve waarden doorloopt zoals aangegeven in figuur 3.6.6.1. Een maximum betekent dan 255 telpulsen, een minimum 1 telpuls en een nuldoorgang 128 telpulsen.

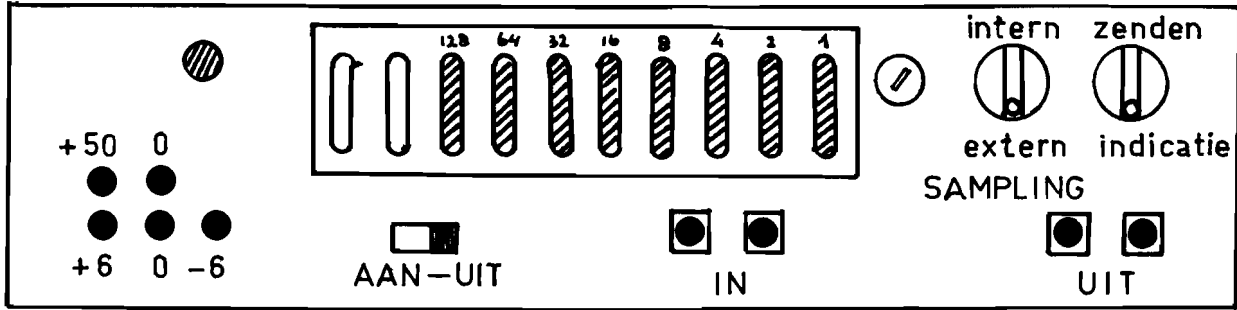
Aan de demodulatorzijde moet in dat geval middels een potentiometerschakeling de voltmeter voor een aanwijzing van 128 pulsen op nul geregeld worden.

- c) In de modulator is een generator ingebouwd voor de pulsen die de sample-frequentie leveren; deze generator is ingesteld op 250 Hz, overeenkomstig hfst. 3.5.1.

Men kan echter de klokpulsen ook uitwendig aanbrengen en aldus variëren; schakelaar "SAMPLING", aangebracht op het front-paneel, moet dan in de stand "extern" staan.

synch. ext.

ZIJ

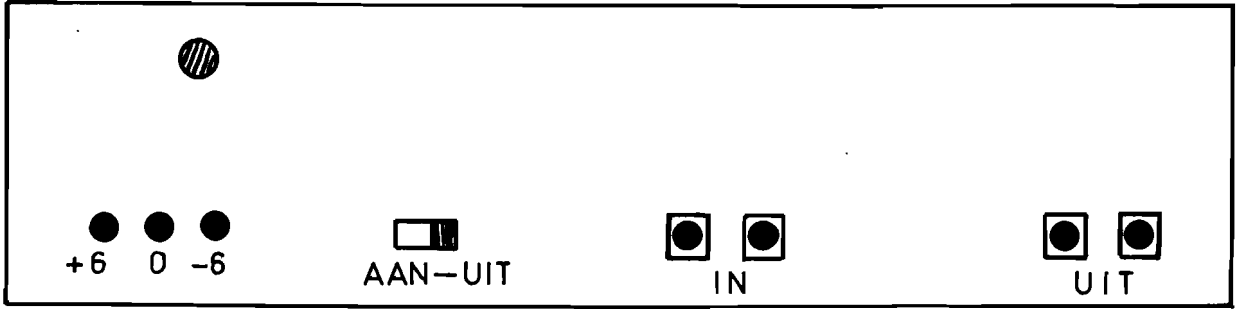


MODULATOR

- 71 -

synch.

ACHTER



DEMODULATOR

figuur 3.8.1.

d) Figuur 3.8.1. geeft het vooraanzicht van modulator en demodulator.

3.8.2. metingen

Aan het totale PCM-systeem zijn metingen verricht voor het geval als meetsignaal een sinusvormige spanning wordt gekozen.

Op een schrijver zijn òn dit meetsignaal òn de uitgang van de demodulator geregistreerd. Voorbeelden daarvan zijn te vinden in de figuren 3.8.2.1 t/m 3.8.2.3. voor respectievelijk 0,25, 0,25 en 0,025 Hertz als frequentie van het meetsignaal.

Daarbij is de amplitude van het meetsignaal zodanig gekozen dat het werkgebied van de pulsbreedtemodulator een lineair karakter heeft.

3.8.3 conclusies en uitbreidingsmogelijkheden.

1 In hoofdstuk 3 is beschreven een verremeetsysteem voor Puls Code Modulatie.

Het systeem is bedoeld voor meetsignalen met een frequentiebereik van 0-100 Hertz; dit bereik is uit te breiden wanneer de samplepulsen van een uitwendige generator worden afgenomen.

De lineariteit, voornamelijk bepaald door de pulsbreedtemodulator, is afhankelijk van de grootte van het meetsignaal, voor 0-0,5 V 0,3 % en voor 0-4 V: 3%.

De nauwkeurigheid van de metingen is ongeveer 0,5 %.

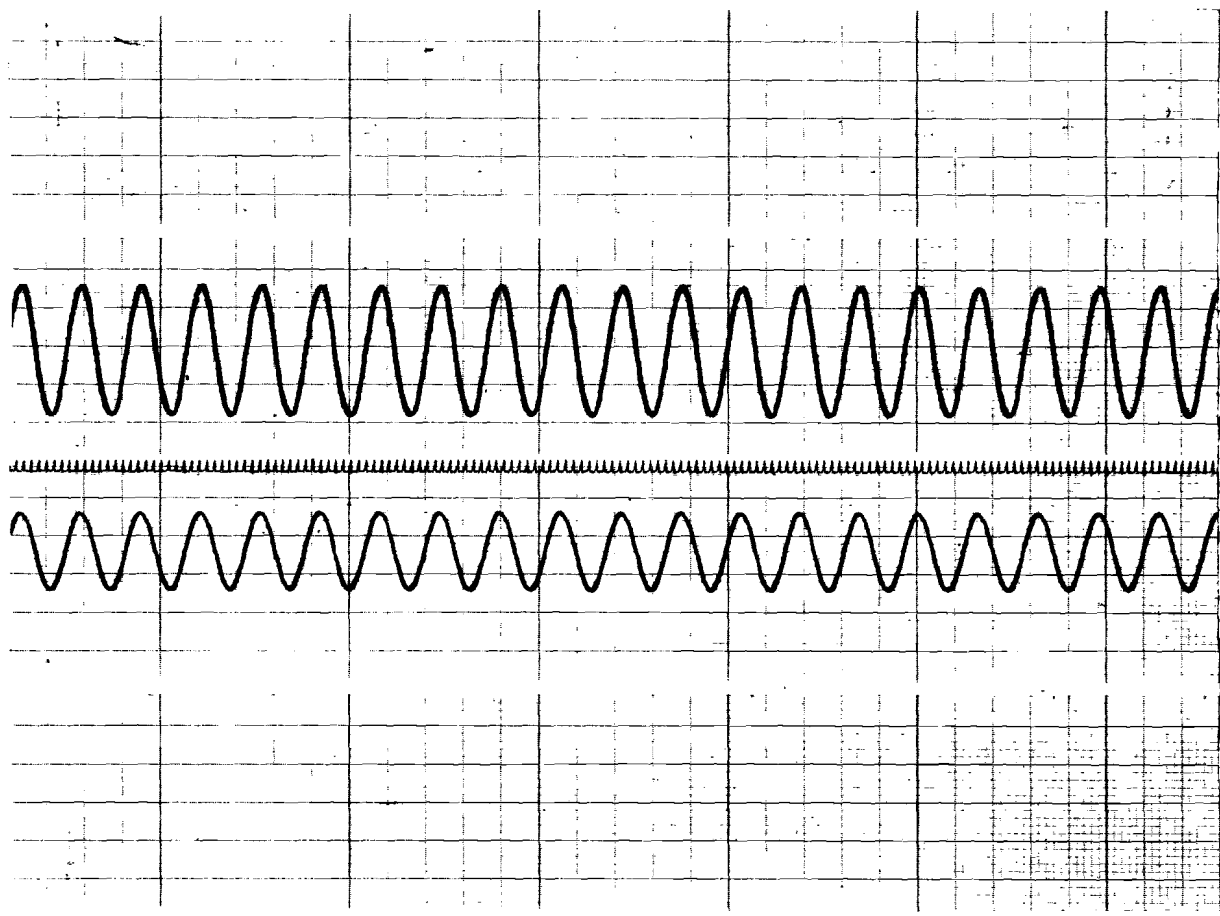
2. Bij het beschreven systeem voor Puls Code Modulatie is gebruik gemaakt van pulsbreedtemodulatie; men kan dus ook spreken van FDM-PCM modulatie.

3. Bij de pulsbreedtemodulator is de meetspanning omgezet in een analoog tijdsinterval.

Hiervoor is gebruik gemaakt van een monostabiele multivibrator. Een andere mogelijkheid is om gebruik te maken van een lineair met de tijd toenemende spanning - een zaagtandspanning-.

De tijd die de zaagtandspanning nodig heeft om de waarde van de meetspanning te bereiken is een maat voor de meetspanning. Deze methode biedt de volgende moeilijkheden:

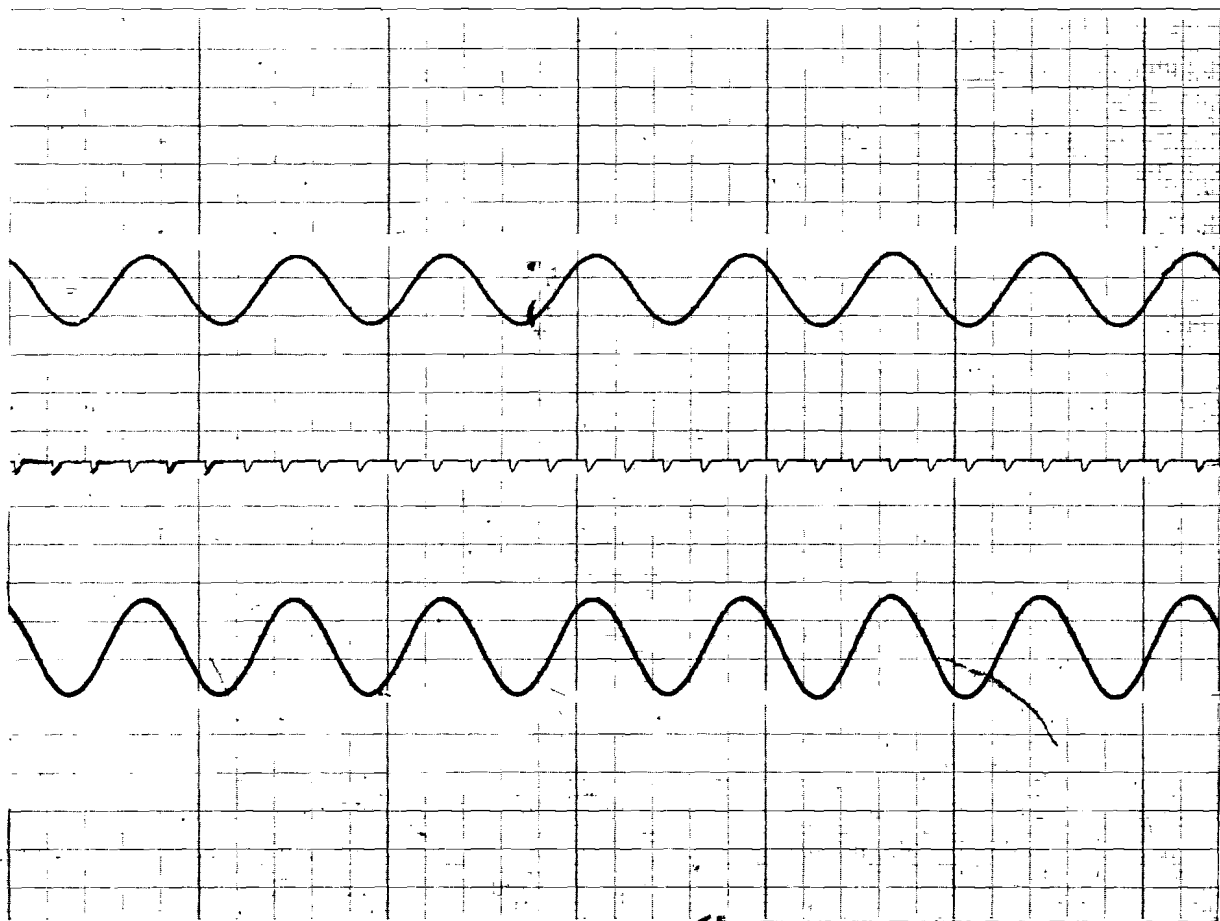
- a. het beginpunt van de zaagtand ligt niet nauwkeurig vast.
- b. aan de stabiliteit van de helling en de lineariteit van de zaagtand worden hoge eisen gesteld.



IN

UIT

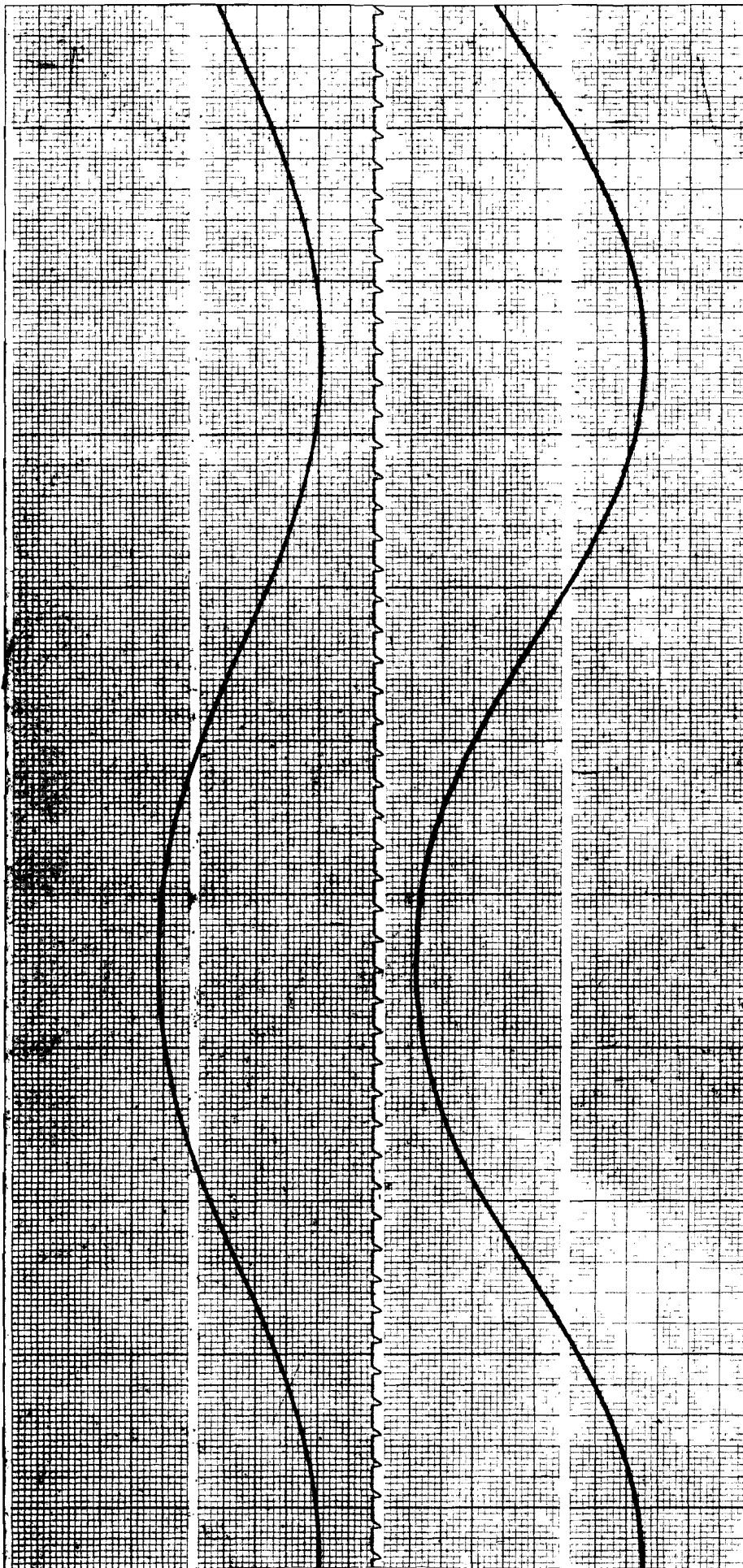
Figuur 3.8.2.1.



IN

UIT

Figuur 3.8.2.2.



Figur 3.8.2.3.

Schakelingen die aan deze eisen voldoen, gebaseerd op de Miller-integrator, zijn erg gecompliceerd en daarom minder aantrekkelijk.

Naast de mogelijkheid de meetspanning om te zetten in een analoge tijdsinterval, wordt nog genoemd de mogelijkheid om de meetgrootte om te zetten in een analoge frequentie. Ook deze techniek geeft geen al te goede eigenschappen voor de nauwkeurigheid.

4. Het gebouwde systeem is bedoeld voor één meetkanaal; het kan echter uitgebreid worden voor meerdere meetkanalen. De maximale pulsbreedte van het uitgangssignaal van de pulsbreedtemodulator moet dan echter kleiner worden en wel zodanig dat meerdere pulsen en de daarbij behorende programma's mogelijk zijn binnen de tijd van sampling (4 msec). De frequentie van de telpulsen moet bij deze nieuwe maximale pulsbreedte uiteraard aangepast worden, zodat ook de nieuwe pulsbreedte opgebouwd kan worden uit 255 telpulsen.

5. De invloed van storingen is niet onderzocht, doch het mag verwacht worden dat PCM de beste resultaten levert bij vergelijking van andere vormen van modulatie.

De informatie is namelijk niet aanwezig in een eigenschap van de draaggolf (bij pulsmodulatie een puls) maar alleen in de aan- of afwezigheid van b.v een puls. Wanneer we dus maar kunnen constateren of een puls al of niet aanwezig is, kunnen vervormingen worden toegelaten.

Door met opzet ruis toe te voegen kan de mate van vervorming, voordat een foute transmissie optreedt, worden onderzocht.

6. Behalve het aantasten van de pulsvorm kan het gebeuren dat een puls door een plotselinge storing verdwijnt. Er bestaan verschillende methoden om een dergelijke storing te kunnen constateren (en daarmee de informatieoverdracht af te keuren) of te corrigeren.

Deze methoden berusten op één of meer van de volgende drie principes:

a. De informatie wordt meer dan éénmaal uitgezonden.

Aan de ontvang zijde wordt dan elk geval in een register opgenomen.

Na ontvangst van de laatste herhaling wordt de inhoud van de registers onderling vergeleken, zodat bij eventuele verschillen een foutsignalering gegeven kan worden.

- b. De ontvanger zendt de binnengekomen informatie terug naar de zender, waar deze gecontroleerd wordt.

Al naar gelang het resultaat van deze controle wordt dan een teken naar de ontvanger gezonden of deze op herhaling moet wachten of niet.

- c. Er wordt gebruik gemaakt van een storing signalerende code, d.w.z. een code die een karakteristieke gedaante heeft, welke bij storingen verloren gaat.

Methoden a en b hebben het voordeel dat elke code toegepast kan worden; zij zijn evenwel bijzonder tijdrovend. Een voorbeeld van c is de zgn "2 uit 5-code", waarbij steeds twee enen en drie nullen voorkomen.

- 7. Het probleem van de synchronisatie, gezien in een totaal verremeetsysteem, verdient nog aandacht en uitwerking.

4. ENIGE OPMERKINGEN OVER EEN PCM - FM SYSTEEM.

4.1. Een systeem zoals dat is beschreven in hoofdstuk 3 wordt zelden of nooit als afzonderlijk verremeetsysteem gebouwd, doch in combinatie met een andere modulatiemethode, vaak frequentie - modulatie (zie ook 1.3).

In het aldus verkregen PCM - FM systeem kunnen we, bij meerdere meetgegevens, op twee manieren samenstellen ("multiplexing") In het eerste geval (fig.4.1.1.) wordt voor elk meetsignaal een PCM-modulator gebouwd en de verschillende puls code gemoduleerde signalen samengesteld (M = multiplexing) en toegevoerd aan de FM-modulator.

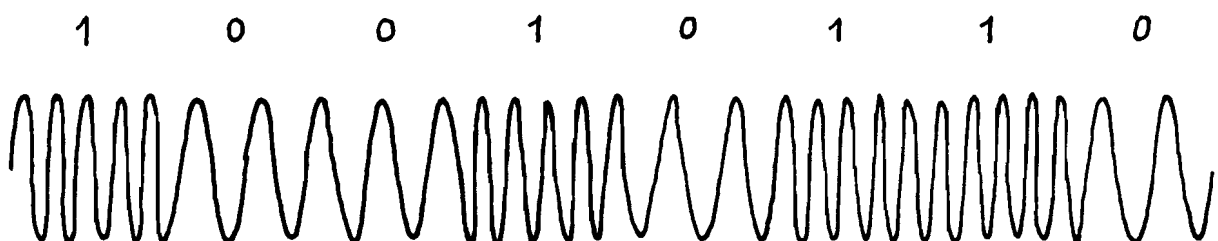
In het tweede geval (fig.4.1.2) worden eerst de verschillende meetsignalen afgetast en daarna toegevoerd aan de PCM-modulator. De sample-frequentie van de PCM-modulator is gelijk aan de af-tastfrequentie van de getekende schakelaar; binnen de sample-tijd hebben we dan dus meerdere kanalen. (In het beschreven systeem is uitgegaan van één kanaal).

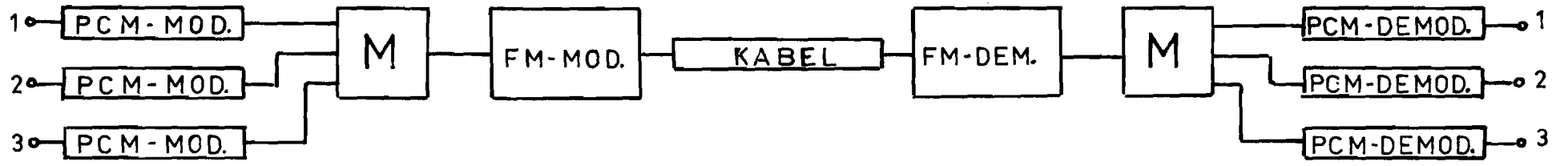
In een PCM - FM systeem ontvangt de FM modulator een signaal met slechts twee waarden (nl. pulsen, dus een "0" of een "1", d.i. -6 of 0 Volt). Het FM signaal kent dus slechts twee frequenties, nl. die frequentie welke overeenkomt met -6V en die welke overeenkomt met 0V. (zie verder 4.2.).

We hebben dan dus in dit geval eigenlijk een modulatiemethode verkregen welke bekend staat als "Frequency Shift Keying" (F.S.K), zoals gebruikt in de radiotelegrafie.

(Het zij opgemerkt dat het gebouwd FM-systeem op de beschreven wijze niet met deze opzet is gebouwd; een F.S.K.-systeem is namelijk aanmerkelijk eenvoudiger).

4.2. Wordt het puls code gemoduleerd signaal frequentie gemoduleerd, dan zal het FM-signaal twee frequenties bevatten, nl. bij een "0" de draaggolffrequentie ω_0 en bij een "1" een frequentie ω_1 .
Bijvoorbeeld:



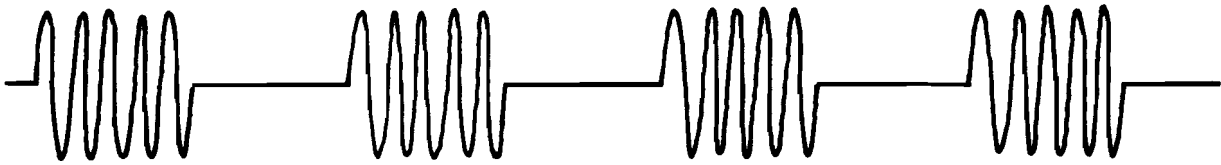


figuur 4.1.1.



figuur 4.1.2.

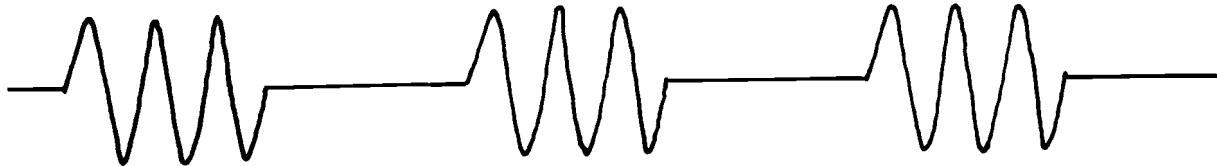
Voor een signaal met afwisselend 0 en 1 kunnen we dit signaal analyseren als twee tijdfuncties, waarvoor we voor ieder afzonderlijk in ongemoduleerde vorm reeds het spectrum hebben afgeleid in hoofdstuk 3.2.



Ongemoduleerd: $f(t) = \frac{1}{2}E + \frac{2E}{\pi} (\cos \omega t/1 + \cos 3\omega t/3 + \dots)$

Voor gemoduleerde signaal (frequentie ω_0) :

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= E \cdot \cos \omega_0 t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} (\cos \omega t/1 + \cos 3\omega t/3 + \dots) \right] \\ &= \frac{1}{2}E \cos \omega_0 t + \frac{E}{\pi} \left[\cos (\omega_0 + \omega) t + \cos (\omega_0 - \omega) t \right] + \\ &\quad + \frac{E}{3\pi} \left[\cos (\omega_0 + 3\omega) t + \cos (\omega_0 - 3\omega) t \right] + \dots \end{aligned}$$



Ongemoduleerd: $f(t) = \frac{1}{2}E - \frac{2E}{\pi} (\cos \omega t/1 + \cos 3\omega t/3 + \dots)$

Voor gemoduleerde signaal (frequentie ω_1) :

$$\begin{aligned} \varphi(t) &= \frac{1}{2}E \cos \omega_1 t - \frac{E}{\pi} \left[\cos (\omega_1 + \omega) t + \cos (\omega_1 - \omega) t \right] + \\ &\quad - \frac{E}{3\pi} \left[\cos (\omega_1 + 3\omega) t + \cos (\omega_1 - 3\omega) t \right] + \dots \end{aligned}$$

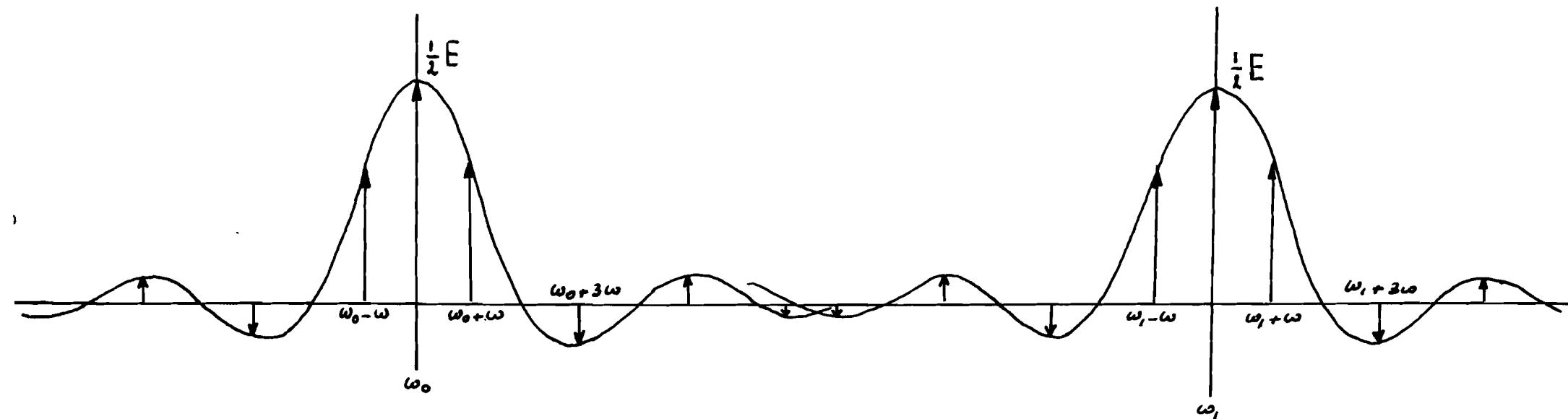
Het spectrum van het ongemoduleerde signaal is voor beide gevallen identiek en reeds aangegeven in figuur 3.2.2.

Het spectrum van een gemoduleerde pulstrein is aangegeven in de linker helft van fig.4.2.1. Het bevat, zoals uit bovenstaande uitdrukkingen blijkt, behalve de draaggolffrequentie (bv. ω_0) een oneindig aantal nevenfrequenties (bv. $\omega_0 + \omega$, $\omega_0 - \omega$, $\omega_0 + 3\omega$, $\omega_0 - 3\omega$, etc) Definieren we de bandbreedte als de frequenties welke overeenkomen met een amplitude van $0,01 \cdot E$ dan is, zoals dat in dezelfde figuur ook reeds is gedaan voor frequentie-modulatie met sinusvormige modulatie, in fig.2.1.2.1. het verband tussen de afname van de bandbreedte en de modulatie-index.

Voor het PCM - FM signaal dat afwisselend een "0" (ω_0) en een "1" (ω_1) bevat, is in fig.4.2.1. het totale spectrum getekend. Het verschil in frequentie tussen ω_0 en ω_1 bepaalt de mate waarin de nevenfrequenties van elk nog meegenomen worden.

Het is bijvoorbeeld reëel om te kiezen $\omega_1 - \omega_0 = 4 \cdot \omega$.

AMPLITUDE
FREQUENTIE



figuur 4.2.1.

BIJLAGE I

Een functie van de tijd $f(t)$ is eenduidig en voldoende bekend, wanneer voor de sample-frequentie f_0 gekozen wordt twee maal de hoogst voorkomende frequentie in het signaal $f(t)$,

met andere woorden:

een functie van de tijd $f(t)$, welke geen grotere frequentiecomponenten bevat als f_0 Hertz, is eenduidig bepaald door de waarden van $f(t)$ op tijdstippen, welke een tijdsinterval van $\frac{1}{2} \cdot f_0$ seconde maken.

we voeren in de Fourier-getransformeerde van $f(t)$: $F(\omega)$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (1)$$

Daar $f(t)$ geen frequentiecomponenten bevat met frequenties groter als f_0 , kunnen we schrijven dat:

$$F(\omega) = 0 \quad \text{voor} \quad |\omega| > 2\pi f_0 \quad (2)$$

Voor het terugtransformeren geldt:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

welke vorm met (2) overgaat in

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_0}^{2\pi f_0} F(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad (4)$$

Wanneer we alleen kijken naar de waarde van $f(t)$ op tijdsintervallen $\frac{1}{2} \cdot f_0$ is dus

$$f\left(\frac{n}{2 \cdot f_0}\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_0}^{2\pi f_0} F(\omega) \cdot e^{j\omega n / 2 \cdot f_0} d\omega \quad \text{bekend.} \quad (5)$$

De Fouriergetransformeerde van $f(t)$, $F(\omega)$ kunnen we in het interval van $-2\pi f_0$ tot $2\pi f_0$ in een Fourierreeks ontwikkelen:

$$F(\omega) = \sum_n c_n \cdot e^{j\omega n / 2 \cdot f_0} \quad (6)$$

$$\text{met } c_n = \frac{1}{4\pi f_0} \int_{-2\pi f_0}^{2\pi f_0} F(\omega) \cdot e^{-j\omega n / 2 \cdot f_0} d\omega \quad (7)$$

Vergelijken we (5) met (7) dan zien we dat geldt:

$$c_n = \frac{1}{2 \cdot f_0} f\left(\frac{-n}{2 \cdot f_0}\right) \quad (8)$$

De functie $f(t)$ ten tijde $\dots\dots\dots \frac{-2}{2 \cdot f_0}, \frac{-1}{2 \cdot f_0}, 0, \frac{1}{2 \cdot f_0}, \frac{2}{2 \cdot f_0}, \dots\dots\dots$

was echter bekend (zie (5)), dus ook de waarden van c_n zijn bepaald.

Deze coëfficiënten c_n bepalen het spectrum $r(\omega)$ en $F(\omega)$ bepaalt weer $f(t)$ voor alle waarden van t .

Gaan we nu de oorspronkelijke functie reconstrueren, dan gaan we weer uit van (6):

$$F(\omega) = \sum_n c_n \cdot e^{j\omega n/2 \cdot f_0} \quad \text{voor } |\omega| < 2\pi f_0$$

$$F(\omega) = 0 \quad \text{voor } |\omega| > 2\pi f_0 .$$

Terugtransformeren:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-2\pi f_0}^{2\pi f_0} \sum_n c_n \cdot e^{j\omega n/2 \cdot f_0} \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

$$= 2 \cdot f_0 \sum_n c_n \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t + n)}{\pi(2 \cdot f_0 t + n)} \quad (9)$$

(8) en (9) gesubstitueerd:

$$f(t) = \sum_n f\left(\frac{-n}{2 \cdot f_0}\right) \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t + n)}{\pi(2 \cdot f_0 t + n)} =$$

$$= \sum_n f\left(\frac{n}{2 \cdot f_0}\right) \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t - n)}{\pi(2 \cdot f_0 t - n)} .$$

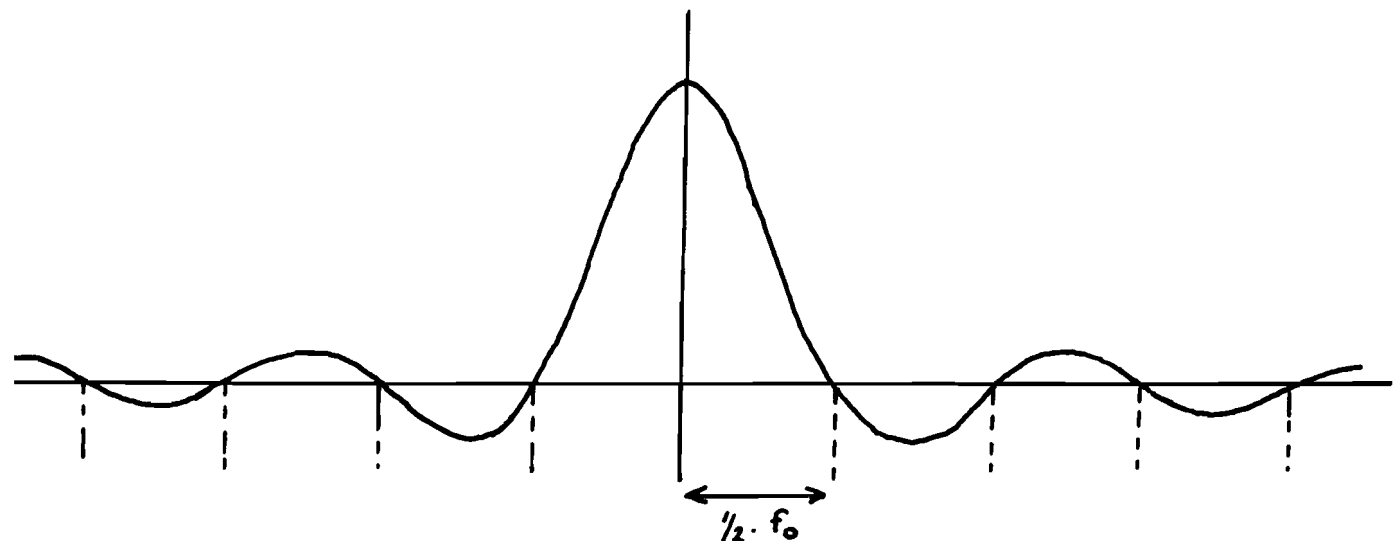
Dit betekent dat de functie $f(t)$ beschouwd kan worden als de som van een reeks functies van de vorm $\frac{\sin x}{x}$. De functies hebben een maximum ten tijde $t = n/2 \cdot f_0$ ter grootte van de waarde van de functie $f(t)$ op dat tijdstip.

$$f(t) = \dots + f(-1/2 \cdot f_0) \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t + 1)}{\pi(2 \cdot f_0 t + 1)} +$$

$$+ f(0) \cdot \frac{\sin 2\pi f_0 t}{2\pi f_0 t} + f(1/2 \cdot f_0) \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t - 1)}{\pi(2 \cdot f_0 t - 1)} +$$

$$+ f(2/2 \cdot f_0) \cdot \frac{\sin \pi(2 \cdot f_0 t - 2)}{\pi(2 \cdot f_0 t - 2)} + \dots$$

De pulsen hebben de vorm zoals in onderstaande figuur is aangeduid. De pulsen welke gecentreerd zijn bij $t = n/2 \cdot f_0$ zijn nul bij $t = k/2 \cdot f_0$, waarbij $k \neq n$. Kijken we alleen op de tijdstippen $t = n/2 \cdot f_0$ dan zien we alleen die puls en geen der anderen.



BIJLAGE II.

Deze bijlage toont een aantal foto's (zie blz. 84), welke enkele spanningsvormen in de Puls Code Modulator illustreren. De foto's , genomen van het scherm van een oscillograaf, zijn te vergelijken met de getekende vormen in figuur 3.3.2. (blz. 42).

FOTO I

Achtereenvolgens (van beneden naar boven) de klokpulsen (de pulsbreedtemodulator wordt gestart op de positieve flanken), het pulsbreedtegemoduleerd signaal en het met deze breedte overeenkomende aantal telpulsen.

(Vergelijk resp. fig. 3.3.2.D. , 3.3.2.C. , 3.3.2.E.)

Sample-frequentie : 250 Hz .

Breedte PDM-signaal : 950 μ sec .

Amplitude : 5 V/cm

Tijdas: 1 cm = 1 msec

FOTO II

De acht schuifpulsen en het bijbehorende PCM-signaal.

(Vergelijk resp. fig. 3.3.2.G. en 3.3.2.K.)

Weergegeven code : 1 1 0 1 0 1 0 0

Amplitude : 5 V/cm

FOTO III

Voorbeeld van een PCM-signaal

Sample-frequentie : 330 Hz

Weergegeven code : 1 1 1 1 0 1 0 1

Amplitude : 5 V/cm

Tijdas: 1 cm = 1 msec

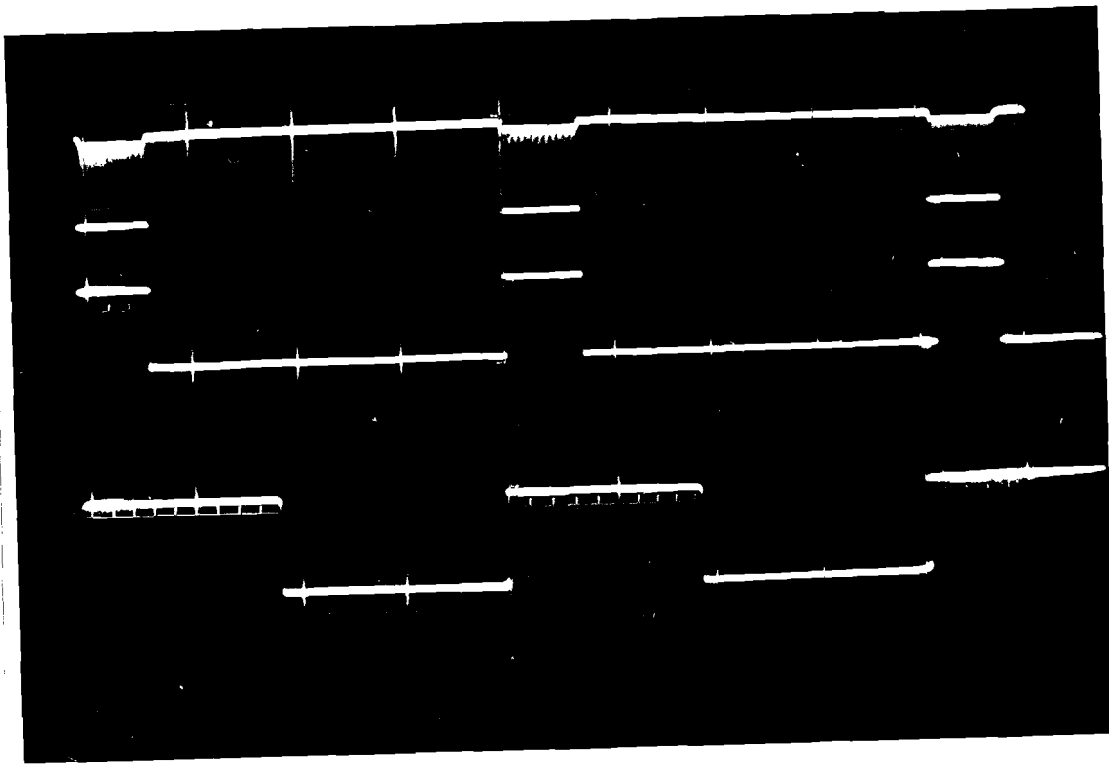


FOTO I

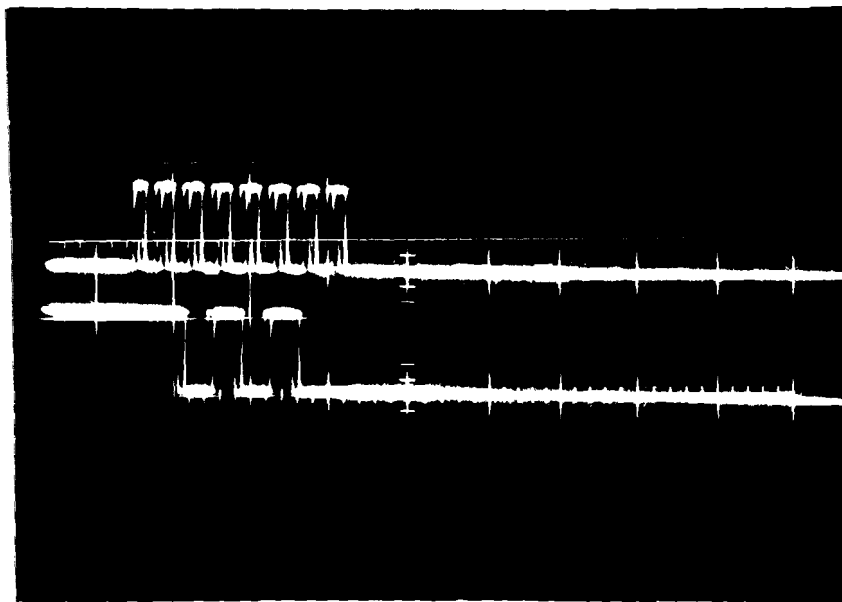


FOTO II

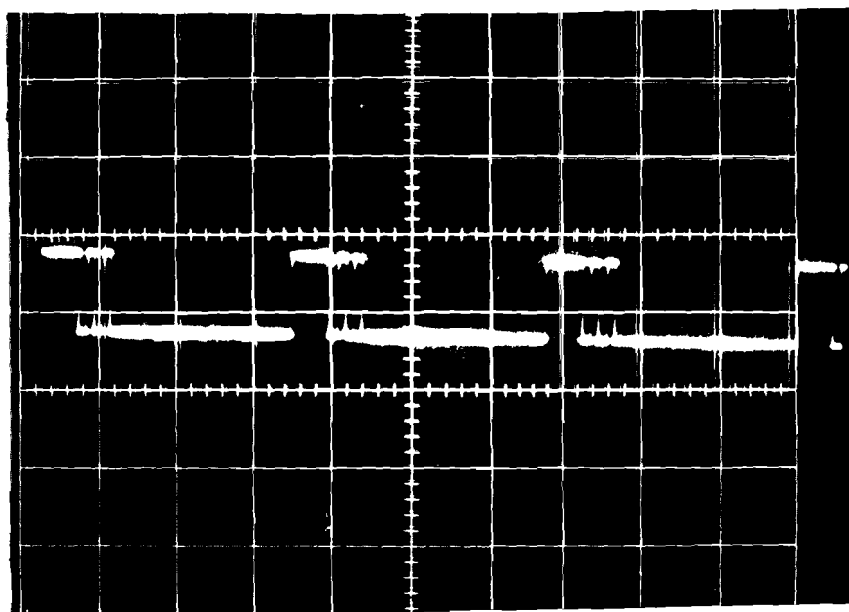


FOTO III

LITERATUUR

- Algemeen (1) Nichols and Rauch - Radio Telemetry
(2) Stiltz - Aerospace Telemetry
(3) Borden and Mayowells - Telemetering Systems
(4) Kinnard - Applied Electrical Measurements
- F.M. (5) Black - Modulation theory
(6) Moschni - Frequenz Modulation
(7) Arguimbau and Stuart - Frequency Modulation
(8) Crosby - Reactance tube frequency modulators
RCA Review vol 5 (1940-41) p.89
(9) Caputo and Highleyman - An analysis of a class of
variable frequency sinusoidal oscillators, using a
single active element
Proc. I.R.E. vol 50 (1962) p. 162
(10) Corrington - Variation of bandwidth with modulation
index in frequency modulation
Proc. I.R.E. vol 35 (1947)-II p. 1013
(11) Seeley and Avins - The ratio detector
RCA Review vol 8 (1947) p. 201
(12) Collegedictaat Elektronica (Knol)
- P.C.M. (13) Hölzler und Holzwarth - Theorie und Technik der Puls-
modulation
(14) Joyce and Clark - Transistor Circuit Analysis
(15) Susskind - Notes on Analog-Digital Techniques
(16) Millman and Taub - Pulse and Digital Circuits
(17) PHILIPS Circuit Blocks-Industrial components and materials
division
(18) Flood - Time Division Multiplex Systems
Electr. Eng. vol XXV (1953) p. 2,58,101,146
(19) Fedida - A system of Pulse Code Modulation
Electr. Eng. vol XXIV (1952) p. 356
(20) Grieg - Pulse Count Modulation
Electr. Comm. vol 24 (1947) p. 287
(21) Oliver, Pierce and Shannon - The philosophy of PCM
Proc. I.R.E. vol 36 (1948) p. 1324
(22) Collegedictaat Schakeltechniek (Heetman)
(23) Collegedictaat Pulstransmissie (van Zoest)