

TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT

Afdeling der Elektrotechniek

Aard : Afstudeerverslag
Omvang : 48 pagina's
Datum : 27 januari 1966

Lab./Afd.: Laboratorium voor Transmissie van Informatie

Auteur(s): P. van der Wurff

Titel : Spectra van puls code gemoduleerde signalen

Korte inhoud : Sommige vormen van P.C.M.-signalen, zoals bijvoorbeeld de tweede orde bipolaire code hebben een vermogensdichtheidsspectrum met spectrale nullen, terwijl in de onidellijke omgeving van een dergelijke "nul" slechts een zeer gering vermogen getransporteerd wordt. Nagegaan is wat de invloed op het oogdiagram van het P.C.M.-signaal is indien dit frequentiegebiedje niet meegezonden wordt. Om het informatie transporterende P.C.M.-signaal na te bootsen is een elektronische kruis-of-munt werper gebouwd die een tempo van twee miljoen "werpen" per seconde kan bereiken.

- INHOUDSOPGAVE -

pagina:

0.	Litteratuur	
1.	Inleiding	1
2.	Enige vormen van P.C.M.-signalen	3
2.1.	De binaire code	3
2.2.	De unit disparity code	4
2.3.	Time-polarity control	5
2.4.	De eerste orde bipolaire code	5
2.5.	De tweede orde bipolaire code	10
3.	Een elektronische kruis-of-munt werper	11
3.1.	Inleiding	11
3.2.	Het Goto-paar	12
3.3.	Praktische uitvoering	14
3.4.	Stabilisatie	16
4.	De tweede orde bipolair convertor	20
5.	Het oogdiagram	22
5.1.	Inleiding	22
5.2.	De invloed van een onderdoorlatend kanaal op de ooghoogte	24
5.3.	Invloed van een bandsperfilter op het oogdiagram	27
5.3.1.	Inleiding	27
5.3.2.	Spectra van verscheidene impulspatronen	27
5.3.3.	Responsie Bandsperfilter	30
5.3.4.	Proefopstelling	32
6.	Conclusies	34
	Bijlage 1: Berekening van de vermogensdichtheidsspectra van informatie transporterende P.C.M.-signalen.	36
	Bijlage 2: Schema kruis-of-munt werper	39
	Bijlage 3: Vermogensspectra van enige P.C.M.-signalen (gemeten)	41
	Bijlage 4: Hoogte van het oogdiagram als functie van de grensfrequentie voor twee verschillende "kanalen", spectra van symbolen van 5 binalen en foto's van enige oscillogrammen.	43

0. Litteratuur.

1. Wagenaar. Verslag diplomawerk. Lab.v.Transmissie van Informatie.
2. Mayo. A bipolair repeater for pulse code modulation. Bell System Monograph.
3. Aaron. P.C.M.-transmission in the exchange plant. Bell System Monograph.
4. Davis. An experimentel P.C.M.-system for short-haul trunks. Bell System Monograph.
5. Dingjan. Verslag diplomawerk. Lab.v. Transmissie van Informatie.
6. Mayer. Prinzipien der Puls Code Modulation.
7. van Gerwen. On the generation and application of pseudo ternary codes in pulsmodulation. Philips Research Reports 20, 469-484, 1965
8. Cattermole. Low disparity codes and coding for P.C.M.
9. Distelbrink. Verslag diplomawerk. Lab. v. Transmissie van Informatie.
10. Kharkevich. Spectra and analysis.

1. Inleiding.

Om de eigenschappen van communicatiesystemen te leren kennen maakt men veelvuldig gebruik van eenvoudige, periodieke testsignalen. Deze methode voldoet in vele gevallen goed, hoewel een periodiek testsignaal weinig overeenkomst vertoont met de signalen waarmee informatie getransporteerd wordt. Inmers, het verloop van laatgenoemde signalen als functie van de tijd is niet van te voren bekend. Zij kunnen slechts gekarakteriseerd worden door hun statistische eigenschappen.

Men kan echter, als men daar behoefte aan heeft, het informatie transporterende signaal nabootsen met een ruissignaal dat dezelfde statistische eigenschappen heeft. (Men kan b.v. ruis met een vlak vermogensspectrum en een normale amplitudeverdeling toepassen indien men in een frekwentie-multiplexsysteem met veel kanalen de intermodulatie-ruis wil meten.)

Niet alle signalen laten zich zo eenvoudig imiteren door een ruissignaal. In het bijzonder het pulscodemoduleerde signaal met zijn specifieke "ja-nee" karakter leent zich er niet voor.

Op dit laboratorium beschikken we voor het testen van P.C.M.-repeaters e.d. slechts over een symboolgenerator, waarmee een impulspatroon van 7 binalen opgewekt kan worden. Dit testsignaal, hoewel in vele gevallen toereikend, kan door het periodieke karakter niet in voldoende mate het informatietransporterende P.C.M.-signaal nabootsen.

Om een beter testsignaal op te wekken kan men in principe twee wegen volgen:

- a. De quasi-random generator, waarbij men m.b.v. een teruggekoppeld schuifregister een in principe periodiek signaal opwekt, waarvan de periode echter voldoende groot gekozen wordt.
- b. De random generator, waarbij het opgewekte impulspatroon afgeleid wordt van een ruissignaal.

Hier is gekozen voor de laatste oplossing. De schakeling is beschreven in hoofdstuk 3.

Er zijn P.C.M.-codes waarbij het spectrum van het signaal één of meer "nullen" vertoont. Het gemiddeld vermogen dat op frekwenties in de omgeving van zo'n spectrale nul uitgezonden wordt, is dan zo gering dat men in de verleiding zou kunnen komen dit ogenschijnlijk onbelangrijke deel van het spectrum niet mee te zenden om b.v. met minder bandbreedte te kunnen volstaan. Het gevaar van deze redenering schuilt in het feit dat slechts het gemiddelde vermogen in dit gebied klein is. Het is denkbaar dat een bepaald symbool (een bepaald impulspatroon) gedurende een korte tijd een belangrijk deel van het vermogen juist in dit frekwentiegebiedje met zich mee brengt.

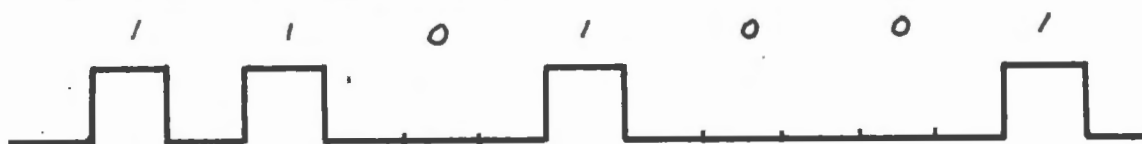
Wordt dit deel van het spectrum gesperd, dan zou het betreffende symbool ernstig verminkt kunnen worden.

Het is duidelijk dat bij het praktische onderzoek naar dit verschijnsel dat zozeer door de statistiek van het P.C.M.-signaal bepaald wordt, een testsignaal met dezelfde statistische eigenschappen als het betreffende P.C.M.-signaal bijzonder nuttig kan zijn.

2. Enige vormen van P.C.M.-signalen.

2.1. De binaire code.

De eerste vorm van het P.C.M.-signaal, die zich bij een beschouwing van het principe van pulscodemodulatie aan ons opdringt, is die, waarbij een symbolische "1" als een impuls en een symbolische "0" als de afwezigheid van een impuls wordt uitgezonden.



figuur 1

Indien we veronderstellen dat alle niveaus van het gequantiseerde basisbandsignaal gelijkwaarschijnlijk zijn, kunnen we over lange tijd evenveel nullen als enen verwachten.

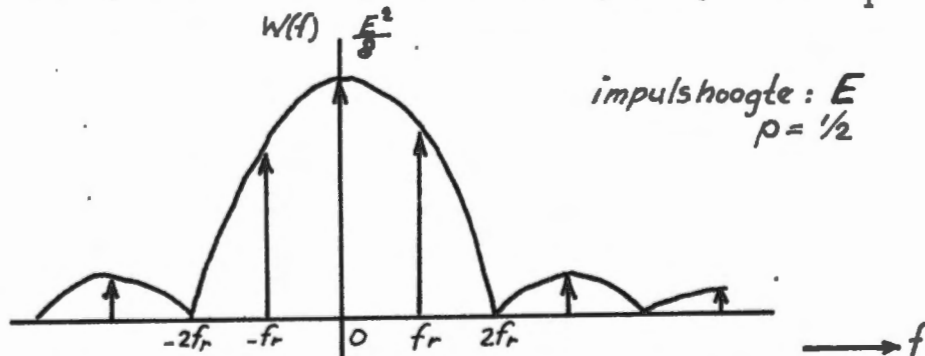
De kans op het optreden van een nul is dan gelijk aan de kans op het optreden van een één en gelijk aan $\frac{1}{2}$.

Het vermogensdichtheidsspectrum laat zich berekenen.

(litt. 1)

$$W(f) = \frac{|s(f)|^2 p(1-p)}{T} + |s(f)|^2 \frac{p^2}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - nf_r)$$

waarin p de kans op het optreden van een impuls is, $s(f)$ de Fouriergetransformeerde van de impulsvorm en T de reciproke van de pulsherhalingsfrequentie f_r is.



figuur 2

Voor de transmissie over laagfrequentkabels heeft deze vorm van pulscodemodulatie enige bezwaren. Een te belangrijk deel van het spectrum ligt in het frequentiegebied

waar de kabeldemping te groot en de overspraakdemping te gering wordt. (litt. 3)

Ook de gro - te laagfrequentinhoud van het signaal is bezwaarlijk in verband met de in de transmissieweg opgenomen transformatoren.

2.2. De unit-disparity code.

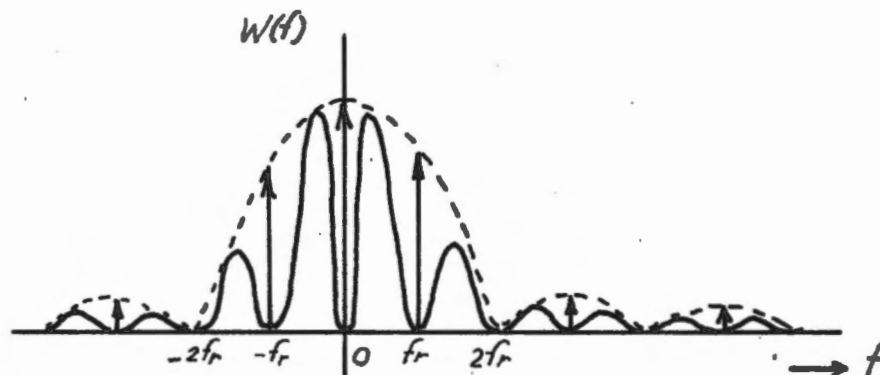
Het bezwaar van de grote laagfrequentinhoud van de binaire code kan ondervangen worden door toepassing van een z.g. unit-disparity code. (litt. 8)

Hierbij bedraagt het verschil tussen het aantal nullen en enen per symbool één. (Voor een symbool van 9 binalen dus maximaal 5 enen en maximaal 5 nullen.)

Voor een "symboollengte" van 9 binalen wordt het vermogensdichtheidsspectrum:

(litt.1)

$$W(f) = \frac{|s(f)|^2}{T} \frac{1}{144} \left(36 + \sum_{n=1}^8 (n-9) \cos \omega_n t \right) + \frac{|s(f)|^2}{T} \frac{1}{4} \frac{1}{T} \delta(f - nf_r)$$

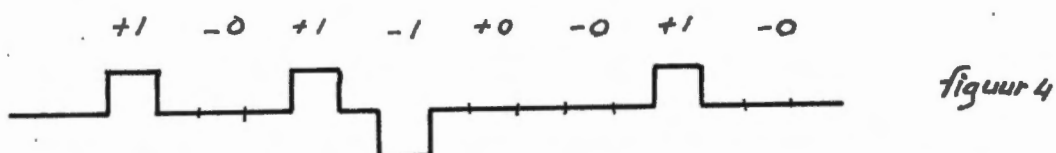


figuur 3

Hoewel evenals bij de binaire code de periodieke component op de pulsherhalingsfrequentie f_r aan de repeater klok-informatie kan verschaffen, is op de pulsherhalingsfreq. de nabijoverspraakdemping al te gering om deze klokinformatie voldoende betrouwbaar te maken.

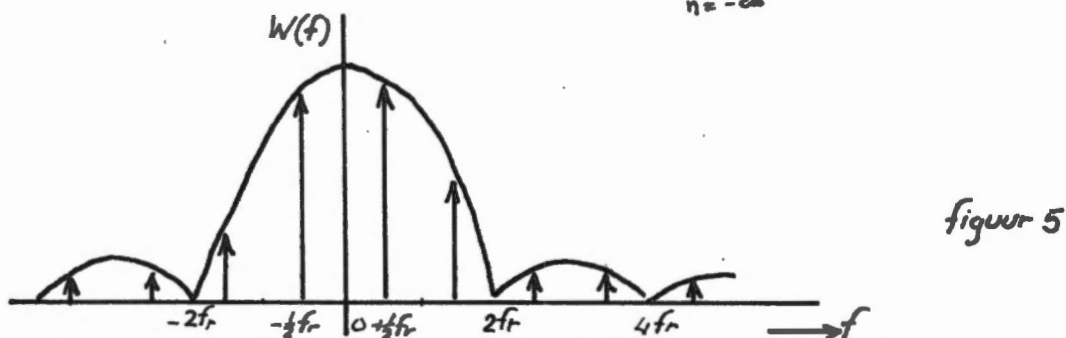
2.3. Time-polarity control.

De onder 2.1 en 2.2 besproken P.C.M.-signalen zijn unipolair. Bij de onder 2.3, 2.4 en 2.5 te bespreken P.C.M.-signalen heeft men het vermogensdichtheidsspectrum kunnen "modelleren" door toepassing van z.g. "pseudo ternaire codes", waarbij het signaal bipolar wordt. Le meest ongecompliceerde vorm van de pseudo ternaire codes wordt bereikt met time-polarity-control, waarbij elke volgende "impulsplaats" een ander teken heeft.



Het vermogensdichtheidsspectrum wordt, indien de vorm van de positieve en negatieve impulsen gelijk is:

$$W(f) = \frac{p(1-p)}{T} |s(f)|^2 + (p/T)^2 |s(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(f - \frac{(2n-1)f_r}{2})$$

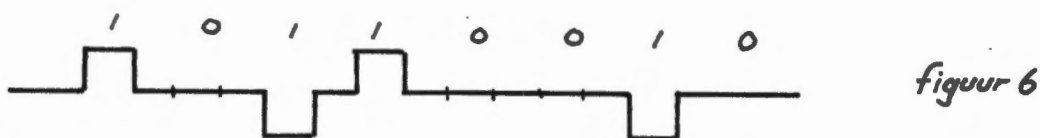


De periodieke component op de halve pulsherhalingsfrequentie heeft het voordeel dat deze klokinformatie kan verschaffen.

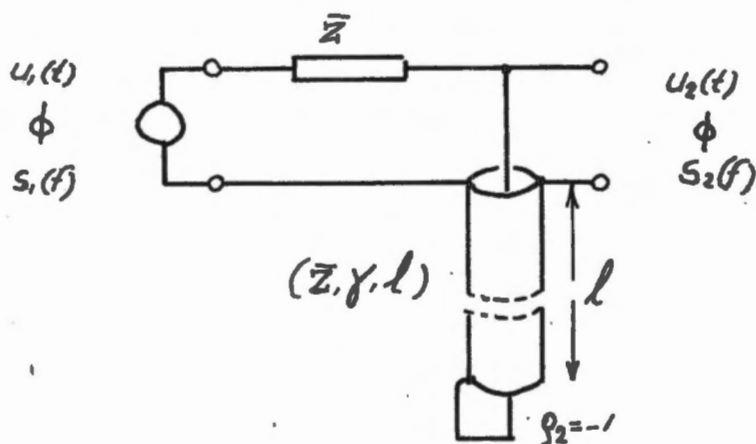
Deze informatie komt dan uit een frequentiegebied waar nog geen hinder van de nabijoverspraak ondervonden wordt. Ondanks de afwezigheid van een gelijkstroomcomponent blijft het bezwaar van een grote laagfrequentinhoud gelden.

2.4. De 1^e orde bipolaire code.

Bij de 1^e orde bipolaire code kent men aan elke volgende impuls een ander teken toe.



Hoewel het vermogensdichtheidsspectrum van de 1^e orde bipolaire code, evenals dat van een hogere orde bipolaire code met de in het afstudeerverslag van Wagenaar (litt.1) aangegeven methode te berekenen is, volgt dit spectrum op eenvoudige wijze uit de beschouwing over de wijze waarop een bipolaire code wordt opgewekt.
(zie bijlage 1 voor berekening van deze spectra.)



figuur 7

We beschouwen de in figuur 7 gegeven tweepoort, opgebouwd uit een impedantie \bar{Z} en een aan één zijde kortgesloten kabel (\bar{Z}, γ, l) .

De overdrachtsfunctie is:

$$z(f) = \frac{\bar{Z}_{in}(f)}{\bar{Z}(f) + \bar{Z}_{in}(f)}$$

De ingangsimpedantie van een kabel met $\rho_2 = -1$ is:

$$\bar{Z}_{in}(f) = \bar{Z} \frac{1 - \epsilon^{-2\gamma l}}{1 + \epsilon^{-2\gamma l}}$$

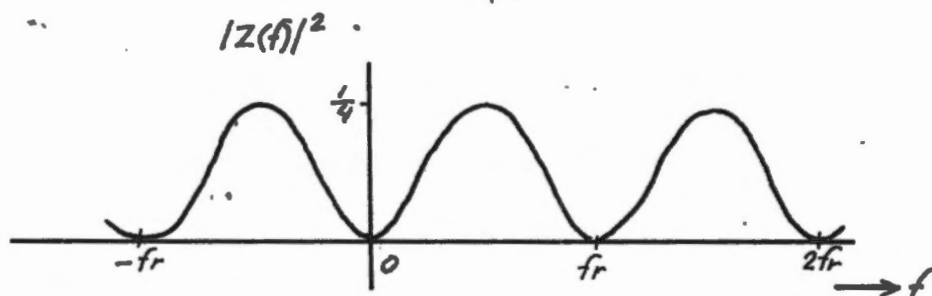
zodat:
$$z(f) = \frac{1}{2} (1 - \epsilon^{-2\gamma l})$$

Veronderstellen we de kabel dempingsvrij, dan wordt

$$z(f) = \frac{1}{2} (1 - \epsilon^{-j\omega\tau}) \text{ waarin } \tau = 2 t_f, t_f \text{ is de faze-}$$

looptijd van de kabel.

Het vermogensdichtheidsspectrum van het ingangssignaal wordt dan vermenigvuldigd met $|z(f)|^2 = \frac{1}{8} (1 - \cos \omega\tau)$

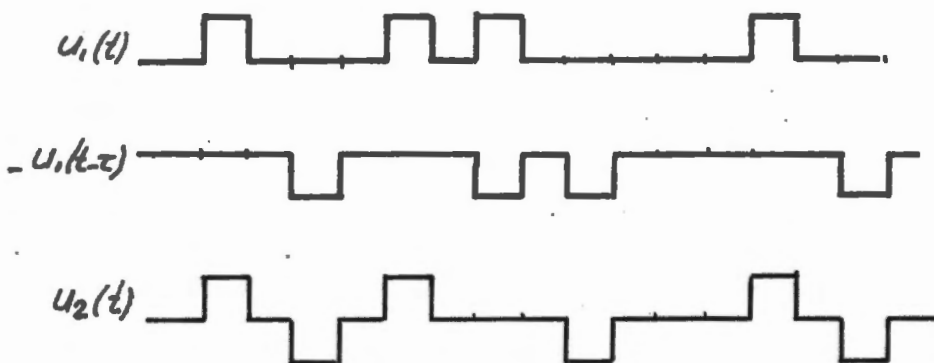


figuur 8

Omdat geldt: $z(f) = \frac{1}{2} (1 - e^{-j\omega\tau})$
 wordt het uitgangssignaal $u_2(t)$ bij gegeven ingangssignaal $u_1(t)$:

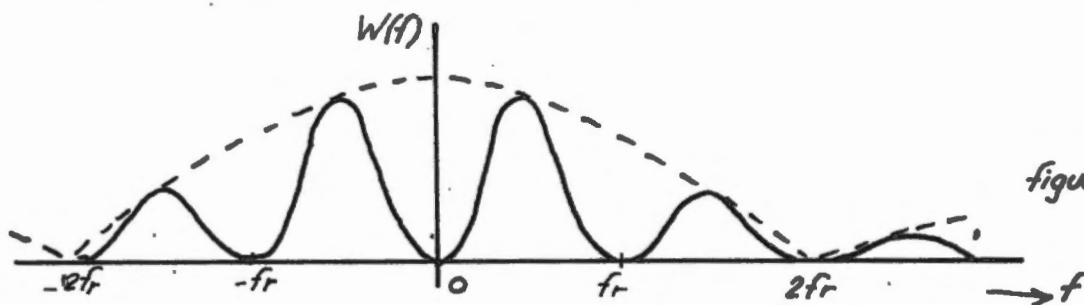
$$u_2(t) = \frac{1}{2} u_1(t) - \frac{1}{2} u_1(t - \tau)$$

Kiezen we nu τ gelijk aan de reciproke van de pulsherhalingsfrequentie f_r , dan wordt elke impuls van een unipolair ingangssignaal gevolgd door een negatieve impuls. Het uitgangssignaal vormt dan een pseudo-ternaire code.



figuur 9

Het vermogensdichtheidsspectrum van $u_2(t)$ is het produkt van het in paragraaf 2.1. weergegeven spectrum van de binaire code en $|z(f)|^2$ van de tweepoort.



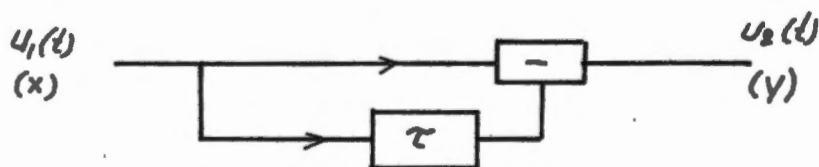
figuur 10

De periodieke componenten zijn uit het spectrum verdwenen. Een belangrijk deel van het vermogen bevindt zich in de omgeving van de halve pulsherhalingsfrequentie.

Uit deze omgeving moet de klokinformatie van het signaal betrokken worden.

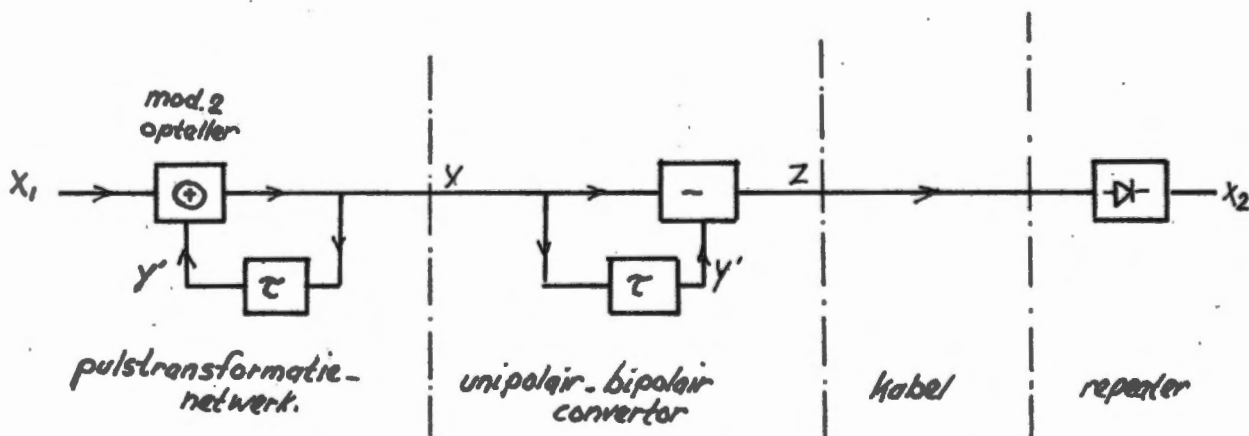
Omdat bovendien de laagfrequentinhoud van dit spectrum gering is, blijkt de 1^e orde bipolaire code zich goed te lenen voor het gebruik van pulscodemodulatie op laagfrequentkabels.

Opmerking: Uiteraard is de in figuur 7 gegeven tweepoort ook digitaal uitvoerbaar. De vertraging τ kan bestaan uit één of meer schuifregistersecties.

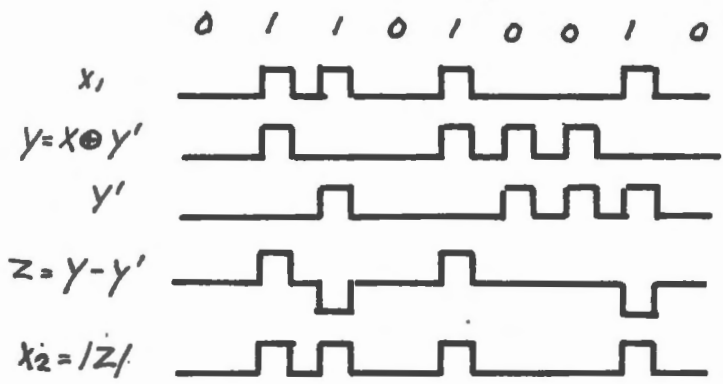


figuur 11

Men kan opmerken dat het langs deze weg verkregen 1^e orde bipolaire signaal niet door eenvoudige gelijkrichting weer om te zetten is in het (unipolaire) binaire signaal hetgeen in de repeater en in de ontvanger noodzakelijk is. Dit bezwaar is te ondervangen door z.g. pulstransformatie van het (unipolaire) binaire signaal voor dit aan de unipolair-bipolair omzetter wordt toegevoerd. (litt. 7)

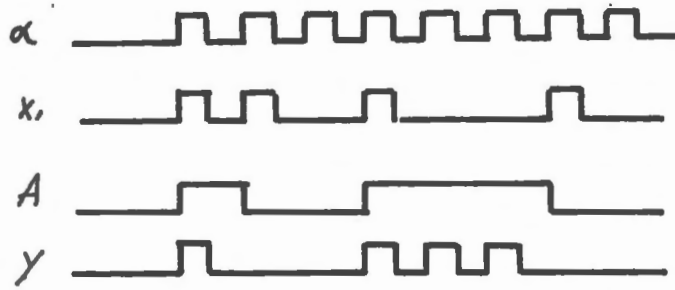


figuur 12



figuur 13

De figuren 12 en 13 mogen een en ander verduidelijken. Uit figuur 13 blijkt bovendien dat het signaal y ook op de in figuur 14 aangegeven wijze opgewekt kan worden.



figuur 14

A is het uitgangssignaal van een "meester en slaaf" geheugenelement, gestuurd door de positieve flanken van x_1 . $y = \alpha \cdot A$, waarin α het kloksignaal voorstelt. Het is niet moeilijk in te zien dat, als voor signaal x geldt:

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2}, \text{ dan voor signaal } A \text{ geldt:}$$

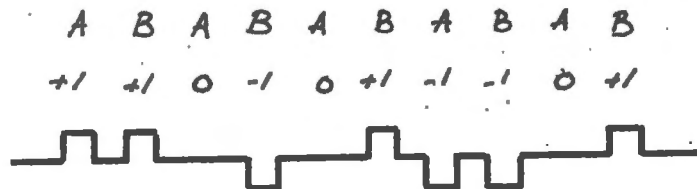
$$P(A=1) = P(A=0) = \frac{1}{2}.$$

Dus voor signaal y geldt: $P(1) = P(0) = \frac{1}{2}.$

Het getransformeerde signaal onderscheidt zich noch qua impulsvorm, noch qua statistische eigenschappen van het oorspronkelijke signaal. y heeft dus hetzelfde vermogensdichtheidsspectrum als x .

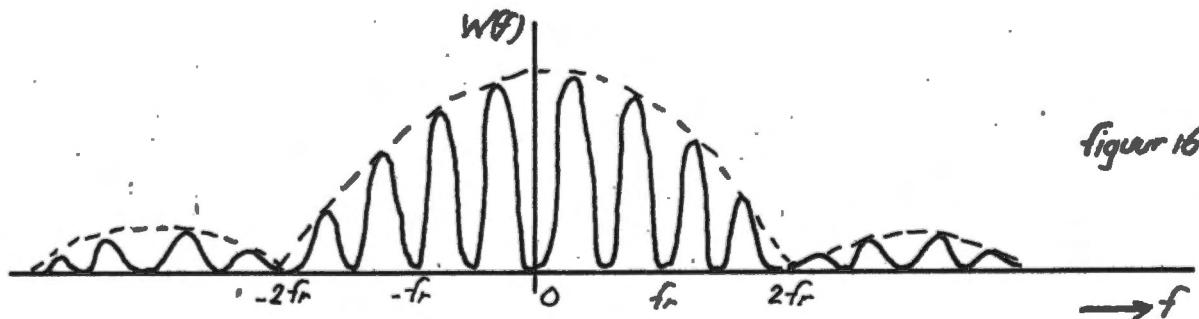
2.5. De 2^e orde bipolaire code.

Deze ontstaat indien we de aan één zijde kortgesloten kabel van de tweepoort uit paragraaf 2.4 tweemaal zo lang maken. Op dezelfde wijze als voor de 1^e orde bipolaire pulstrein kan gebruik gemaakt worden van een pulstransformatienetwerk.



figuur 15

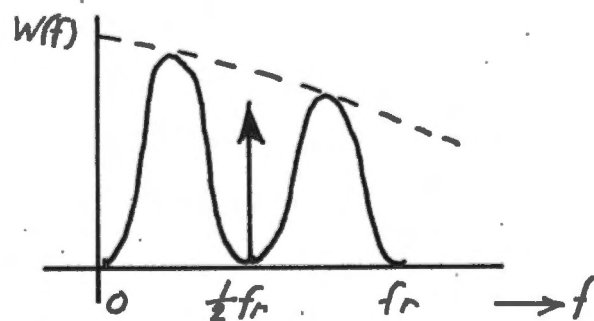
Bij deze wijze van coderen blijft er een kans bestaan dat twee opeenvolgende impulsen dezelfde polariteit hebben.



figuur 16

In figuur 16 is het vermogensdichtheidsspectrum weergegeven. Periodieke componenten ontbreken en er ontstaan spectrale nullen op veelvouden van de halve pulsherhalingsfrequentie. (zie voor berekening bijlage 1)

De spectrale nul op $\frac{1}{2} f_r$ opent de mogelijkheid met het signaal een sinusvormig kloksignaal mee te zenden met een frequentie gelijk aan de halve pulsherhalingsfrequentie. Op deze wijze zal het meegezonden kloksignaal slechts weinig beïnvloed worden door het P.C.M.-signaal.



figuur 17

3. Een elektronische kruis of munt werper.

3.1. Inleiding.

We hebben in hoofdstuk 2 verondersteld dat in het P.C.M.-signaal volgens de binaire code de kans op het optreden van een impuls gelijk is aan de kans op het optreden van een "nul".

$$P(1) = P(0) = \frac{1}{2}.$$

Dit veronderstelt gelijkwaarschijnlijkheid van het optreden van de niveaus van het gekwantiseerde basisbandsignaal. Aangezien de amplitudeverdeling van het signaal in het algemeen niet uniform is, is deze veronderstelling niet juist. In de praktijk is de aanname $P(1) = P(0) = \frac{1}{2}$ een aardige benadering, omdat men in een P.C.M.-codeerapparaat compressie toepast om de signaal-quantiseerruisverhouding te verbeteren. Ten gevolge van deze compressie zal de gelijkwaarschijnlijkheid van de niveaus wat beter benaderd worden.

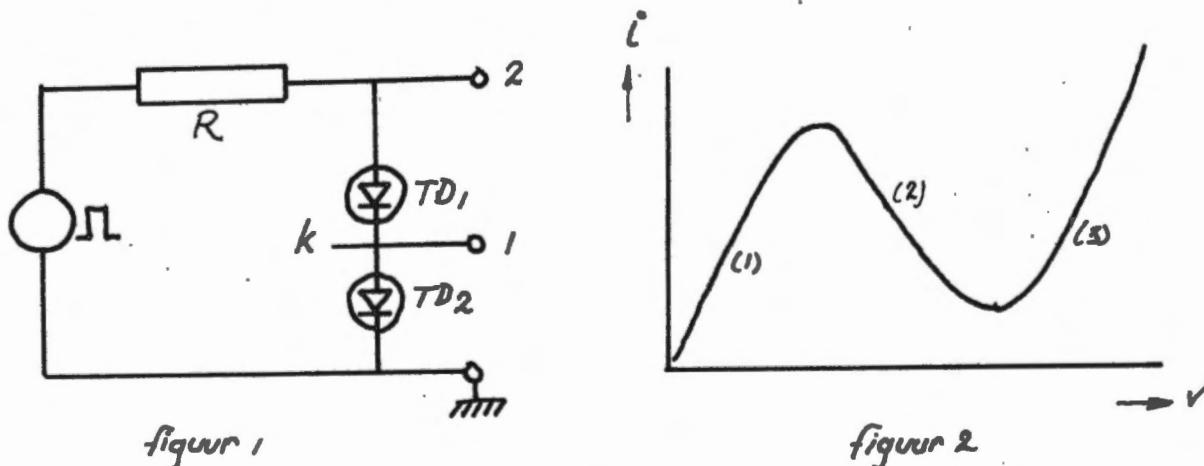
Door deze aanname kunnen we het al dan niet optreden van een impuls vergelijken met het al dan niet optreden van de uitkomst "munt" (of "kruis") bij het werpen met een muntstukje.

Het aantal "successen" dat in een bepaald aantal experimenten behaald wordt, voldoet in beide gevallen aan de binomiale verdeling.

In het experimentele P.C.M.-systeem voor toepassing op laagfrequent kabels, zoals dat ontworpen is door Bell-laboratories, wordt een impulsherhalingsfrequentie van $1\frac{1}{2}$ MHz gebruikt. Willen we een dergelijk P.C.M.-signaal nabootsen met een elektronische kruis-of-munt werper, dan is een tempo van $1\frac{1}{2}$ miljoen "worpen" per seconde vereist.

3.2. Het Goto-paar.

In het op dit laboratorium ontwikkelde experimentele 7 bits P.C.M.- codeer en -decodeer apparaat (litt.9) wordt om op grond van het niveau dat door de vergelijkschakeling wordt aangegeven te beslissen of al dan niet een impuls uitgezonden moet worden, gebruik gemaakt van een Goto-paar.



Een Goto-paar bestaat uit een serieschakeling van twee zo goed mogelijk gelijke tunneldiodes.

Wordt over deze serieschakeling een impulsvormige spanning geplaatst, dan zal één van beide tunneldiodes het eerst in de toestand van hoge spanning komen. (tweede positieve weerstandsgebied.) De impuls hoogte wordt zo klein gekozen dat slechts één van beide tunneldiodes zich in deze toestand kan bevinden.

Bij precies gelijke tunneldiodes zal t.g.v. de thermische ruis elk van de diodes een kans van 50% hebben in dit gebied van hoge spanning te komen, d.w.z. dat er een kans van 50% is dat de impuls aan klem 1 verschijnt.

Het Goto-paar, gestuurd met een pulsvormig signaal, kan dus goed functioneren als elektronische kruis-of-munt werper.

Aangezien de schakeling in deze vorm niet instelbaar is, in het bijzonder niet wat de compensatie van een altijd aanwezig verschil tussen de twee tunneldiodes betreft, is hij in de aangegeven vorm onbruikbaar.

Door nu aan punt K een kleine stroom toe te voeren of te onttrekken, kunnen we één van beide tunneldiodes bevoordelen, waardoor deze eerder in het gebied van hoge spanning komt dan de andere.

Door dit "bevoordelen" van de ene of de andere tunneldiode, bevrijden we ons van de eigenschappen van de tunneldiodes en hebben we de kans op het al dan niet optreden van een impuls in het uitgangssignaal volledig in de hand door de keuze van het stroomsignaal dat we op het punt K injecteren. De eisen die we aan dit signaal stellen volgen uit de aanname dat het uitgangssignaal van het Goto-paar moet voldoen aan een binomiale verdeling met een kans op het optreden van een impuls van 50%.

We kiezen voor dit stuursignaal ruis met een normale amplitude verdeling en een vlak vermogensspectrum.

Er is voor dit signaal een bepaald niveau te vinden (afhankelijk van de grootte van het verschil tussen de stroomspanningskarakteristieken van de tunneldiodes) waarbij niet voorspeld kan worden over welke tunneldiode de impuls zal ontstaan. Voorts bestaat symmetrisch rond dit niveau een zeer klein onzekerheidsgebied, dat in de praktijk verwaarloosbaar t.o.v. de top-top-waarde van het ruissignaal blijkt te zijn. (ongeveer 0,3%)

Buiten dit gebiedje is met zeer grote zekerheid te voorspellen of een "één" dan wel een "nul" gegenereerd zal worden, afhankelijk van het niveau van het ruissignaal.

Het is duidelijk dat voor een kans van 50% op het optreden van een impuls het midden van het onzekerheidsgebied overeen moet komen met de gemiddelde waarde van het ruissignaal. (Voor het genoemde ruissignaal is dit het nulniveau)

Tot welke frequenties het (vlakke) vermogensspectrum van het ruissignaal zich moet uitstrekken volgt uit de volgende beschouwing.

Veronderstellen we een ruissignaal met een vlak vermogensspectrum in het frequentiegebied van 0 tot W Hz, dan is de autocorrelatiefunctie een si-functie.

Is de correlatiefunctie voor het tijdsverschil bepaald door de herhalingsfrequentie van het te genereren signaal voldoende klein dan mogen we veronderstellen dat de beslissing of al dan niet een impuls uitgezonden zal worden nagenoeg onafhankelijk van de voorgeschiedenis genomen wordt.

Een autocorrelatie kleiner dan 5% wordt bereikt indien W/f_r groter dan 2,8 is. (zie tabel si-functie)

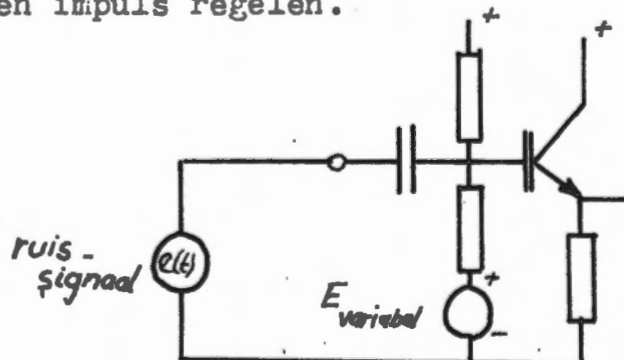
Opmerking: Een nauwkeuriger voorspelling van de kans op het optreden van een impuls is te maken indien de verdeling van de nuldoorgangen van het ruissignaal bekend zou zijn. De kans dat een impuls onmiddellijk door een impuls gevolgd wordt is dan gelijk aan de kans op een even aantal nuldoorgangen in één periode van het kloksignaal.

3.3. Praktische uitvoering.

De schakeling is gegeven in bijlage 2.

Het ruissignaal dat uit een laagohmige ruisgenerator betrokken wordt ondergaat eerst stroomversterking. Het ruissignaal wordt als een stroomsignaal in het Goto-paar geïnjecteerd vanuit een "stroombron" gevormd door de transistoren T_3 en T_4 .

Aan de ingang van de schakeling wordt aan het ruissignaal met gemiddelde waarde nul een regelbare gelijkspanningscomponent toegevoegd. Hiermee kunnen we de gemiddelde waarde van het ruissignaal en daarmee de kans op het optreden van een impuls regelen.

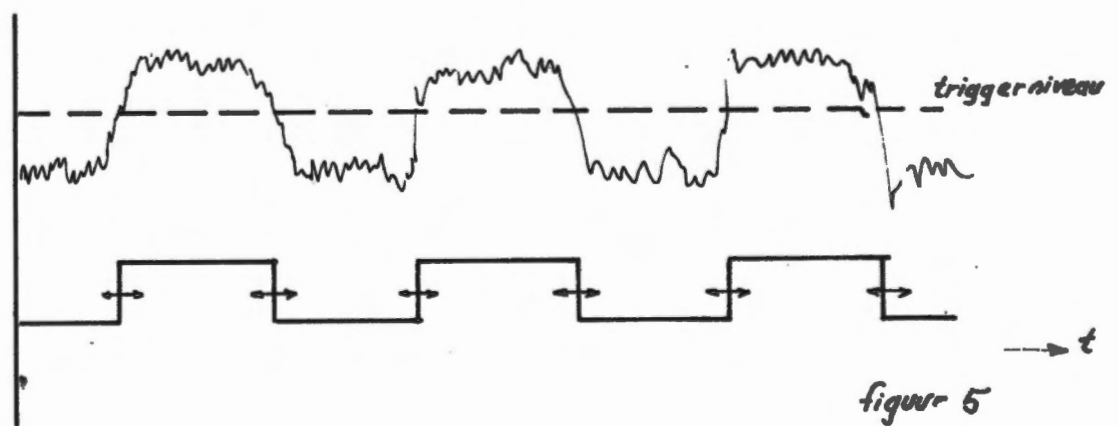


figuur 3

De beide diodes D_1 en D_2 hebben een dubbele functie. Enerzijds beschermen zij de tunneldiodes tegen het overschrijden van de maximaal toelaatbare stroom in de pieken van het ruissignaal, anderzijds voorkomen zij ongewenste pulsbreedte modulatie van het uitgangssignaal. Het laatste wordt in het hiernavolgende toegelicht.

De impulsen door het Goto-paar afgegeven hebben een hoogte van ongeveer 500 mV. Om een bruikbaar uitgangssignaal te verkrijgen met een goed gedefinieerde impulsvorm worden deze impulsjes, na versterkt te zijn, aan een Schmitt-trigger toegevoerd. Aangezien het punt, waar het ruissignaal in het Goto-paar geïnjecteerd wordt, tevens de uitgangsklem vormt, kunnen we in het uitgangssignaal (gesuperponeerd op de impulsen) het ruissignaal verwachten.

Vanwege de geringe hoogte van de impulsjes, afgegeven door het Goto-paar, is dit effect vrij hinderlijk en veroorzaakt in de Schmitt-trigger pulsbreedtemodulatie. (fig. 5)



Met de beide diodes D_1 en D_2 samen met de weerstand R , blijkt deze "overspraak" van het ruissignaal zodanig beperkt te kunnen worden dat de Schmitt-trigger er geen last meer van ondervindt. (Het in het algemeen ongewenste hysteresis effect van de Schmitt-trigger blijkt hier alleen maar voordeel af te werpen.) Anderzijds is het ruissignaal voor het Goto-paar nog voldoende groot om ruimschoots buiten het genoemde onzekerheidsgebied te kunnen komen.

Vaak is het bijzonder nuttig naast het "informatie"-signaal zoals dit door de elektronische kruis-of-munt werper wordt geleverd een kloksignaal beschikbaar te hebben dat bestaat uit impulsen van dezelfde vorm als het "informatie-signaal" en dat hiermee in fase is. Dit signaal wordt in de hier beschreven schakeling verkregen door het kloksignaal dat over het Goto-paar staat (klem 2, fig.1) precies dezelfde bewerkingen te laten ondergaan als het informatie-signaal. (Een ogenschijnlijk omslachtige methode, die echter ook bij zeer hoge pulsherhalingsfrequenties uitstekende resultaten geeft.)

3.4. Stabilisatie.

De stabiliteit van de hierboven omschreven schakeling bleek te wensen over te laten. Het aantal gegenereerde impulsen per seconde bleek aan grote spreiding onderhevig. Uiteraard is een zekere spreiding te verwachten die gegeven wordt door de binomiale verdeling.

We noemen het optreden van een impuls een succes.

Het gemiddeld aantal successen in n "worpen" bedraagt $E = p.n.$

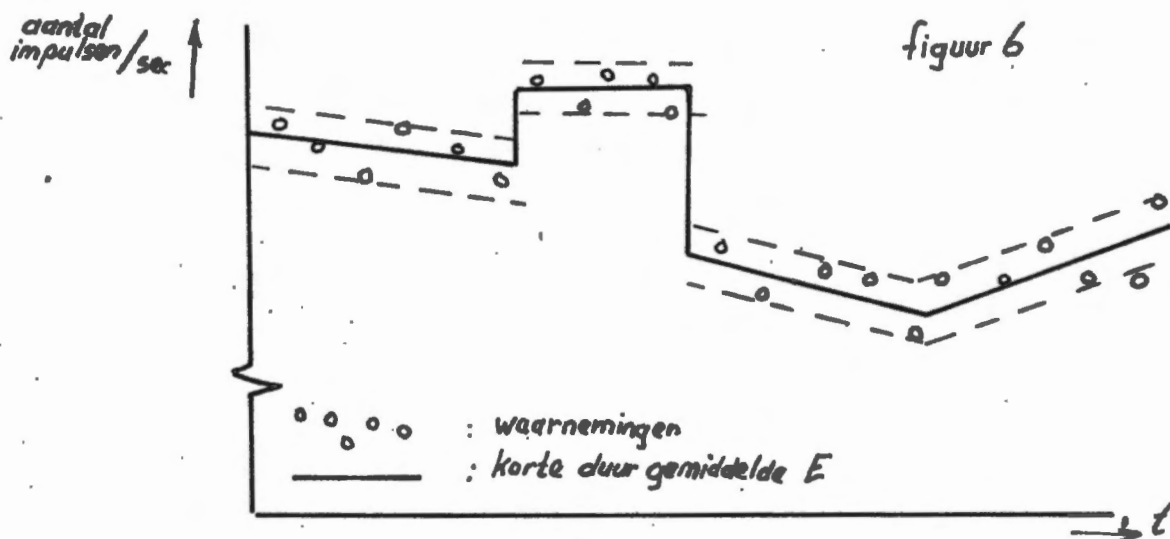
De variantie V bij n "worpen" : $p (1 - p).n.$

De standaardafwijking $\sigma = \sqrt{p (1 - p).n}$

Voor $p = \frac{1}{2}$ wordt $E = \frac{1}{2}n$ en $\sigma = \frac{1}{2}\sqrt{n}$

Bij een pulsherhalingsfrequentie van $1\frac{1}{2}$ MHz en indien gedurende 1 seconde impulsen geteld worden bedraagt $E = 750.000$ en $\sigma = 430$. Waarnemingen leerden dat over langere tijd genomen de gemiddelde waarde verliep, maar dat over kortere perioden gezien de standaardafwijking overeen kwam met de door de binomiale verdeling aangegeven waarde. (zie figuur 6)

Het verloop van E bleek een gevolg van temperatuur- en handeffecten, schommelingen van de netspanning, e.d.

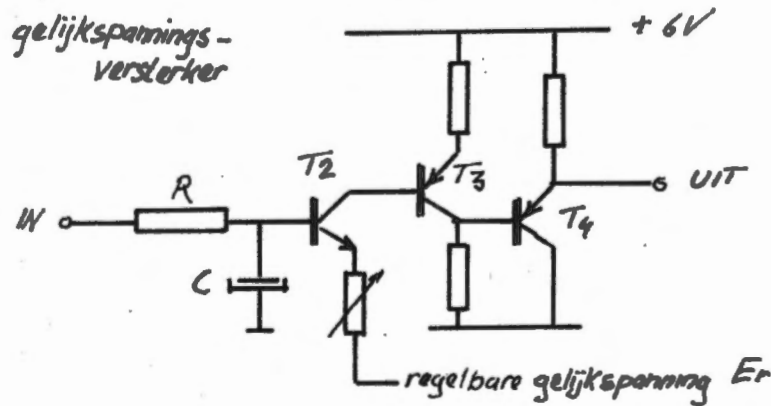
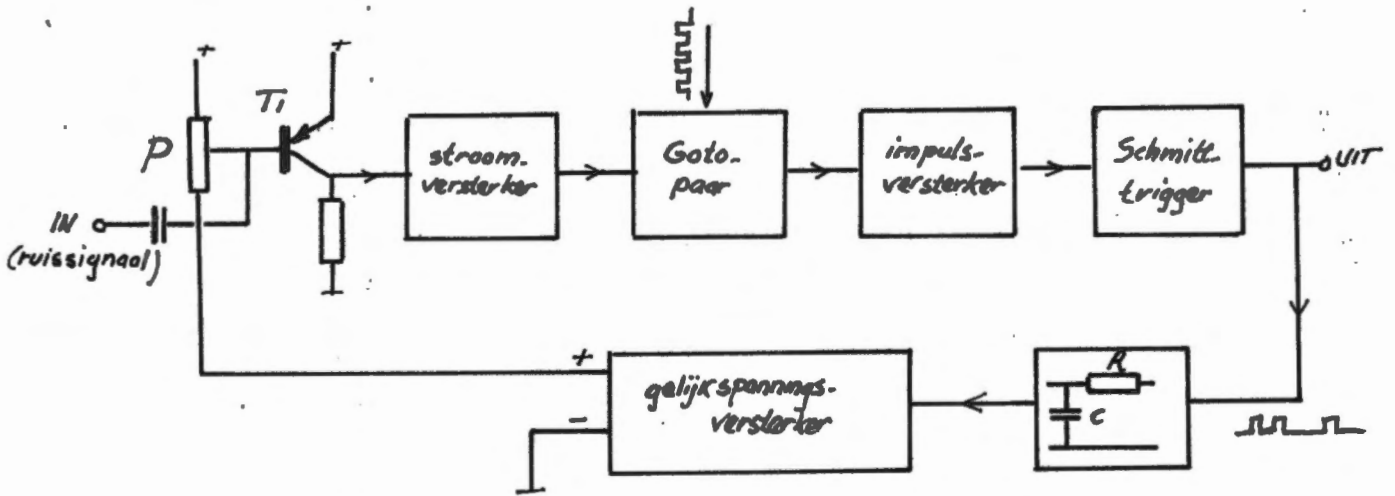


Effectieve bestrijding van dit effect is mogelijk door een stabilisatie waarbij aan het ruissignaal een spanning toegevoegd wordt waarvan de grootte bepaald wordt door het gemiddeld aantal impulsen per tijdseenheid van het uitgangssignaal.

Uiteraard dient de tijdconstante van deze "tegenkoppeling" zo groot te zijn, dat de statistische eigenschappen van het uitgangssignaal niet beïnvloed worden. Een te kleine tijdconstante zou de schakeling b.v. kunnen verhinderen meer dan 10 impulsen achtereen te zenden, terwijl volgens de statistiek deze mogelijkheid (hoewel met een vrij kleine kans van optreden) moet blijven bestaan.

De periode waarbinnen de uitkomsten binnen de door de binomiale verdeling gegeven uitkomsten lag, bleek in de grootteorde van enige seconden te liggen.

Door een tijdconstante van 0,1 sec. te kiezen ontstaan, zelfs bij rigoreuze tegenkoppeling, geen problemen wat betreft de stabiliteit en worden alleen de uitkomsten met een zéér kleine kans van optreden benadeeld.



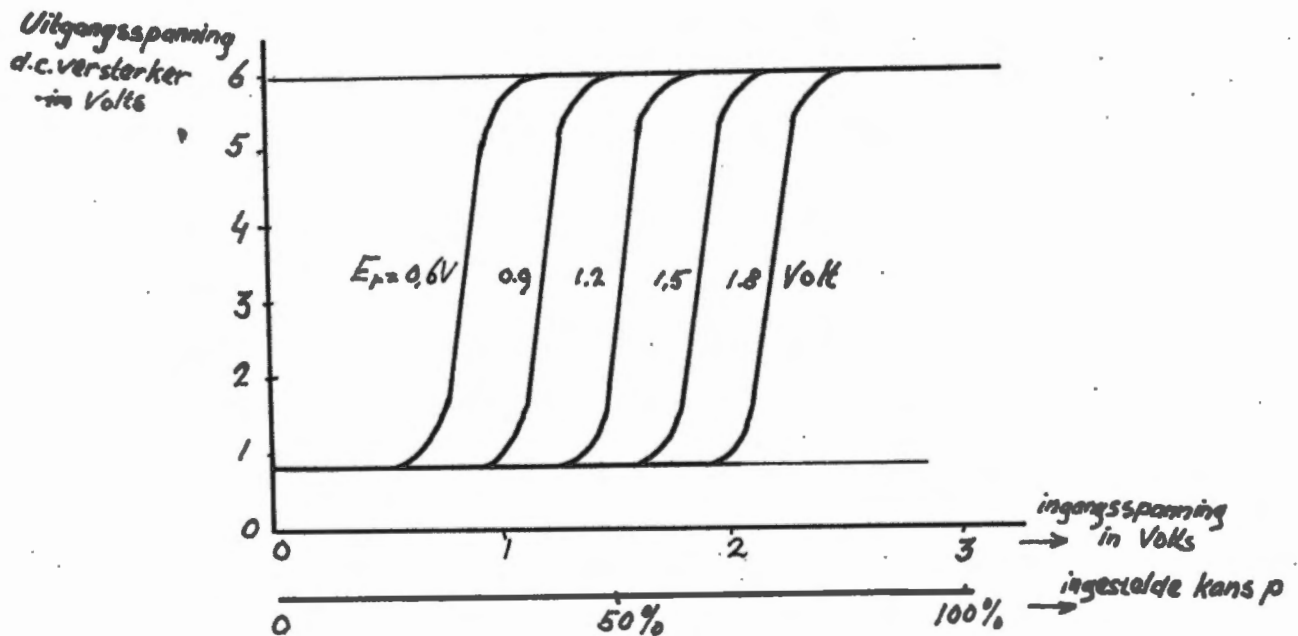
figuur 7

De d.c.-versterker in de tegenkoppellus heeft een versterkingsfactor van 10. De spanning over de condensator van de R.C.-combinatie varieert tussen 0 en 3 volt. (De impulsen afgegeven door de Schmitt-trigger hebben een hoogte van 6 volt, duty-cycle: 50%)

Zonder maatregelen zou de uitgangsspanning van de d.c.-versterker kunnen variëren tussen 0 en 30 volt, hetgeen stellig een voortijdig einde van de transistor T_1 zou betekenen.

T.g.v. de lage voedingsspanning van de d.c.-versterker is de uitgangsspanning echter begrensd op ongeveer 6 volt. Het werkgebied van de schakeling is in te stellen met de spanning E_r .

Uit figuur 8 blijkt dat bij de gunstigste instelling de uitgangsspanning van de d.c.-versterker 3,5 volt bedraagt, bij het gewenste gemiddelde aantal impulsen per seconde. Dit laatste is nu in te stellen met E_p . Het meest gunstige regelgebied is op te zoeken met de potentiometer P. (zie figuur 7)



figuur 8

Resultaten:

Zeer langzame variaties in E t.g.v. handeffecten e.d. ongeveer 1 %

Schatting van σ uit de waarnemingen: 460

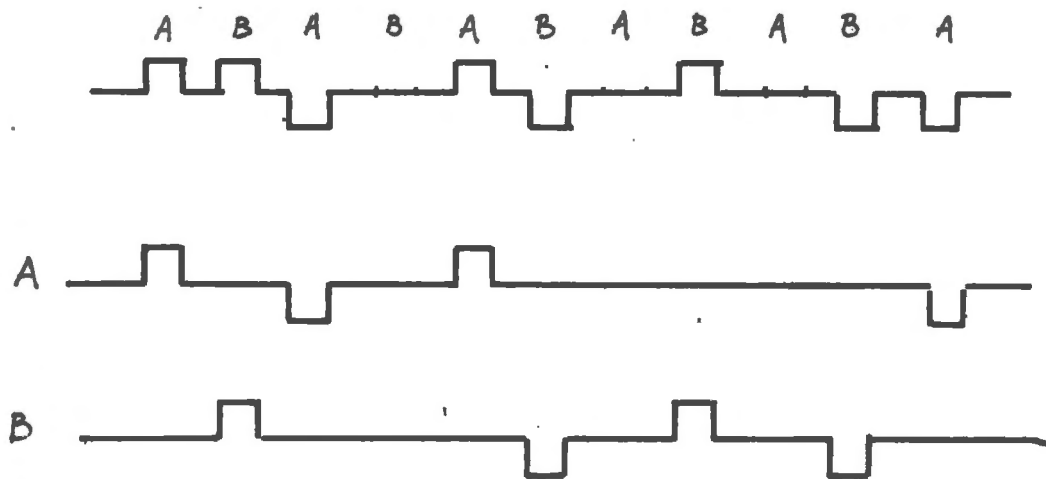
berekende σ uit de binomiale verdeling: 430

Met de hier gegeven schakeling is een impuls-sigitaal te genereren, waarvan de "kans" op het optreden van een impuls tot op ongeveer 1% nauwkeurig instelbaar is op 50%. Door het kiezen van een voldoende breedbandig ruissigitaal is de kans op het optreden van een impuls nagenoeg volkomen onafhankelijk van de voorgeschiedenis te maken.

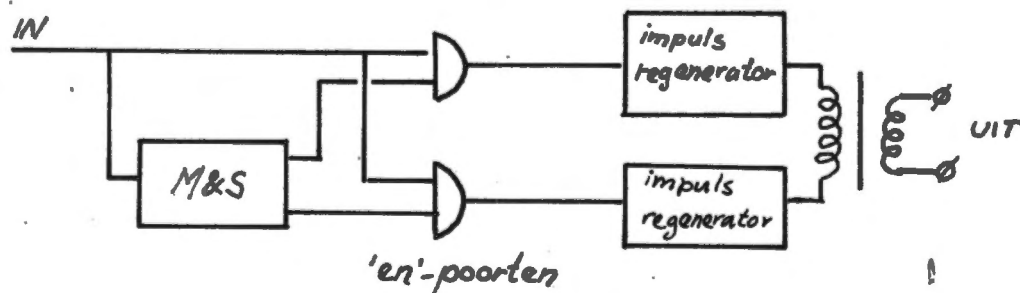
In bijlage 3 is het vermogensdichtheidsspectrum gegeven zoals dit gemeten is aan een signaal opgewekt door deze elektronische kruis-of-munt werper in samenwerking met een unipolair-bipolair omzetter.

4. De tweede orde bipolair-converter.

Een nadere beschouwing van het 2^e orde bipolaire signaal leert ons, dat het voorgesteld kan worden als de som van twee 1^e orderbipolaire signalen A en B met de halve pulsherhalingsfrequentie en één periode van het klok-sig-naal t.o.v. elkaar verschoven.

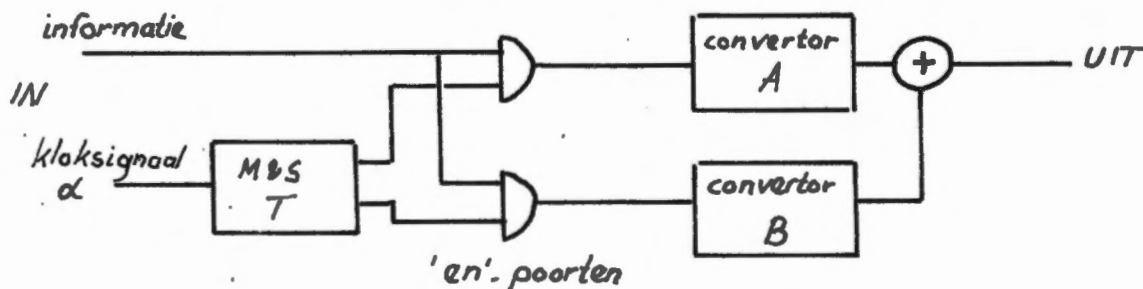


Een 1^e orde bipolair signaal kan met onderstaande schake-ling verwezenlijkt worden.



Om een 2^e orde bipolair signaal te verkrijgen zijn twee van deze convertoren nodig. De symbolenreeks A van het

unipolaire ingangssignaal worden naar de ene convertor gevoerd, de symbolenreeks B naar de andere. Dit kan gebeuren met behulp van een "meester en slaaf" geheugen element, gestuurd door het kloksignaal.



De schakeling kan door de daarvoor in aanmerking komende M & S-geheugenelementen vast te houden in een bepaalde stand ook gebruikt worden voor de omzetting van het unipolaire ingangssignaal in een 1^e orde bipolair signaal (door vasthouden van M & S- geheugenelement T) en in een "Time-polarity-control" signaal (dit laatste, door de M & S- elementen in A (resp. B) zo vast te houden, dat deze convertor alleen positieve (resp. negatieve) impulsen afgeeft.)

In bijlage 3 zijn de vermogensdichtheidsspectra weergegeven (zoals deze gemeten zijn) van signalen die door deze convertor in samenwerking met de elektronische kruis-of-munt werper gegenereerd kunnen worden.

5. Het oogdiagram.

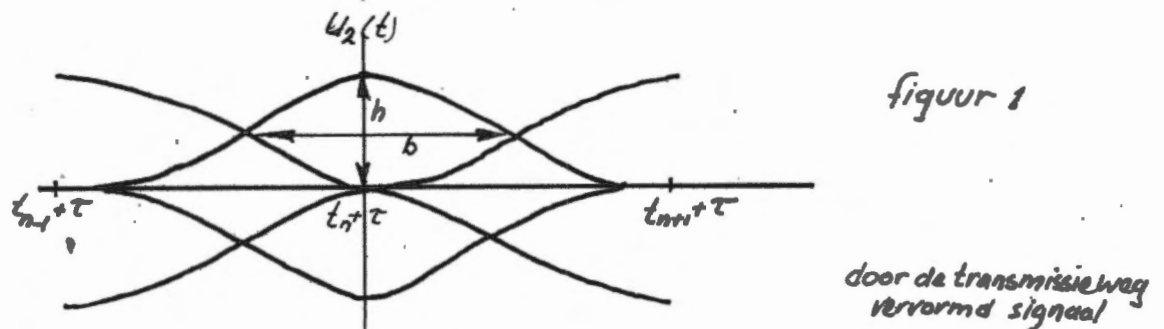
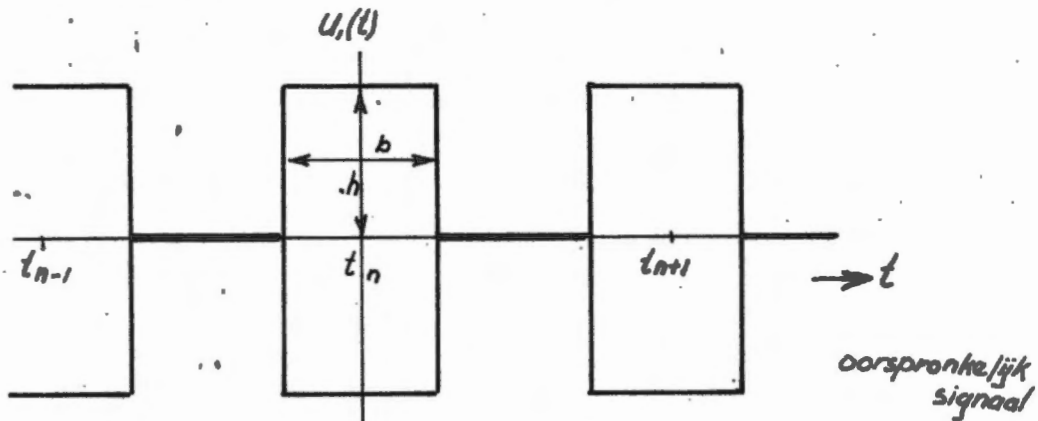
5.1. Inleiding.

Om te voorkomen dat op de transmissieweg de signaal-ruis verhouding zó klein wordt dat deze beneden de drempelwaarde komt, (d.i. de drempel waaronder de kans op fouten snel toeneemt) neemt men op niet te grote afstanden in de transmissieweg repeaters op waarin het P.C.M.-signaal volledig geregenereerd wordt.

De enige maat voor de kwaliteit van een verbinding tussen twee repeaters is de kans op het optreden van een fout in een ideale repeater. (d.i. de kans dat een één als nul gedetecteerd wordt en omgekeerd)

Deze fout wordt veroorzaakt door thermische ruis en impuls-overlapping t.g.v. de overdrachtsfunctie $z(f)$ van het kanaal. Voor transmissie over kabels komt daar nog als storende invloed bij de overspraak en in het bijzonder de nabijoverspraak. De kwaliteit is in principe te meten door het P.C.M.-signaal aan het eind van de verbinding te regenereren met een zo goed mogelijk ideale repeater en dit signaal m.b.v. een foutendetector te vergelijken met het oorspronkelijke signaal. Het bezwaar van deze methode is dat het resultaat mede afhankelijk is van de kwaliteit van de gebruikte repeater, terwijl men moet kunnen beschikken over het oorspronkelijke signaal, hetgeen een praktisch bezwaar zou kunnen zijn. Bovendien is met deze methode moeilijk na te gaan of de oorzaak van de fouten gezocht moet worden in een te gering verschil tussen één en nul op het ideale bemonstertijdstip, of dat de fouten veroorzaakt worden door een te geringe tolerantie t.a.v. de faze van het kloksignaal.

Een en ander is echter direct na te gaan m.b.v. het oogdiagram, dat hieronder voor een bipolair P.C.M.-signaal is weergegeven.



figuur 1

Het oogdiagram wordt verkregen door het informatie transporterende P.C.M.-signaal zichtbaar te maken op een oscilloscoop. De tijdbasis wordt gesynchroniseerd met het kloksignaal, zodanig dat minstens één "timeslot" zichtbaar wordt en alle mogelijke patronen over elkaar geschreven worden. Uit de "ooghoogte" h is met gegeven toelaatbare kans op een fout de toelaatbare effectieve waarde van het ruissignaal te berekenen. Voor ruis met een normale amplitudeverdeling geldt:

$$\frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \frac{h}{2\sqrt{2}\sigma} \right] ; \quad \operatorname{erf} x = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$$

waarin h de ooghoogte en σ de effectieve waarde van de ruisspanning is.

De oogbreedte b geeft aan hoe nauwkeurig het bemonster-tijdstip in de repeater vastgelegd moet zijn en welke eisen men tegevolge daarvan aan het kloksignaal moet stellen.

Uit de vorm van het oog is te zien hoe de minimaal toelaatbare signaal-ruisverhouding afneemt als functie van een afwijking in de faze van het kloksignaal.

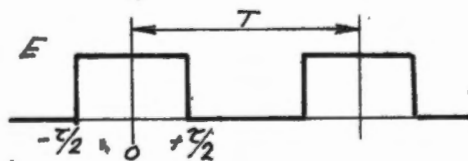
5.2. De invloed van een onderdoorlatend kanaal op de ooghoogte.

In bijlage 4 is de ooghoogte als functie van de verhouding tussen grensfrequentie f_g van de onderdoorlaat en de impuls-herhalingsfrequentie f_r weergegeven zoals deze gemeten zijn aan:

- a. een onderdoorlatend filter met gecorrigeerde fase-frequentie karakteristiek.
- b. een kunstkabel.

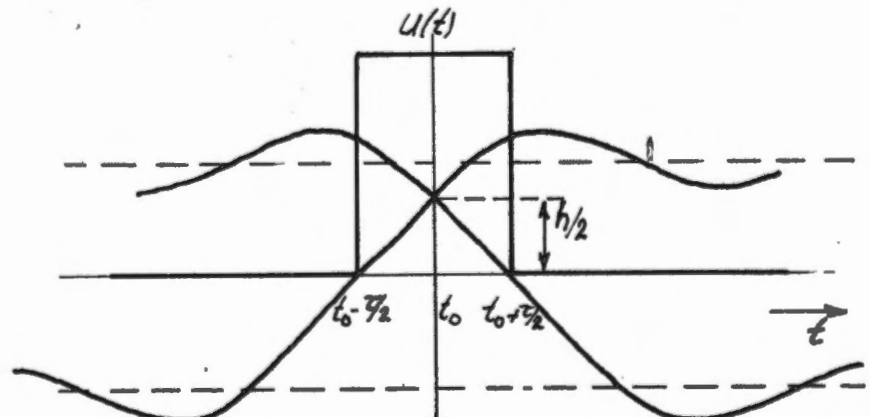
Het merkwaardige verloop van de grafiek voor de faze gecorri-geerde (ideale) onderdoorlaat laat zich als volgt verklaren. Tengevolge van de vrijwel lineaire faze-frequentie karakteris-tiek is de sprongkarakteristiek een Si-functie.

De responsie op een rechthoekige impuls kan dan voorgesteld worden als de som van twee Si-functies.



$f_r = \frac{1}{T} = \text{impuls herhalingsfrequentie.}$
 $f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \text{grensfrequentie van '}$
 het filter.

$$u_2(t) = \frac{E}{\pi} \left\{ \text{Si} \left[\omega_g (t - t_0 + \tau/2) \right] - \text{Si} \left[\omega_g (t - t_0 - \tau/2) \right] \right\}$$

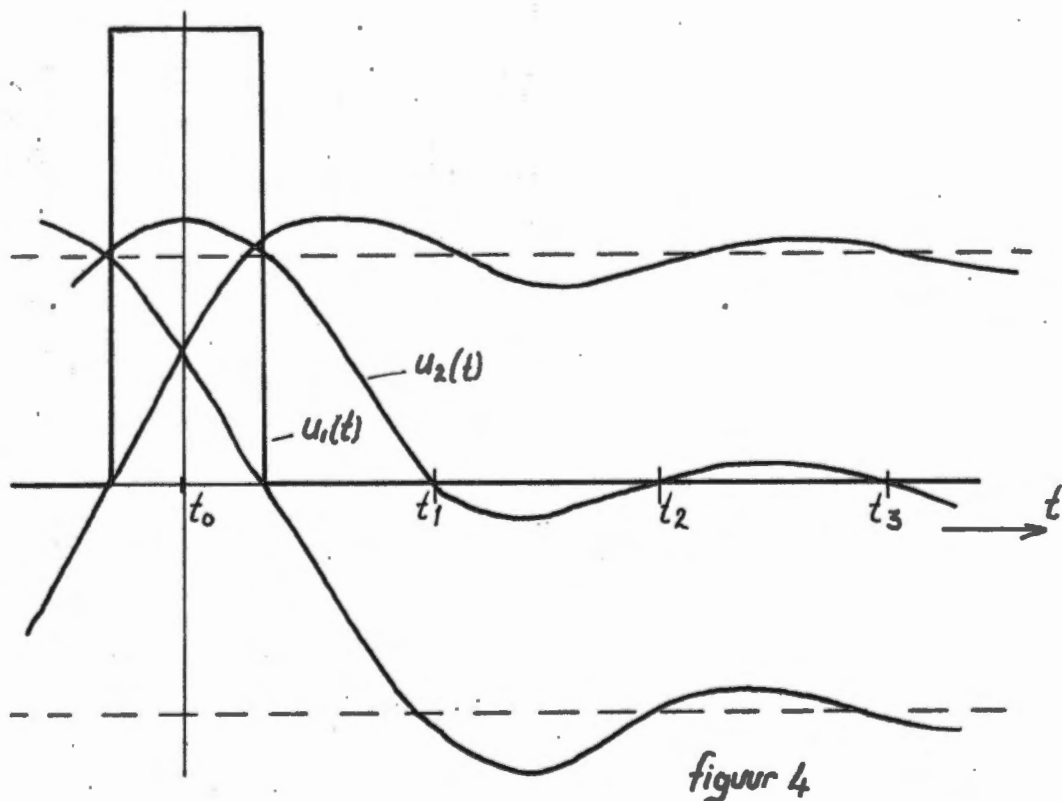
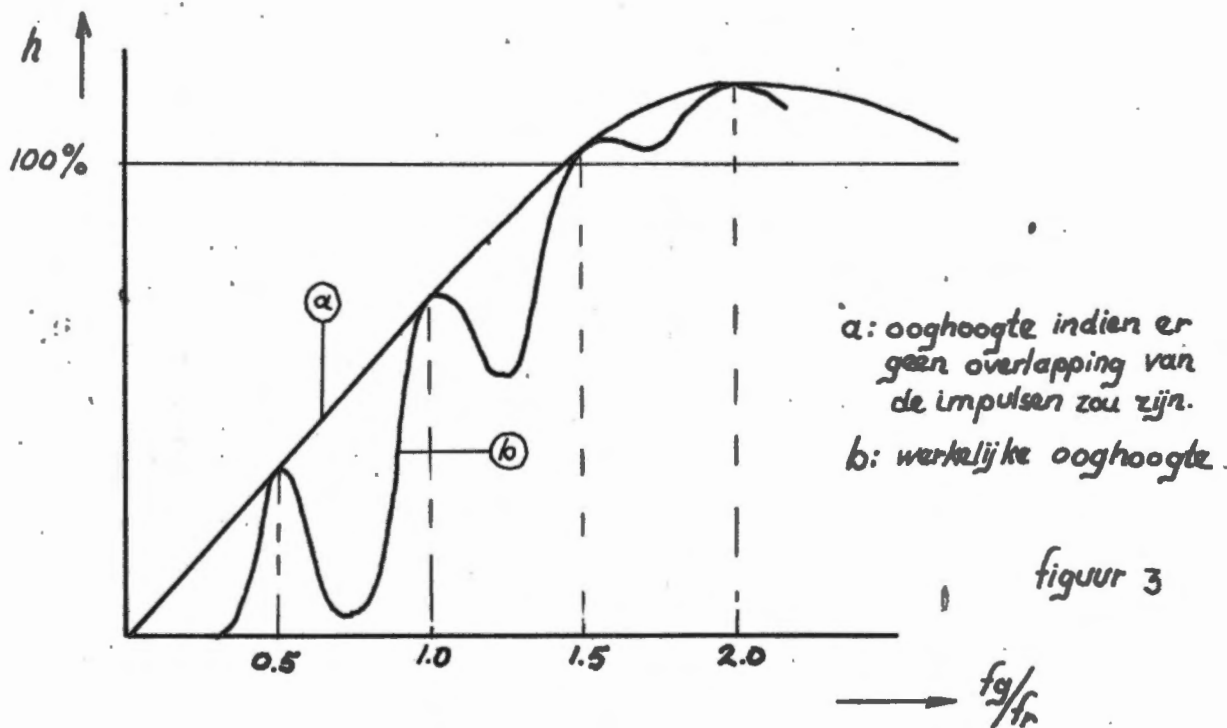


figuur 2

Indien we de storing t.g.v. overlapping van naburige impulsen buiten beschouwing laten, is de ooghoogte van het uitgangssignaal:

$$u_2(t=t_0) = \frac{2E}{\pi} \text{Si}(\omega_g \cdot \tau/2)$$

Het oogdiagram is in werkelijkheid kleiner t.g.v. de overlapping van naburige impulsen. We gaan daarom na wat het karakter is van $u_2(t)$ op enige afstand van $t = t_0$.



Toelichting bij figuur 4:

Stel $t_0 = 0$

$$u_2(t) = E \left[\frac{\pi}{2} - \frac{\cos \omega_g(t+\tau/2)}{\omega_g(t+\tau/2)} - \frac{\pi}{2} + \frac{\cos \omega_g(t-\tau/2)}{\omega_g(t-\tau/2)} \right]$$

voor $t \gg t_0$ kan dit geschreven worden als:

$$u_2(t) = E \delta(t) \left[-\cos \omega_g(t+\tau/2) + \cos \omega_g(t - \tau/2) \right] \quad \delta(t) \approx \frac{1}{\omega_g t}$$

dit laatste is een monotoon dalende functie. De nuldoorgangen van $u_2(t)$ worden voor $t \gg 0$ bepaald door:

$$\left[-\cos \omega_g(t+\tau/2) + \cos \omega_g(t - \tau/2) \right] = \left[2 \sin \omega_g \tau/2 \right] \sin \omega_g t$$

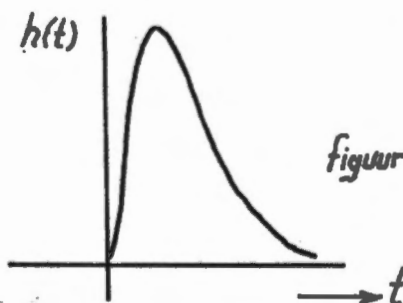
Kiezen we nu de impulsherhalingsfrequentie f_r van het P.C.M.-signaal zó dat de impulsen een tijd t_n of een geheel veelvoud daarvan uit elkaar liggen, dan wordt de hoogte van het oogdiagram in het midden van de impuls niet beïnvloed door de impuls overlappingsen.

f_g is een veelvoud van de halve pulsherhalingsfrequentie f_r . Kiezen we voor f_g een oneven veelvoud van $\frac{1}{2} f_r$, dan hebben we maximaal last van de impuls overlapping.

Een en ánder resulteert in een verloop van h als functie van f_g/f_r als in figuur 3 weergegeven is, hetgeen in overeenstemming met de meetresultaten is.

De foto's in bijlage 4 geven het oogdiagram voor $f_g/f_r = 0,5$ en $f_g/f_r = 0,7$

Voor de kunstkabel is de "grensfrequentie" bepaald uit de stootkarakteristiek.



$$\text{kanaaltijd } \tau_k = \frac{\text{Oppervlak}}{\text{max. hoogte}}$$

$$f_g = \frac{1}{2 \tau_k}$$

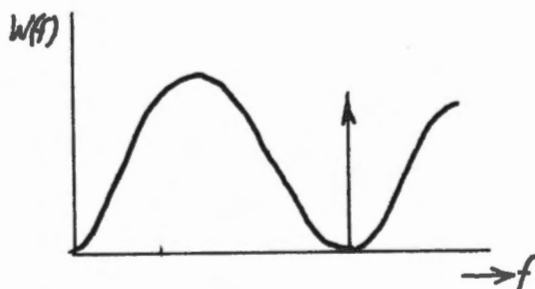
5.3. Invloed van een bandspfilter op het oogdiagram.

5.3.1. Inleiding.

Met behulp van pseudo-ternaire codes kan men een P.C.M.-signaal maken welke in het frequentiedomein meerdere spectrale nullen vertoont. Op de plaats van zo'n spectrale nul kan men een sinusvormig kloksignaal aanbrenge. Dit kloksignaal zal t.g.v. het zeer geringe vermogen van het

P.C.M.-signaal in het naburige frequentiegebied niet beïnvloed worden.

Dit is een bijzonder belangrijke eigenschap, omdat de fase van het kloksignaal geen afwijkingen mag vertonen.



figuur 6

In het algemeen lijkt het nodig dit meegezonden kloksignaal te

verwijderen m.b.v. een bandspfilter alvorens het P.C.M.-signaal aan de detector wordt toegevoerd.

Dat dit filter t.g.v. de benodigde "snijruimte" ook een gedeelte van het P.C.M.-signaal zal sperren lijkt niet ernstig omdat dit een gebied betreft met een gering gemiddeld vermogen.

Eén en ander wordt onderzocht voor het 2^e orde bipolaire signaal, waaraan een kloksignaal wordt meegegeven met een frequentie gelijk aan de halve impulsherhalingsfrequentie.

5.3.2. Eerste benadering: (spectra van verscheidene impulspatronen)

Stel dat t.g.v. het bandspfilter een fout optreedt in het midden van een bepaald impulspatroon. (we veronderstellen een ruisvrij kanaal) Dit moet dan een gevolg zijn van impulsoverlapping en hangt samen met de kanaaltijd τ_k van het filter. Aangezien de kanaaltijd begrensd is, zal deze fout ook optreden indien het betreffende impulspatroon als éénmalig verschijnsel wordt gezonden.

Omdat voor dit impulspatroon geldt $u_1(t) \neq u_2(t)$ brengt het frequentiecomponenten met zich mee die door het filter gesperd worden.

Van alle symbolen van 5 binalen is het frequentiespectrum van $\frac{1}{4} f_r$ tot $\frac{3}{4} f_r$ berekend, waarvan enkele weergegeven zijn in bijlage 4.

De spectra zijn berekend voor naaldimpulsen. Voor elke andere impulsvorm moet het resultaat vermenigvuldigd worden met de Fouriergetransformeerde van de impulsvorm. Opvallend is dat niet alle symbolen een spectrale nul op de halve pulsherhalingsfrequentie hebben. Dit zijn alle symbolen waarbij, bij gebrek aan voldoende impulsen, niet voldaan kan worden aan de regels gesteld door de 2^e orde bipolaire code.

Op de lange duur voldoet het P.C.M.-signaal natuurlijk altijd aan de eisen welke door de wijze van coderen vastgelegd zijn. Maar naarmate dit "aflossen van de schuld" langer op zich laat wachten zal het bandfilter méér energie van het signaal in de betreffende episode tegenhouden.

Opmerking: We werken hier met het begrip energiedichtheid-spectrum.

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} [s(f)]^2 df = 2 \int_{-\infty}^{+\infty} [s(f)]^2 df$$
$$\int_{-\infty}^{+\infty} E(\omega) df$$

waarin $E(\omega) = 2 |s(f)|^2$

de door het bandsperfilter tegengehouden energie is:

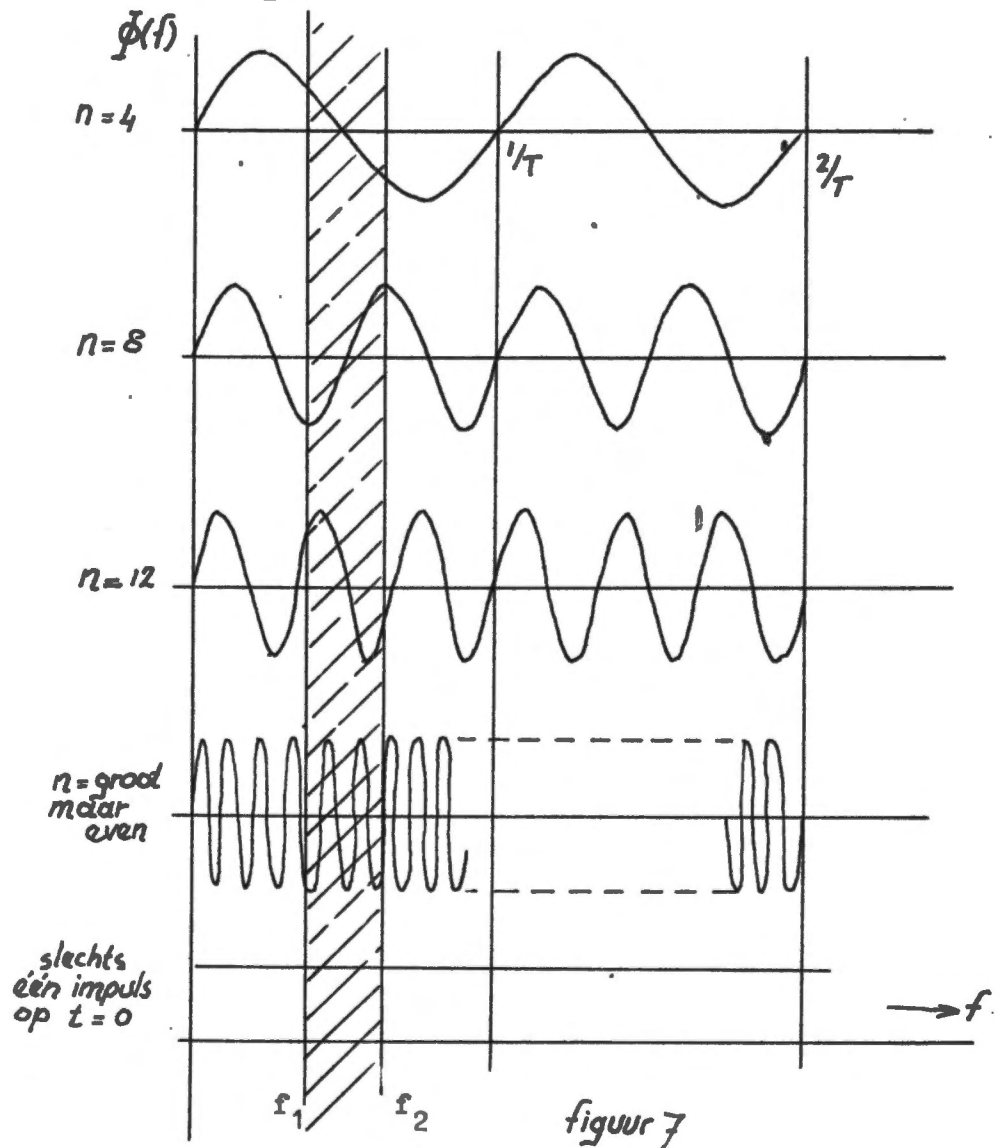
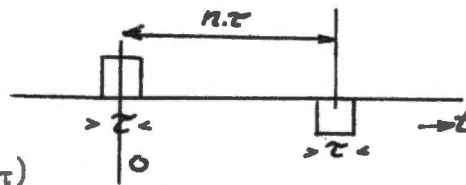
$$\int_{f_1}^{f_2} E(\omega) df$$

waarin f_1 en f_2 de grensfrequenties van het filter zijn. (zie figuur 7)

$$s(f) = s_B(f) \left\{ 1 - e^{-j\omega\tau} \right\}$$

$$= 2js_B(f) \Phi(f) e^{-j\omega\tau/2}$$

$$\Phi(f) = \sin(\omega\tau/2) = \sin\left(\frac{\pi}{2}f\tau\right)$$

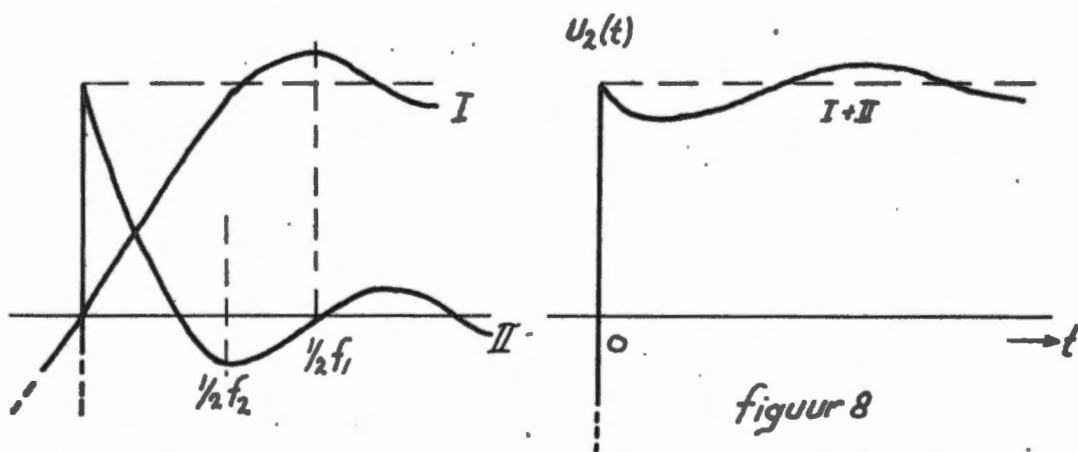


Toelichting bij figuur 7:

Uit deze figuur blijkt dat de energie die het symbool als eenmalig verschijnsel met zich meebrengt voor $n=4$ niet gelijkmatig verdeeld is over de frequentie-as. Het is mogelijk het bandsperfilter een zodanige centrale frequentie te geven dat een minimale hoeveelheid energie gespreid wordt. Naarmate n groter wordt is de energie gelijkmatiger verdeeld over de frequentie-as met als limiet $n \rightarrow \infty$ (een impuls). Het is dan niet meer mogelijk een minimum op te zoeken. De gespreide energie is dan groter dan bij het minimum bij $n=4$. (dit alles voor een gegeven breedte van de sperband van het filter.)

5.3.3. Tweede benadering. (Responsie bandsperfilter)

Een ideaal bandsperfilter kan worden voorgesteld als de parallelschakeling van een bovendoorlatend filter met grensfrequentie f_2 en een onderdoorlatend filter met grensfrequentie f_1 . De sprongkarakteristiek van het bandsperfilter is te construeren uit de sprongkarakteristieken van boven- en onderdoorlaat.

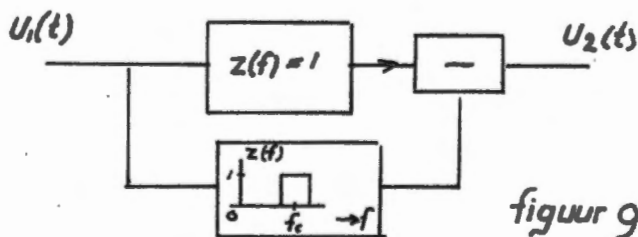


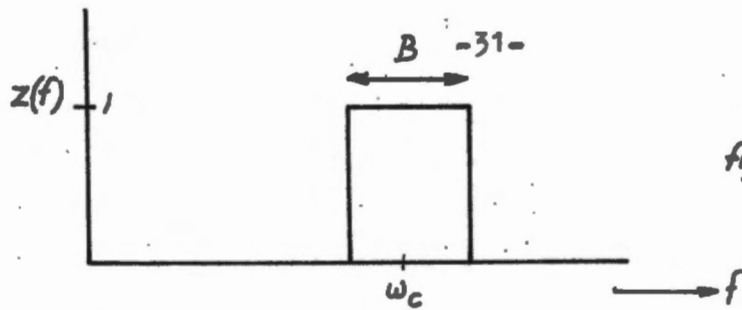
Op voldoende afstand van $t = 0$ kan het signaal dat het verschil tussen $u_2(t)$ en de ideale sprong weergeeft voorgesteld worden door:

$$-\frac{\cos \omega_1 t}{\omega_1} + \frac{\cos \omega_2 t}{\omega_2} \approx -\delta \cos \omega_1 t + \delta \cos \omega_2 t$$

$$= 2\delta \sin \frac{(\omega_1 - \omega_2)t}{2} \sin \frac{(\omega_1 + \omega_2)t}{2}$$

Een nauwkeuriger beeld van de invloed van het bandsperfilter op een impulsvormig signaal volgt uit de volgende beschouwing. De responsie van een bandsperfilter kan opgevat worden als het ingangssignaal verminderd met de responsie van een ideaal banddoorlatend filter.





figuur 10

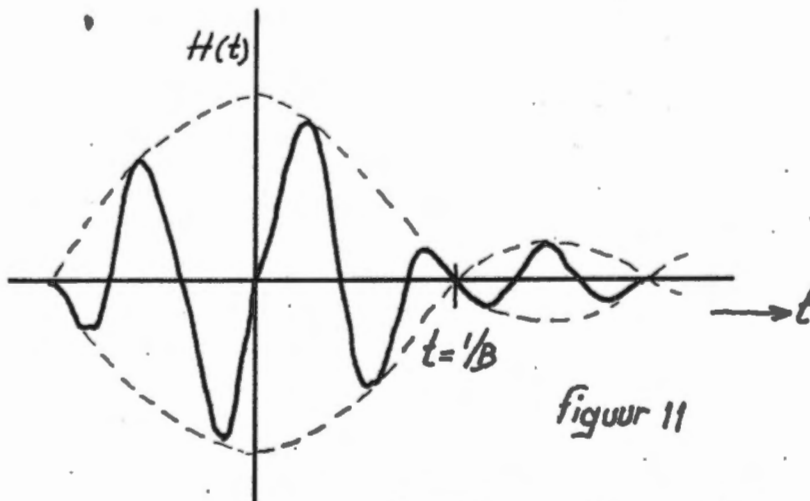
$$h(t) = B \operatorname{si}(\pi B t) \cos \omega_c t$$

$$\begin{aligned}
 H(t) &= B \int_0^t \operatorname{si}(\pi B t) \cos \omega_c t \, dt \\
 &= \frac{B}{\pi B} \int_0^t \frac{\sin(\pi B t) \cos \omega_c t}{t} \, dt \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^t \frac{\sin(\pi B - \omega_c) t}{(\pi B - \omega_c) t} \, d(\pi B - \omega_c) t + \int_0^t \frac{\sin(\pi B + \omega_c) t}{(\pi B + \omega_c) t} \, d(\pi B + \omega_c) t \right] \\
 &= \operatorname{Si}(-(\omega_c - \pi B)) + \operatorname{Si}(\omega_c + \pi B)
 \end{aligned}$$

Op voldoende grote afstand van de oorsprong ($t=0$) geldt:

$$H(t) = \frac{1}{\pi} \left[-\frac{\pi}{2} - \frac{\cos(\omega_c - \pi B)t}{(\omega_c - \pi B)t} + \frac{\pi}{2} - \frac{\cos(\omega_c + \pi B)t}{(\omega_c + \pi B)t} \right]$$

$$H(t) \approx \frac{1}{\pi} \frac{\sin \pi B}{\omega_c t} \sin \omega_c t = \frac{B}{\omega_c} \operatorname{si}(\pi B t) \sin \omega_c t$$



figuur 11

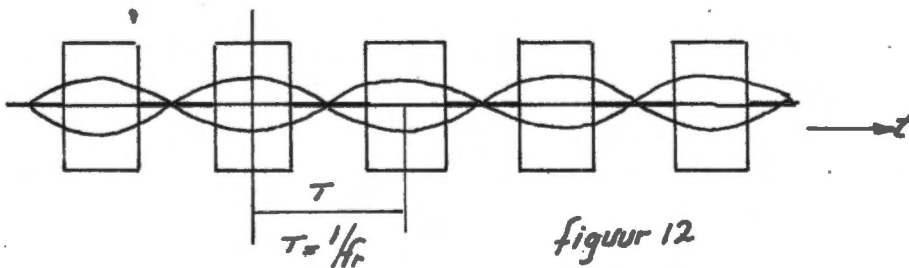
Veronderstellen we B voldoende klein, dan geldt voor t veel kleiner dan $1/B$ dat de "distorsie"

t.g.v. het bandspfilter voor een eenheidssprongfunctie gelijk is aan $B/\omega_c \sin \omega_c t$

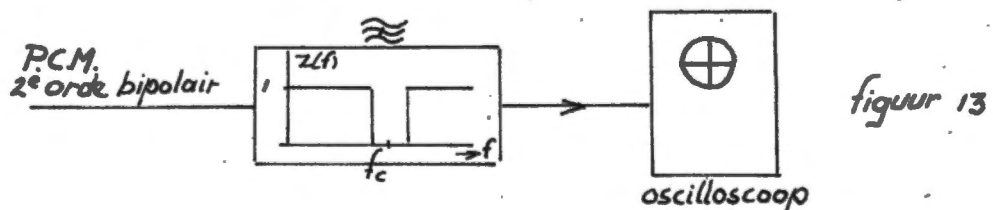
Voor een blokimpulsfunctie gecentreerd op $t = 0$ en breedte τ wordt deze distorsie:

$$\frac{B}{\omega_c} [\sin \omega_c (t + \tau/2) - \sin \omega_c (t - \tau/2)] = \frac{2B}{\omega_c} (\sin \omega_c \tau/2) \cos \omega_c t$$

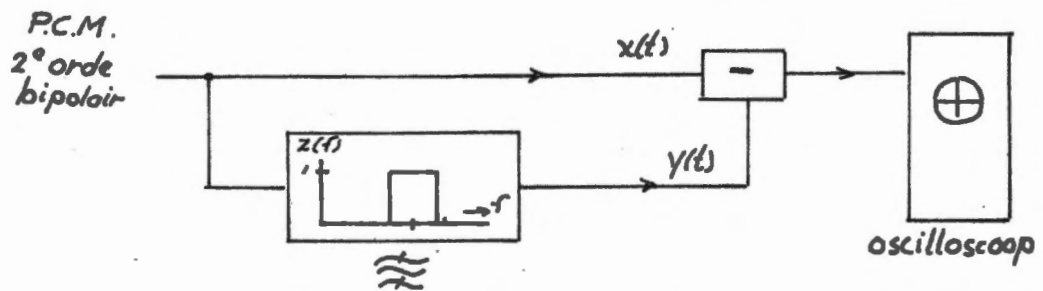
Dit is een ongunstig resultaat. Voor het hier beschouwde geval, waarbij $f_c = \omega_c/2\pi$ gelijk is aan de halve pulsherhalingsfrequentie van het P.C.M. signaal, is de storing t.g.v. het bandsperfilter maximaal op de bemonstertijdstippen.



5.3.4. Derde benadering: (Proefopstelling)



Bij het eerste experiment waarbij het oogdiagram van het P.C.M.-signaal aan de uitgang van een bandsperfilter bekeken werd bleek de vervorming groter en van een ander karakter dan berekend is. Uiteraard is dit een gevolg van de niet-lineaire faze-frequentie karakteristiek in het doorlaatgebied van het bandsperfilter. Bij een tweede experiment werd het te onderzoeken uitgangssignaal van het bandsperfilter nagebootst door gebruik te maken van een banddoorlatend filter. (zie ook paragraaf 5.3.3. responsie bandsperfilter)



figuur 14

Ook nu wordt het ideale bandsperrende filter niet volledig nagebootst, alleen is de benadering veel beter dan met het praktische (qua faze karakteristiek ongecorrigeerde) bandsperfilter.

T.G.V. de faze-fout, veroorzaakt door het banddoorlatende filter kan niet worden verwacht dat het signaal $y(t)$ het signaal $x(t)$ volledig uitdooft in het frequentiegebied rond $\frac{1}{2} f_p$. Wel is de fazefout beperkt tot frequenties uit dit bandje. Bovendien is de momentele waarde van de distorsie evenredig met het momentele vermogen dat het betreffende impulspatroon met zich meebrengt in dit bandje.

In bijlage 4 zijn fotoos opgenomen van het oogdiagram van het met de hier beschreven methode verkregen signaal.

6. Conclusies.

Uit het onderzoek naar de invloed van een onderdoorlatend kanaal op het oogdiagram van het P.C.M.-signaal blijkt dat het voor de transmissie van informatie essentiële deel van het vermogenspectrum zich niet verder uitstrekt dan ongeveer tot de pulsherhalingsfrequentie. (Zoals Nyquist reeds voor telegrafiesignalen stelde is in sommige gevallen een band tot $\frac{1}{2} f_r$ toereikend.)

Het onderzoek naar de invloed van een bandsperfilter buiten dit frequentiegebied heeft weinig zin. (We spreken in dit verslag voortdurend over P.C.M.-signalen in basisbandligging)

Uit het onderzoek naar de invloed van een bandsperfilter in de omgeving van de halve pulsherhalingsfrequentie van het P.C.M.-signaal is het volgende gebleken:

- Het toegepaste bandsperfilter moet gecorrigeerd worden op faze-frequentie karakteristiek. (5.3.4.)
- Een ideaal bandsperfilter (geen faze verschuiving) "voegt aan het signaal een storend signaal toe", dat maximaal is op de bemonstertijdstippen. (5.3.3.)
- De momentele waarde van het storende signaal is afhankelijk van het momentele vermogen dat het P.C.M.-signaal levert in de gesperde band.
- In een ruisend kanaal zal tengevolge daarvan de kans op storing niet voor alle symbolen gelijk zijn. De kans op storing wordt bepaald door het impulspatroon dat het betreffende symbool en zijn naaste buren met zich mee brengen.

Nu is gebleken dat men aan het P.C.M.-signaal een enkelvoudig harmonische tijdfunctie mag toevoegen (b.v. als kloksignaal) op voorwaarde dat de faze daarvan zo gekozen wordt, dat de nuldoorgangen samenvallen met de bemonstertijdstippen in de repeater. (zie ook van Gerwen. litt. 7)

De foto in bijlage 4 toont aan dat de hoogte van het oogdiagram daardoor niet wordt beïnvloed.

Het is dus niet noodzakelijk dit kloksignaal uit het P.C.M.-signaal te verwijderen met een bandspfilter voor dit aan de repeater wordt toegevoerd.

Deze methode is zelfs te prefereren, omdat het bandspfilter ook een storend signaal aan het P.C.M.-signaal "toevoegt", waarvan echter de plaats van de nuldoorgangen veel moeilijker in de hand te houden is dan bij het meegezonden kloksignaal.

BIJLAGE 1. Berekening van de vermogensdichtheidsspectra van informatie transporterende P.C.M.-signalen.

De berekening van het vermogensdichtheidsspectrum van het informatietransporterende P.C.M.-signaal is enigszins gecompliceerd omdat dit signaal geen stationair proces vormt.

De amplitude van het signaal is een functie van twee parameters. Dit zijn de tijd t en een kansparameter p .

Bij stationaire processen (onder de voorwaarde dat deze ergodisch zijn.) kunnen we bij de berekening van de correlatiefunctie en het vermogensdichtheidsspectrum eenvoudig middelen over de tijd.

Bij een niet stationair proces blijkt het ensemblagemiddelde een functie van de tijd en het tijdgemiddelde vormt een "random" ensemble.

Er moet dan een tweevoudig middelingsproces toegepast worden, over de tijd en over het ensemble. De correlatiefunctie en het spectrum die met deze berekening gevonden worden moeten aangeduid worden met gemiddelde correlatiefunctie en gemiddeld spectrum.

(A.A.Kharkevich toont aan dat ook deze elkaars Fourier-getransformeerden vormen. litt. 10.)

De autocorrelatiefunctie is : $R(\tau) = \overline{f(t) \cdot f(t-\tau)}$,

Voor stationaire ergodische processen is dit ook gelijk aan het 2^o moment : $R(\tau) = M [f(t_1), f(t_1-\tau)]$

$$M [f(t_1), f(t_2)] = \iint x_1 x_2 \varphi(x_1, x_2, \tau) dx_1 dx_2$$

waarin $\varphi(x_1, x_2, \tau)$ de twee dimensionale kansdichtheid is. (afhankelijk van τ)

Voor niet stationaire processen is $\varphi(x_1, x_2, \tau)$ niet alleen afhankelijk van τ maar ook van t en wordt derhalve genoteerd als $\varphi(x_1, x_2, \tau, t)$

Het middelingsproces over de tijd wordt nu uitgevoerd met de twee dimensionale kansdichtheid $\varphi(x_1, x_2, \tau, t)$.

$\varphi(x_1, x_2, \tau, t)$ blijft afhankelijk van τ .

Voor het P.C.M.-signaal blijkt een eenvoudige mathematische uitdrukking voor de gemiddelde correlatiefunctie $\overline{R(t, \tau)}$ gevonden te worden, indien $\overline{\varphi(x_1, x_2, \tau, t)}$ berekend wordt voor bepaalde intervallen op de τ -as.

Het middelingsproces over het ensemble wordt uitgevoerd bij het bepalen van het tweede moment:

$$\overline{R(t, \tau)} = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 x_2 \overline{\varphi(x_1, x_2, \tau, t)} dx_1 dx_2$$

Het voorgaande vormt de achtergrond van de berekeningsmethode voor het gemiddelde vermogensspectrum zoals die aangegeven is in het afstudeerverslag van Wagenaar (litt.1)

Omdat de amplitude van het P.C.M.-signaal slechts drie waarden kan aannemen : +E, 0 en -E wordt de uitdrukking voor $\overline{R(t, \tau)}$ in een bepaald interval op de τ -as bijzonder eenvoudig, indien dat interval slim gekozen wordt.

Zo komt Wagenaar voor een unipolair signaal met een impulsduur gelijk aan de halve periode tot:

$$\begin{aligned} \overline{R(t, \tau)} &= p E^2 (T/2 - |\tau|) / T \text{ voor } |\tau| \leq T/2 \\ \overline{R(t, \tau)} &= p^2 E^2 (\tau - T/2) / T \text{ voor } T/2 \leq \tau \leq T \\ &\text{enz.} \end{aligned}$$

waarin p de kans op het optreden van een impuls is.

Een algemene uitdrukking voor $\overline{W(f, t)}$ van een P.C.M.-signaal wordt dan :

$$\overline{W(f, t)} = \frac{1}{T} |s(f)|^2 \sum_{-\infty}^{+\infty} q_n \cdot p_n \cdot e^{-j\omega_n T}$$

$s(f)$ is de fouriergetransformeerde van $u(t)$, als $u(t)$ een impuls van het P.C.M.-signaal is, gezien als éénmalig verschijnsel, gecentreerd op $t = 0$.

$q_n \cdot p_n$ wordt gegeven door de statistiek van het P.C.M.-signaal. p_n is de kans op het optreden van twee impulsen die nT seconde uit elkaar liggen.

q_n is +1 indien deze impulsen hetzelfde teken hebben en -1 bij een ongelijk teken.

Voor het 1^e orde bipolaire signaal is: (gegeven dat de kans op een impuls een half bedraagt)

$$q_0 \cdot p_0 = 1/2, \quad q_1 \cdot p_1 = -1/4, \quad q_2 \cdot p_2 = 0, \quad q_3 \cdot p_3 = 0 \\ q_4 \cdot p_4 = 0 \quad \text{enz.}$$

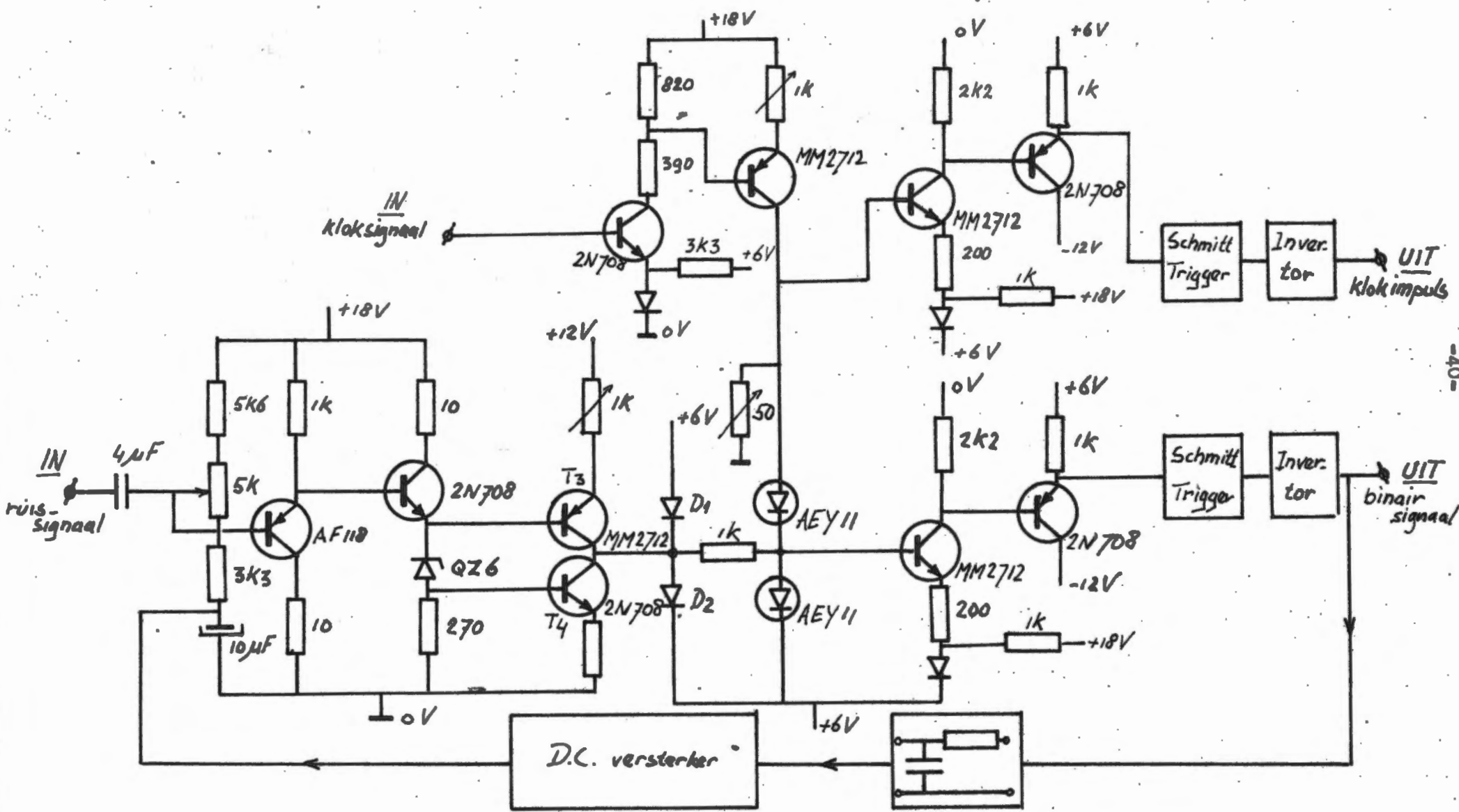
$$\overline{W(f,t)} = 1/T \quad |s(f)|^2 \frac{1}{2} (1 - \cos \omega T)$$

Voor het 2^e orde bipolaire signaal is:

$$q_0 \cdot p_0 = 1/2, \quad q_1 \cdot p_1 = 0, \quad q_2 \cdot p_2 = -1/4, \quad q_3 \cdot p_3 = 0 \\ q_4 \cdot p_4 = 0 \quad \text{enz.}$$

$$\overline{W(f,t)} = 1/T \quad |s(f)|^2 \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega T)$$

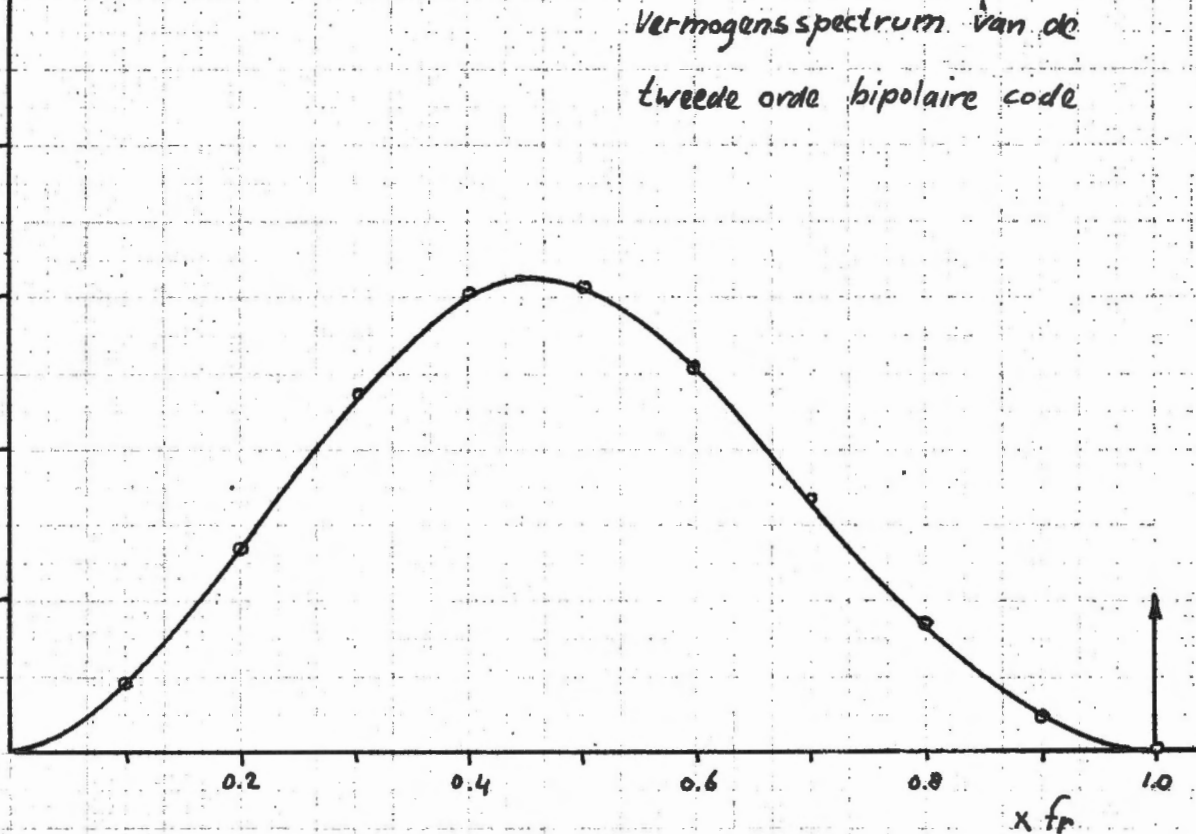
BIJLAGE 2: Schakeling van de
elektronische kruis-of-munt werper.



BIJLAGE 3: Vermogensspectra van
enige P.C.M.-signalen.

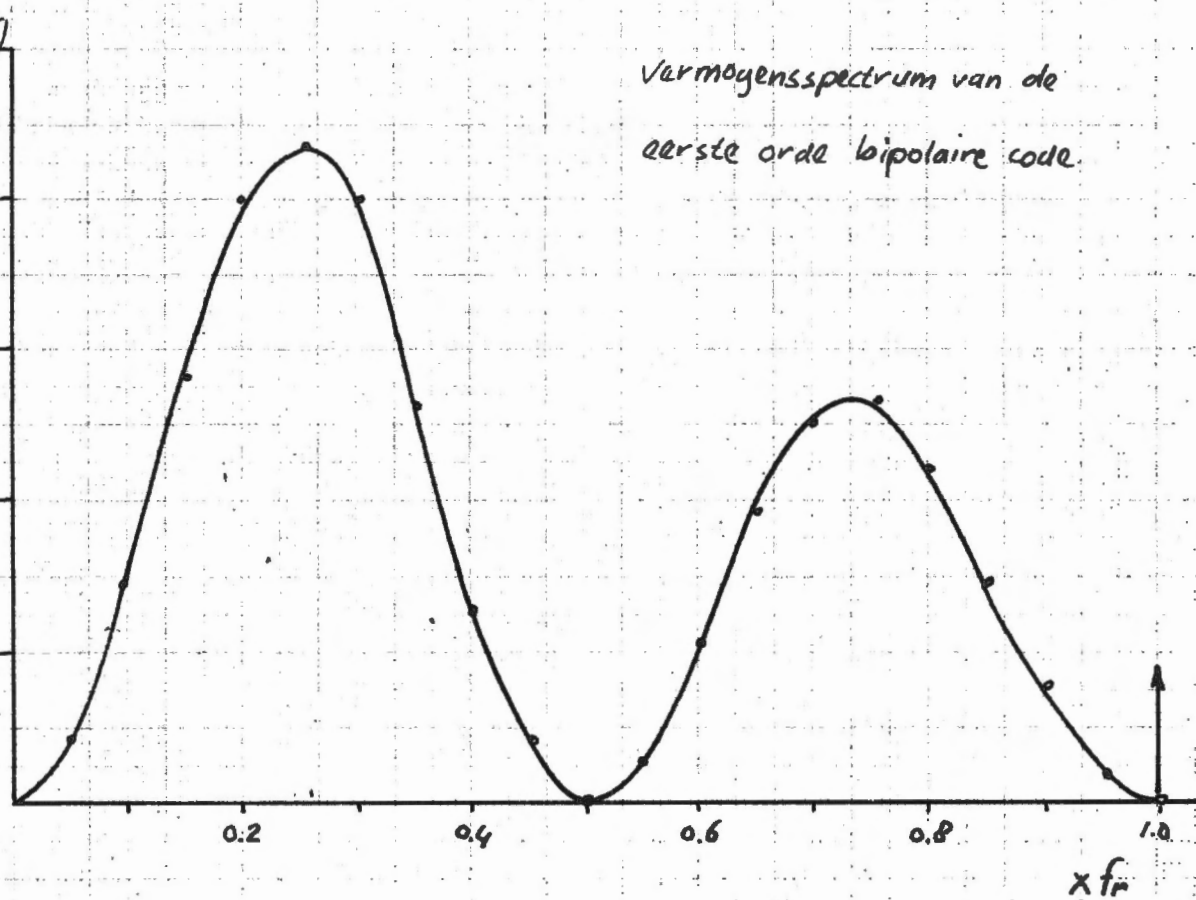
$W(f)$

Vermogenspectrum van de
tweede orde bipolaire code



$W(f)$

Vermogenspectrum van de
eerste orde bipolaire code

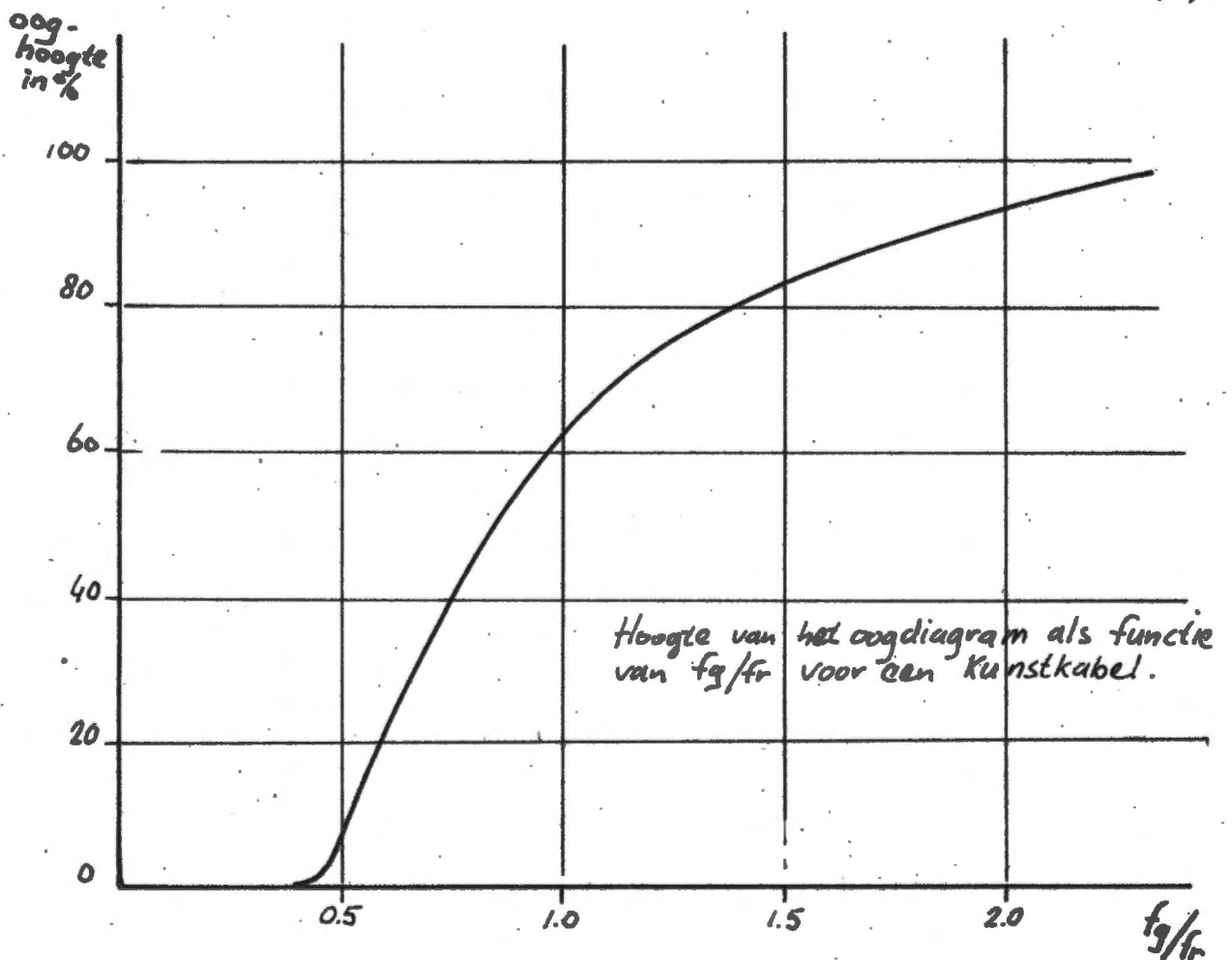
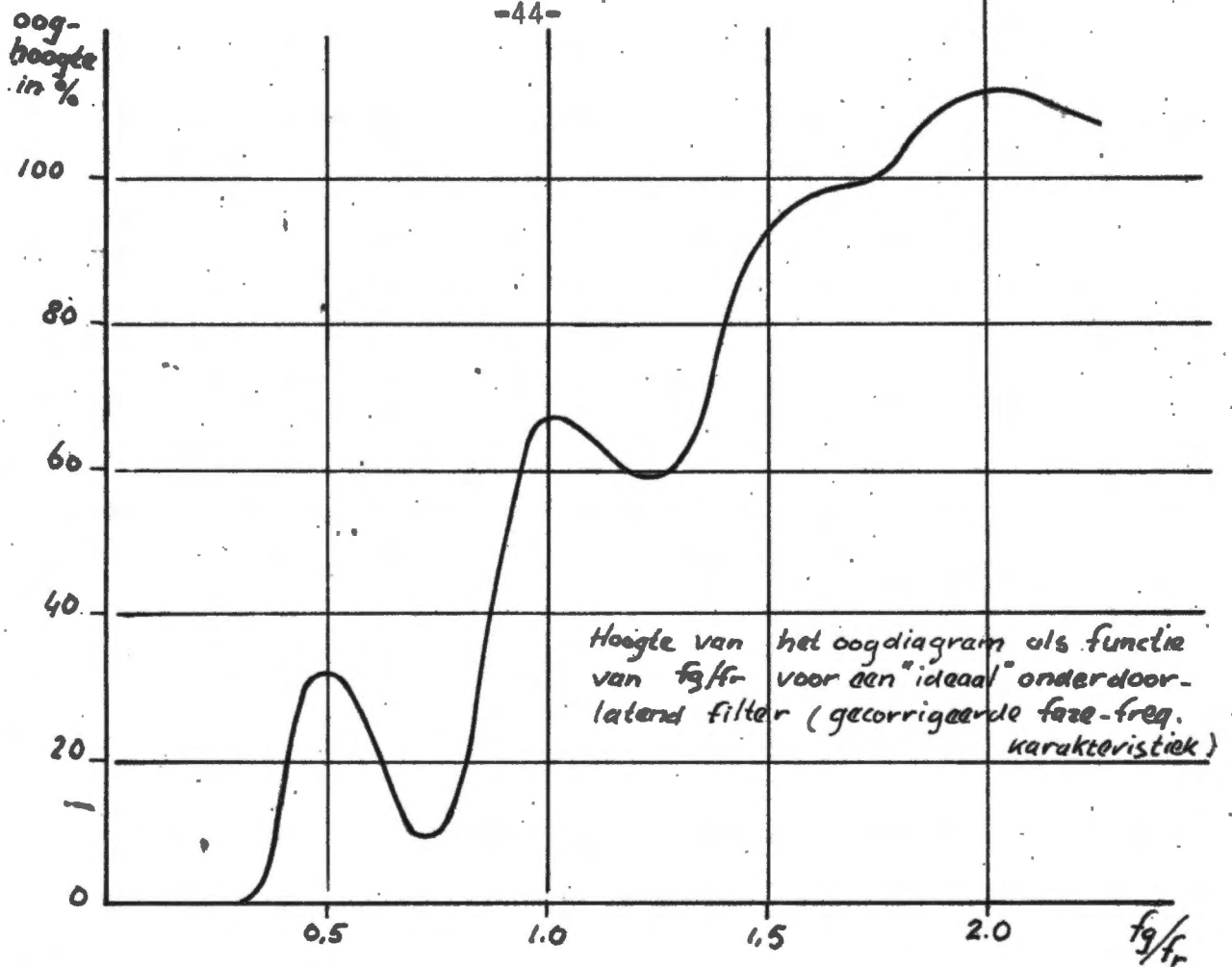


BIJLAGE 4:

-hoogte van het oogdiagram als functie van de verhouding van f_1 en f_2 voor twee verschillende "kanalen".^r

-spectra van symbolen van 5 binalen.

-foto's van oscillogrammen.



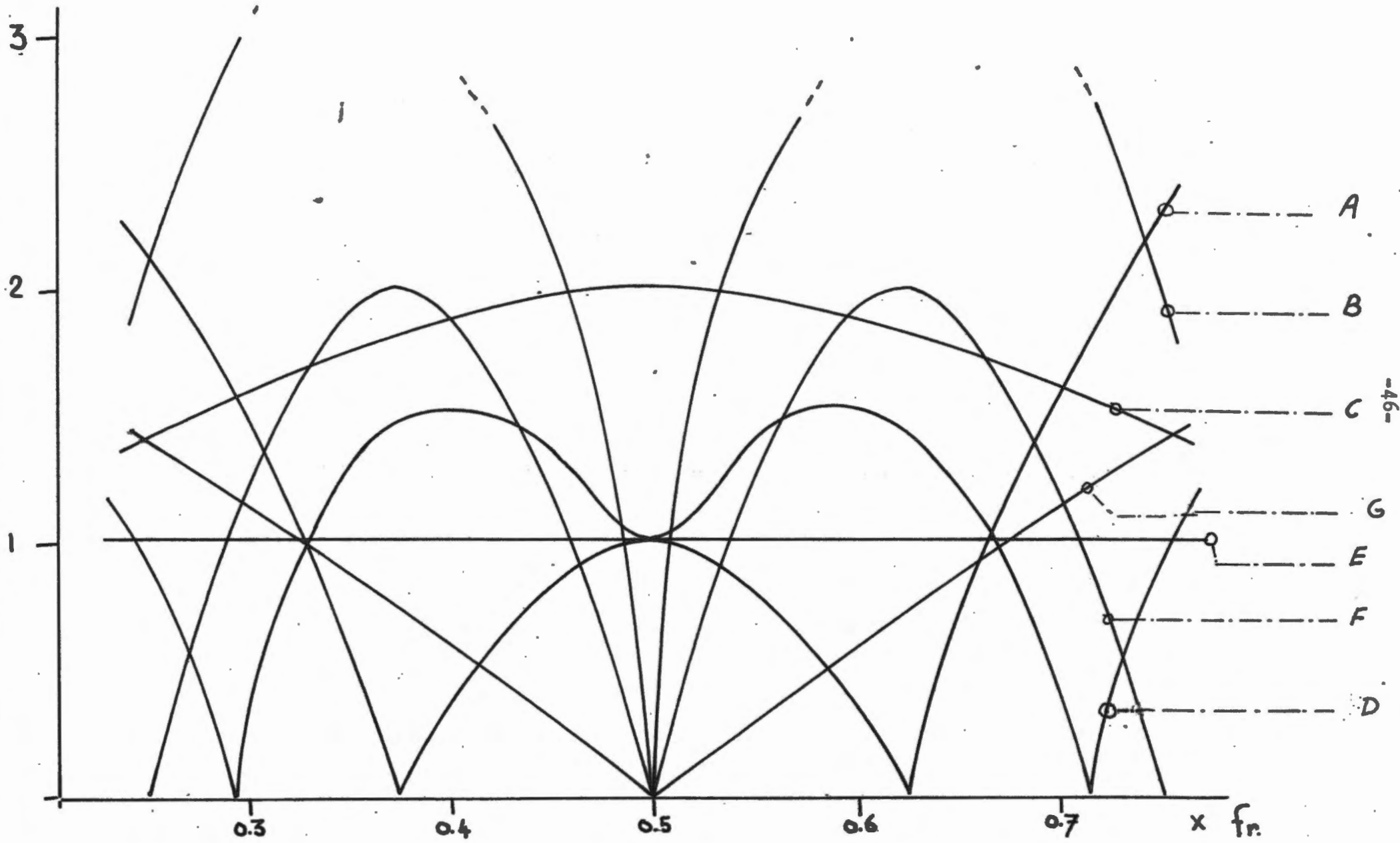
Op de volgende bladzijde is voor enkele symbolen van 5 binalen de modulus van $s(f)$ weergegeven in de omgeving van de halve impulsherhalingsfrequentie.

Hierbij is géén rekening gehouden met de impulsvorm, zodat de gegeven krommen dus eigenlijk gelden voor naaldimpulsen.

De spectra zijn berekend met behulp van de TR 4.

De gekozen symbolen zijn:

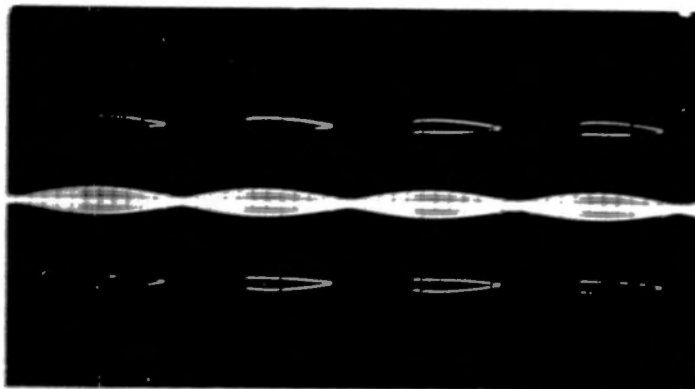
A:	1.	0	-1	-1	0
B:	1.	-1	0	1	-1.
C:	0	1	-1	0	0
D:	1	0	0	-1	-1
E:	0	0	1	0	0
F:	1	0	0	0	-1
G:	0	1	0	-1	0



4. Log-diagram, gemeten met de proefopstelling uit figuur 11. (hoofdstuk 5)

Het signaal bestaat uit symbool 3. (zie blad 1 en 2 van deze bijlage.)

Dit symbool wordt voortdurend herhaald.



5. idem, maar nu voor symbool C (zie blad 1 en 2 van deze bijlage.)

T.g.v. de faze-fout van het filter valt het maximum van de storing niet samen met het midden van de impulsen, zoals dit berekend is voor het ideale filter.

