

**MASTER**

**Deltamodulatie m.b.v. tunneldioden**

Verlijdsdonk, A.P.

*Award date:*  
1965

[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

ARL  
65  
ELE

Technische Hogeschool Eindhoven

AFDELING ELEKTROTECHNIEK

" DELTAMODULATIE m. b. v. TUNNELDIODEN "

Verslag van het afstudeeronderzoek  
in de groep Telecommunicatie A  
o.l.v. Prof. ir. W. H. VAN ZOEST,  
uitgevoerd door A. P. VERLIJSDONK

Juni 1965

---

Technische Hogeschool Eindhoven

TECHNISCHE HOGESCHOOL EINDHOVEN.AFDELING ELEKTROTECHNIEK.DELTAMODULATIE m.b.v. TUNNELDIODEN.

Verslag van het afstudeeronderzoek in de  
groep Telecommunicatie A o.l.v.

Prof.ir. W.H. van Zoest, uitgevoerd door  
A.P. Verlijndonk.

Juni 1965.

SAMENVATTING.

Delta-modulatie is een vorm van pulsmodulatie die een analoog signaal omzet in een digitaal signaal met uitsluitend positieve en negatieve pulsen. Bij benadering geldt: "de polariteit van de pulsen van een Delta-modulatiesysteem komt overeen met de 1e afgeleide naar de tijd van het modulerende signaal". Evenals bij pulscodemodulatie treedt bij Delta-modulatie quantizeringsruis op. Om een goede signaal/quantizeringsruisverhouding (36 dB) te realiseren dient een puls-frequentie te worden toegepast van ongeveer 20 x de hoogste over te brengen modulatie-frequentie.

In vergelijking met pulscodemodulatie is Delta-modulatie ongunstiger v.w.b. bandbreedte en quantizeringsruis.

Voor de overdracht van videosignalen met een bandbreedte van 30 Hz - 5 MHz is een Delta-modulatiesysteem m.b.v. tunneldioden veel eenvoudiger te realiseren dan een pulscodemodulatiesysteem.

INHOUDSOPGAVE.

	Blz.
1. INLEIDING	3
2. TOEPASSING VAN TUNNELDIODEN IN EEN DELTA-MODULATOR (GOTO-pair)	5
3. ONTWERP VAN EEN 100 MHz-DELTA-MODULATOR	7
4. BEREKENING VAN DE SIGNAAL/QUANTIZERINGSRUISVERHOUDING	11
5. HET FREQUENTIESPECTRUM VAN EEN DELTA-GEMODULEERD SIGNAAL	15
6. PRAKTISCHE REALISATIE VAN EEN DELTA-MODULATOR EN -DEMULATOR	17
7. MEETRESULTATEN	19
a. De signaal-/quantizeringsruisverhouding.	19
b. De frequentiekaracteristiek.	20
c. De modulatiekaracteristiek.	20
d. Toelichting bij de foto's.	20
LITERATUURLIJST	21

## 1. INLEIDING.

Delta-modulatie is een vorm van pulsmodulatie, waarbij een analoog ingangssignaal wordt omgezet in een digitaal uitgangssignaal. Het voordeel van deze modulatiemethode is, dat in de transmissieketen pulsherstellers kunnen worden toegepast, zodat de transmissieruis vrijwel geheel kan worden geëlimineerd en de overdrachtskwaliteit onafhankelijk wordt van de lengte van het transmissie-circuit.

Door de N.V. Philips te Eindhoven zijn op het gebied van Delta-modulatie reeds uitgebreide onderzoeken gedaan<sup>1,2)</sup>.

De werking van een Delta-modulator zal worden toegelicht aan de hand van onderstaand blokschema.

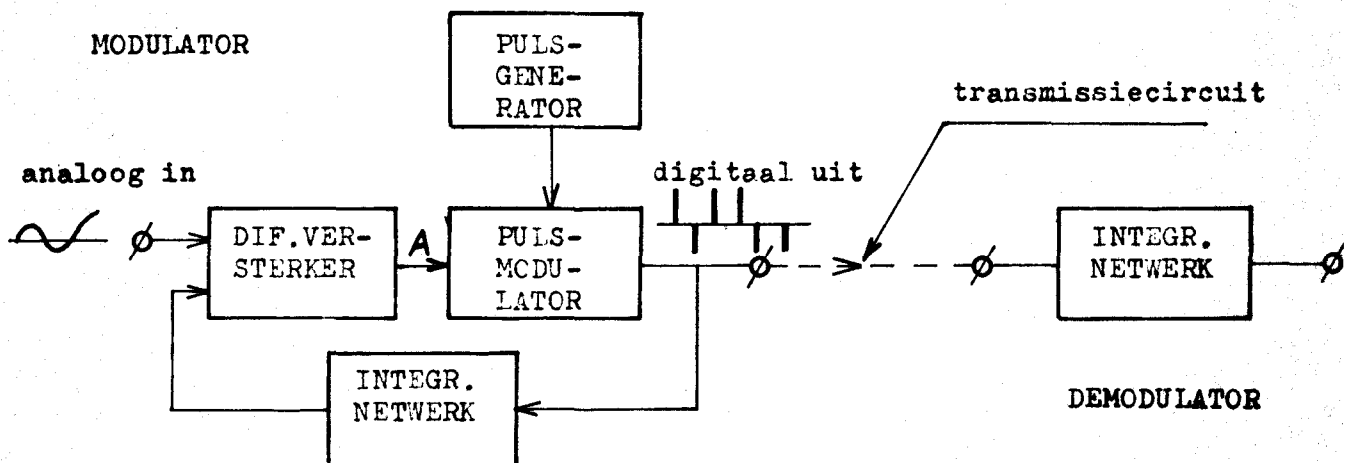


fig. 1

De pulsgenerator levert uniforme klokpulsen aan de pulsmodulator.

De pulsmodulator geeft de klokpulsen een positieve polariteit als de momentele waarde van het signaal op punt A positief is.

Omgekeerd : is de spanning op punt A negatief dan levert de pulsmodulator negatieve pulsen aan de uitgang. Het uitgangssignaal van de modulator wordt via een integrerend netwerk toegevoerd aan een differentieversterker, die het geïntegreerde uitgangssignaal vergelijkt met het aangeboden modulerende signaal.

Zolang het modulerend signaal groter is dan het gereconstrueerde signaal uit de integrator, leidt dit tot een positieve spanning op punt A en worden aan de uitgang van de modulator positieve pulsen gegenereerd. Dit gaat door tot op zeker moment het gereconstrueerde signaal groter wordt dan het aangeboden modulerend signaal.

In dit geval wordt een negatieve puls aan de uitgang afgegeven. Globaal gesproken kan men zeggen : "De polariteit van de pulsen van een delta-gemoduleerd signaal komt overeen met de polariteit van de 1e afgeleide naar de tijd van het modulerend signaal".

Een overzicht van de spanningsvormen op de diverse punten in het blok-schema van de Delta-modulator volgt hieronder.

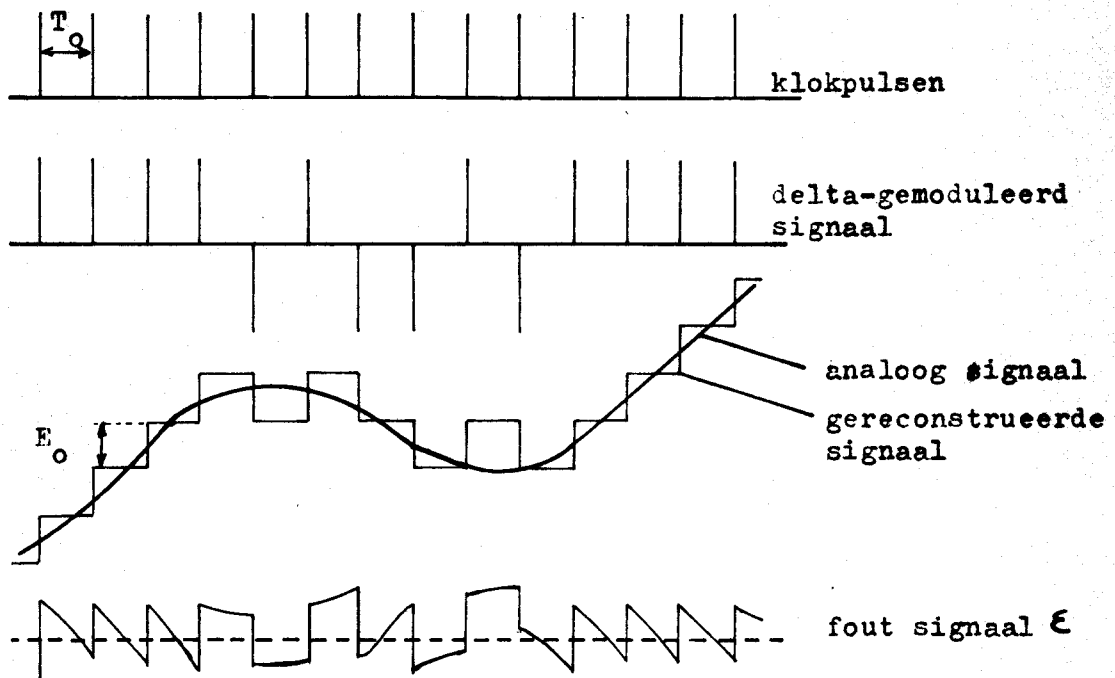


fig. 2

Demodulatie aan de ontvangzijde is bijzonder eenvoudig te verwezenlijken m.b.v. een identiek integrerend netwerk als in de modulator werd toegepast. Het gereconstrueerde signaal benadert trapsgewijze het modulerend signaal. Deze benadering is oorzaak van een foutsignaal  $\epsilon$ , dat zich aan ontvangzijde als quantizeringsruis manifesteert. Naarmate de klokpulsfrequentie hoger wordt gekozen, zal de benadering beter en de quantizeringsruis minder worden. Om een goede signaal/quantizeringsruis-verhouding te bereiken is het noodzakelijk dat de klokpulsfrequentie

$f_0 = \frac{1}{T_0}$  een faktor 20 hoger wordt gekozen dan de hoogste modulerende

frequentie  $f_b$ . Dit zal aan de hand van berekeningen nog nader worden bewezen. Voorbeeld : om een videosignaal met een band van 0 - 5 MHz delta-gemoduleerd over te brengen is een puls-frequentie van 100 MHz wenselijk. Voor de overdracht is dan een relatief zeer grote bandbreedte noodzakelijk.

## 2. TOEPASSING VAN TUNNELDIODEN IN EEN DELTA-MODULATOR (GOTO-pair).

Tunnel dioden zijn halfgeleider-elementen die o.m. als schakelement kunnen dienst doen <sup>3)</sup>. Stel een tunnel diode (afk. T.D.) wordt opgenomen in de schakeling van figuur 3a.

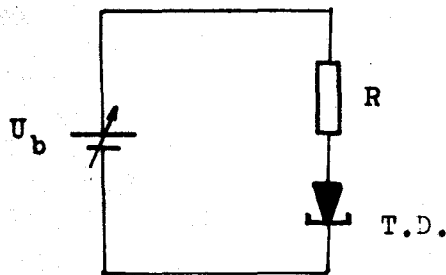


fig. 3a

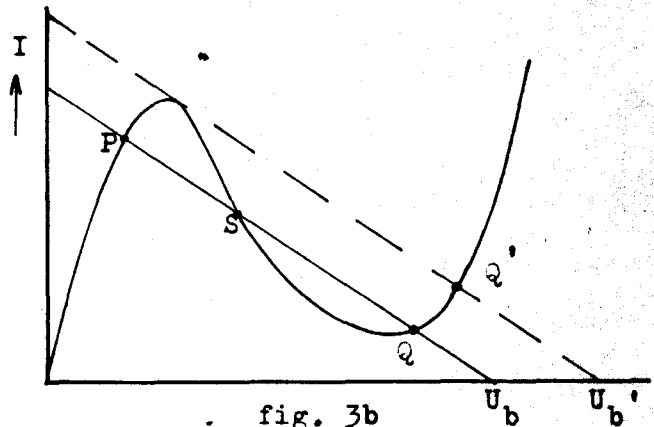


fig. 3b

Voor een bepaalde keuze van  $U_b$  en  $R$  kan in de tunnel diode karakteristiek de belastingslijn worden getrokken zoals in figuur 3b. Het is gemakkelijk in te zien dat de schakeling twee stabiele toestanden heeft n.l. de snijpunten  $P$  en  $Q$  van de belastingslijn met de T.D.-karakteristiek. Het snijpunt  $S$  van de belastingslijn met het negatieve stuk van de T.D.-karakteristiek is niet stabiel in de getekende situatie. De schakeling is in dit gedeelte van de karakteristiek slechts stabiel indien de belastingsweerstand kleiner wordt gekozen dan de negatieve differentiaalweerstand van de T.D.\*

Wordt de voedingsspanning  $U_b$  nog verder verhoogd tot een waarde  $U_b'$  dan resulteert dit in een verschuiving naar rechts van de belastingslijn tot deze geen snijpunt meer heeft met de linker top van de T.D.-karakteristiek. Er blijft dan nog slechts één stabiel werkpunt over n.l. punt  $Q'$ . In punt  $P$  ingesteld heeft de T.D. 1N2939 een inwendige weerstand van  $30 \Omega$ , in punt  $Q$  een hogere inwendige weerstand van  $800 \Omega$ . Hieruit volgt dus de toepassing van de T.D. als schakelement.

Een T.D.-schakeling die in de schakeltechniek bekend staat als "GOTO-pair" is hieronder weergegeven.

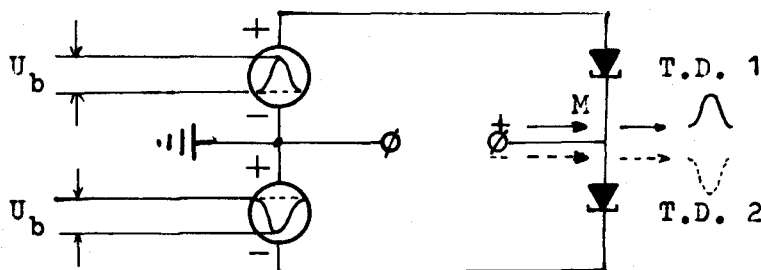


fig. 4

\*Zie afstudeeronderzoek van L.G. van Esterik. "Een tunnel diode versterker."

De schakeling bestaat uit twee in serie geschakelde tunneldioden, die worden gevoed door twee synchrone spanningsbronnen die t.o.v. aarde een tegengestelde polariteit hebben, maar in het serie-circuit elkaar ondersteunen.

Het verschil van figuur 4 met figuur 3a is dat de belastingsweerstand  $R$  vervangen is door een T.D. In deze schakeling fungeert de ene T.D. als belastingsweerstand voor de andere T.D. en omgekeerd.

Stel T.D. 1 heeft een iets hogere  $I_{\text{piek}}$  dan T.D. 2 en analoog aan de schakeling van fig. 3a wordt T.D. 1 beschouwd als de belastingsweerstand van T.D. 2.

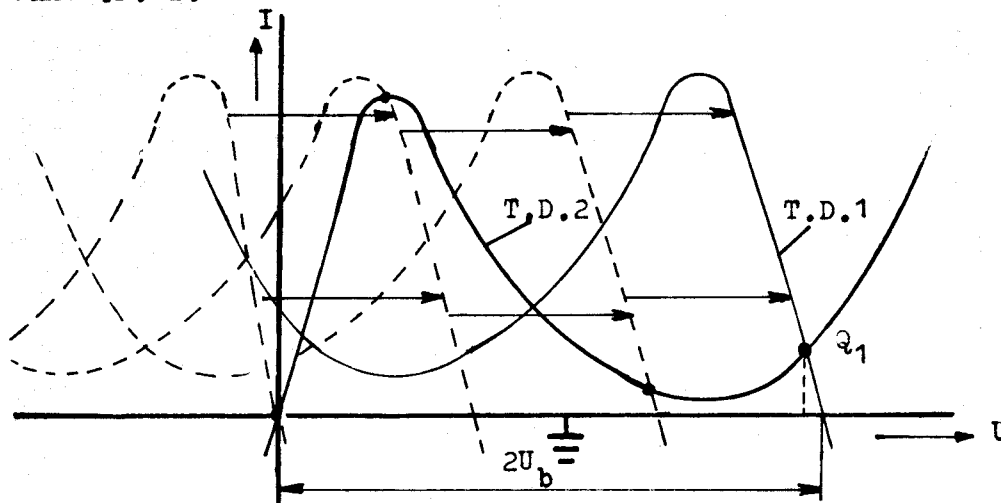


fig. 5

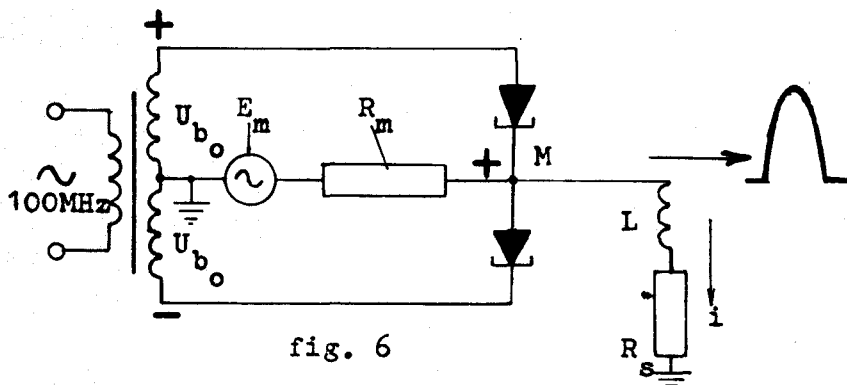
Bij toenemen van de voedingsspanning van  $0 \rightarrow 2 U_b$  verschuift de belastingslijn (de karakteristiek van T.D. 1) naar rechts en wandelt het snijpunt van beide T.D.-karakteristieken over de karakteristiek van T.D. 2 tot het punt  $Q_1$ . In deze situatie heeft T.D. 2 een hoge inwendige weerstand. Over T.D. 1 staat dan slechts een zeer kleine spanning en over T.D. 2 staat bijna de gehele spanning  $2 U_b$ . Het punt M in de schakeling van figuur 4 heeft dan t.o.v. aarde een spanning van bijna  $+U_b$ . Omgekeerd : heeft T.D. 2 een iets hogere  $I_{\text{piek}}$  dan T.D. 1 dan volgt dat punt M een spanning krijgt van bijna  $-U_b$  t.o.v. aarde. Stel nu dat beide T.D.'n precies dezelfde karakteristiek hebben, dan is door punt M een zekere voorspanning te geven te bepalen welke T.D. het eerst zijn  $I_{\text{piek}}$  zal bereiken. Zo zal, indien punt M een positieve voorspanning heeft, een positieve spanningspuls aan de uitgang worden gegenereerd. Heeft punt M een negatieve voorspanning, dan resulteert dit in een negatieve spanningspuls aan de uitgang.

Deze werkwijze past precies bij die van de pulsmodulator in het prinsipschema van fig. 1.



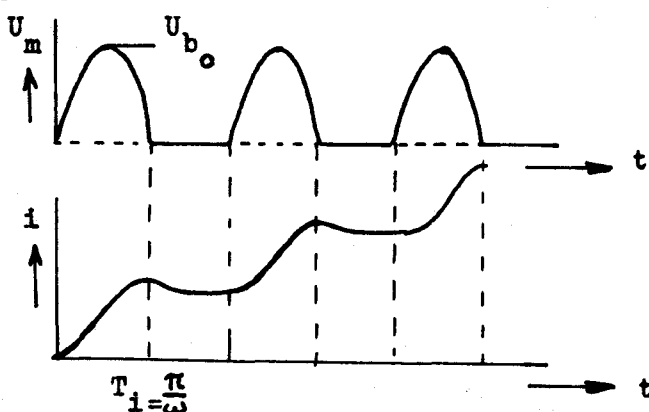
### 3. ONTWERP VAN 100 MHz-DELTA-MODULATOR.

De werking van het integrerend netwerk en de differentie-versterker in figuur 1 kunnen worden gecombineerd door in de schakeling van figuur 4 het punt M via een spoel L met serieweerstand  $R_s$  aan aarde te leggen. De beide synchrone pulsgeneratoren kunnen worden vervangen door een 100 MHz transformator met middenaftakking. Dan ontstaat de volgende schakeling.



De getekende generator  $E_m$  levert de modulerende spanning, die via een relatief grote weerstand  $R_m$  voor de instelspanning van punt M zorgt. Werkwijze : Stel dat punt M op het tijdstip  $t = 0$  een positieve voorspanning heeft t.g.v. het modulerendeingangssignaal. Dan zal volgens de besproken werking van het T.D.-paar een positieve spanningspuls aan de uitgang worden afgegeven, die ongeveer de vorm heeft van de positieve helft van een sinus-spanning met amplitude  $U_{b_0}$ .

De spanningspuls doet door de spoel een stroom  $i$  opbouwen. (Deze stroom heeft de geïntegreerde vorm van de spanning.) Op het tijdstip  $t = t_1$  is de spanningspuls voorbij en de spoel zal de op dat tijdstip vloeiende stroom trachten te handhaven via aarde en punt M. Verloop van spanningen en stromen.



Het verloop van de stroom voor  $0 \leq t \leq t_1 = \frac{\pi}{\omega}$  wordt berekend aan de hand van het volgende vervangingschema.

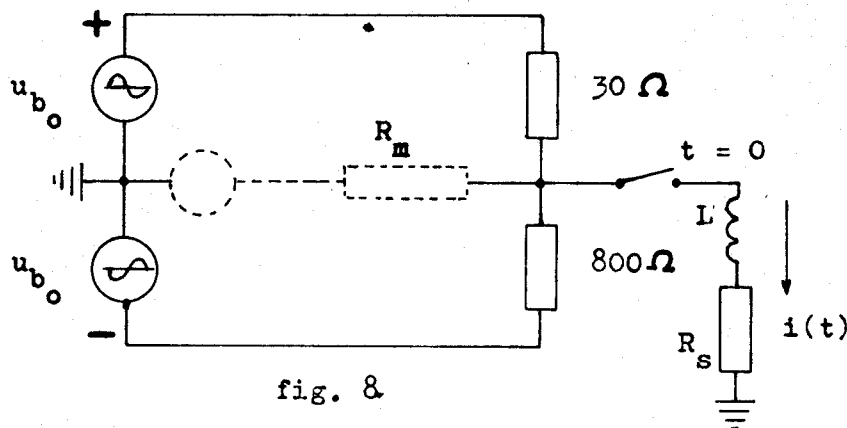


fig. 8

Opm. : De weerstand  $R_m$  wordt relatief groot gekozen en is daarom in het vervangingschema verwaarloosd.

Door op het schema van figuur 8 het theorema van Thévenin, gecombineerd met het superpositiebeginsel, toe te passen wordt de volgende vereenvoudigde schakeling verkregen.

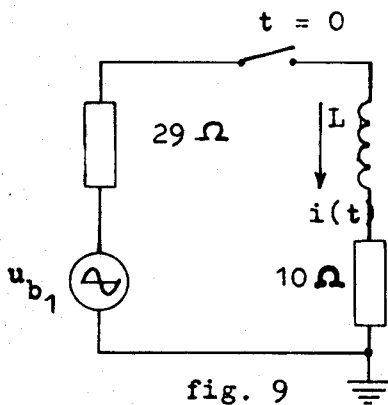


fig. 9

De differentiaalvergelijking luidt :

$$iR + L \frac{di}{dt} = u_{b_1}$$

$$\text{met } u_{b_1} = U_{b_1} \sin \omega t = 0,93 U_{b_0} \sin \omega t$$

$$\text{voor } t \geq 0$$

$$\text{en } u_{b_1} = 0 \quad \text{voor } t < 0$$

Gevraagd :

$$i(t_1 = \frac{\pi}{\omega})$$

De totale oplossing van de D.V. :

$$i(t) = \frac{U_{b_1}}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot \sin(\omega t - \varphi) + \frac{\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} \cdot U_{b_1} e^{-\frac{R}{L} t}$$

$$\text{met } \varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$$

Hieruit volgt dat  $i(t)$  te berekenen is als  $L$  bekend is.

Een eerste bepalende faktor voor de keuze van  $L$  is de situatie op het moment  $t_1 = \frac{\pi}{\omega}$ , n.l. het moment waarop de spanningspuls nul wordt.

Dan geldt het volgende vervangingschema :

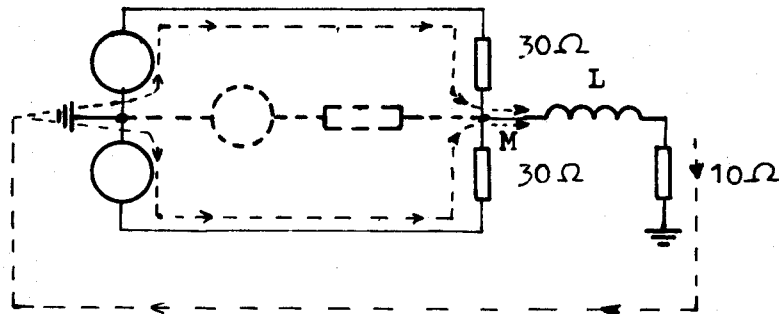


fig. 10

De stroom  $i(t_1 = \frac{\pi}{\omega})$  zal zich in bovenstaand schema moeten handhaven tot de volgende spanningspuls wordt gegenereerd.

Dit is voor 100 MHz repetitiefrequentie het geval na 5 nsec.

Een gunstige tijdconstante lijkt :

$$\tau = \frac{L}{R_1} = 50 \text{ nsec.}$$

met :

$$R_1 = \frac{30}{2} + 10 = 25 \Omega$$

dit levert :

$$L = 1,25 \mu\text{H.}$$

Voor deze waarde van  $L$  is de algemene oplossing van de D.V. te reduceren tot :

$$i(t) \approx \frac{U_{b1}}{\omega L} \left[ e^{-\frac{R}{L} t} - \cos \omega t \right] \text{ omdat } \omega L \gg R.$$

Dan is :

$$i(t_1 = \frac{\pi}{\omega}) = 0,376 \text{ mA.}$$

Deze toename van de stroom van  $t = 0$  tot  $t = \frac{\pi}{\omega}$  resulteert in een spanningsstap op punt M van :

$$\Delta U_M = 3,76 \text{ mV}$$

Een tweede bepalende faktor voor de keuze van  $L$  is de amplitude van de spanningsstapjes, waarin het modulerende signaal wordt gequantiseerd. Het modulerend signaal  $E_m$  is in dit geval een videosignaal wat genormaliseerd is op een amplitude van 1 V t.t. Dit signaal wordt via een weerstand van  $470 \Omega$  toegevoerd aan punt M. Dit heeft op punt M een amplitude-variatie tot gevolg van :

$$\frac{6}{470 + 6} \times 1000 \text{ mV} = 12,6 \text{ mV t.t.}$$

Met de eerder gevonden waarde  $\Delta U_M = 3,76 \text{ mV}$  betekent dit, dat de maximale signaal-variatie op punt M in 4 stappen wordt benaderd. Deze quantisering is veel te grof en heeft een te grote quantizeringsruis tot gevolg.

Door  $L$  groter te kiezen wordt  $\Delta U_M$  evenredig kleiner.

$\Delta U_M$  mag niet onbeperkt klein worden gekozen, immers de hoogste moduleren frequentie  $f_b = 5 \text{ MHz}$  moet nog goed gevolgd kunnen worden door de stapjeskromme. Aangenomen wordt dat in een videosignaal van 1 V t.t. een 5 MHz-component voorkomt van hoogstens 0,5 V t.t., immers een deel van de videosignalamplitude wordt in beslag genomen door de lijnsynchronisatie-pulsen.

Een 5 MHz-signaal van een 0,5 V t.t. heeft op punt M een amplitude-variatie tot gevolg van 6,3 mV. Dit moet in 10 stapjes  $\Delta U_M$  kunnen worden benaderd (immers  $f_o = 20 f_b$ ).

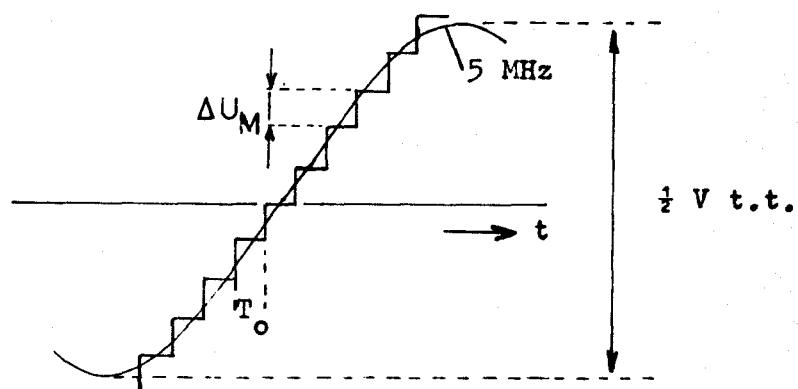


fig. 11

Um  $\Delta U_M = 0,63 \text{ mV}$  zu erreichen, muss die früher gefundene Wert für  $L$  um Faktor 6 größer gewählt werden.

$$\longrightarrow L = 7,5 \mu\text{H.}$$

Hiermit ist das Design der 100 MHz-Delta-Modulator fertig.

4. BEREKENING VAN DE SIGNAAL/QUANTIZERINGSRUIS-VERHOUDING 4).

Zoals reeds in de inleiding genoemd is, geeft de stapjesvormige benadering van het signaal een foutsignaal  $\varepsilon$ , dat aan de uitgang van de demodulator in de vorm van ruis merkbaar wordt.

Het foutsignaal  $\varepsilon$  bestaat uit een signaal dat na elke  $T_0$  sec verspringt met stap  $E_0$  (zie fig. 2). Dit signaal bevat veel componenten met zeer hoge frequenties ( $\frac{1}{T_0} = 100$  MHz), maar niet alle frequenties zullen storen

immers aan demodulatorzijde heeft het integrerend netwerk een laagdoorlaatkarakter met een band van 0 - 5 MHz.

Het is dan ook zaak het frequentie-spectrum van het signaal  $\varepsilon$  te bepalen, teneinde te kunnen voorspellen welk deel van het signaalvermogen aan de demodulator als ruis merkbaar wordt<sup>5)</sup>.

Het foutsignaal bestaat bij benadering uit rechthoekige en driehoekige bijdragen van de volgende vorm :

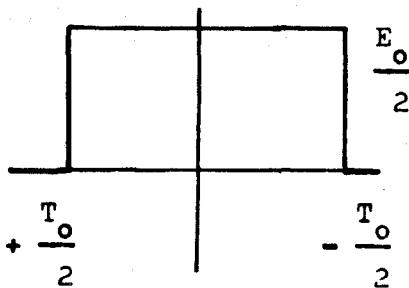


fig. 12a

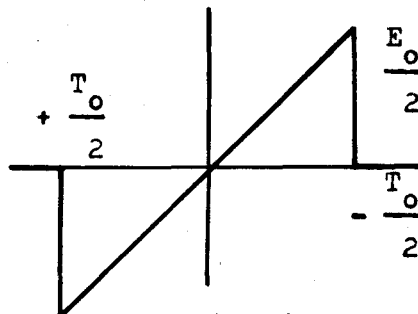


fig. 12b

Gesteld wordt dat deze rechthoek- en driehoekpulsen ieder even vaak voorkomen m.a.w. de kans  $P(\square) = P(\triangle) = \frac{1}{2}$ . Het frequentiespectrum  $G(\omega)$  van deze pulsvormen is te berekenen m.b.v. de Fourier-integraal :

$$\bar{G}(\omega) = R(\omega) + j X(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} dt.$$

Passen we dit allereerst toe op de rechthoekpuls van fig. 12a. Dit is een even functie van de tijd, zodat de formule voor  $\bar{G}(\omega)$  zich vereenvoudigt tot :

$$\bar{G}(\omega) = R(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} f(t) \cos \omega t dt,$$

$$\text{of } R(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_0^{T_0/2} \frac{E_0}{2} \cos \omega t dt = \frac{E_0 T_0}{4\pi} \cdot \frac{\sin \frac{\omega T_0}{2}}{\frac{\omega T_0}{2}}$$

De driehoekpuls van fig. 12b is een oneven functie van de tijd, zodat

$$\begin{aligned}\bar{G}(\omega) &= j X(\omega) = j \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} f(t) \sin \omega t dt. \\ &= j \frac{1}{\pi} \int_0^{T_0} \frac{t}{\frac{T_0}{2}} \cdot \frac{E_0}{2} \sin \omega t dt. \\ &= -j \frac{E_0 T_0}{4\pi} \cdot \frac{1}{\frac{\omega T_0}{2}} \left[ \cos \frac{\omega T_0}{2} - \frac{\sin \frac{\omega T_0}{2}}{\frac{\omega T_0}{2}} \right]\end{aligned}$$

Volgens de formule van Parseval geldt :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(t)^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |\bar{G}(\omega)|^2 d\omega$$

Hierbij is het linkerlid van de gelijkheid de energie van het signaal  $f(t)$ .

De grootheid  $2 |\bar{G}(\omega)|^2$  wordt de spectrale energie-verdeling genoemd. Dit geldt voor een éénmalig optredende puls. Als een niet-periodiek signaal onbepaald lang voortduurt is de totale energie niet meer eindig en kan niet langer van de spectrale energieverdeling worden gesproken. In dit geval wordt aangenomen dat het gemiddelde vermogen van het beschouwde signaal eindig is en wordt de spectrale vermogensverdeling als volgt gedefinieerd :

$$P(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} |\bar{G}(\omega)|^2$$

Voorbeeld: een signaal houdt onbepaald lang aan en bestaat uit  $N$  pulsen, die optreden met een kans  $P = \frac{1}{2}$  en willekeurige polariteit hebben.

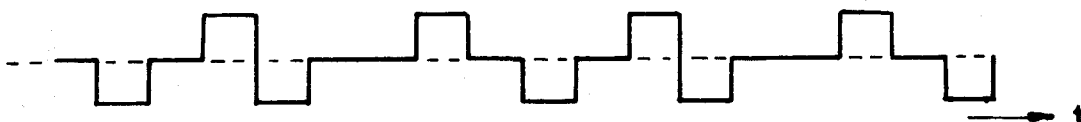


fig. 13

Dan is :

$$P(\omega) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2 N T_0} \cdot N \cdot |\bar{G}(\omega)|^2 = \frac{1}{2 T_0} |\bar{G}(\omega)|^2$$

In dit geval is dus  $|G(\omega)|^2$  tevens een maat voor de spectrale vermogensverdeling.

Voor de rechthoek- en de driehoekpulsen zijn door numerieke berekeningen  $G(\omega)$  en  $|\bar{G}(\omega)|^2$  bepaald.

Deze waarden zijn samengevat in een tabel op bijlage A. Op bijlage B is voor beide pulsvormen  $|\bar{G}(\omega)|^2$  in een grafiek uitgezet, die een maat is voor spectrale vermogensverdeling. In deze grafiek is op de horizontale as tevens de frequentie  $f_0 = \frac{1}{T_0}$  aangegeven:

Voor frequenties kleiner dan  $f_m = \frac{f_0}{10}$  geldt dat voor de rechthoekpulsen het spectrum vlak is, terwijl voor de driehoekpulsen het spectrum beneden de frequentie  $f_m$  geen componenten van enige betekenis bevat en derhalve verwaarloosd mag worden.

Voor de rechthoekpulsen is numeriek bepaald dat het vermogen dat in een band van  $0 - f_m$  valt, gelijk is aan  $\frac{1}{5}$  van het totale vermogen.

Voor een band van  $0 - f_b$  (met  $f_b < f_m$ ) geldt dan :

$$N_{\text{eff}} = \frac{f_b}{f_m} \cdot \frac{1}{5} \cdot N_{\text{tot}}$$

Het totale vermogen  $N_{\text{tot}}$  is te bepalen door het kwadraat van de effectieve waarde te nemen van het signaal in fig. 13.

Dit levert :

$$N_{\text{tot}} = \frac{E_0^2}{8}$$

De signaal/ruisverhouding  $\frac{S}{N}$  wordt gemeten bij modulatie met een sinusvormig signaal van 1 V t.t. Dit is gelijk aan  $20 E_0$  bij de gekozen quantisering. (zie fig. 11).

Dan is het signaalvermogen  $S_{\text{eff}} = \left[ \frac{20 E_0}{2 \sqrt{2}} \right]^2$

$$\text{zodat } \frac{S}{N_{\text{eff}}} = \frac{1}{2} \cdot \left[ \frac{f_0}{f_b} \right]^3$$

Uitgedrukt in dB geldt voor Delta-modulatie :

$$\frac{S}{N_{\text{eff}}} = 30 \log \frac{f_0}{f_b} - 3 \text{ dB}$$

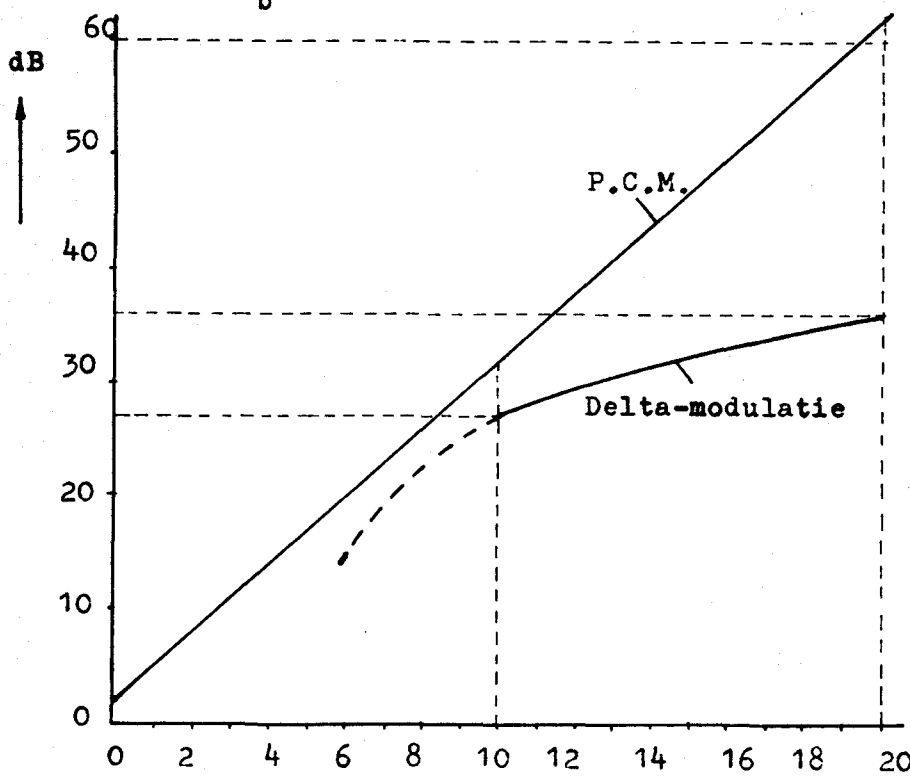
Voor Pulscodemodulatie is uit de literatuur <sup>7)</sup> bekend :

$$\frac{S}{N_{\text{eff}}} = 6n + 1,8 \text{ dB, waarin } n = \text{aantal bits}$$

Omgewerkt in  $\frac{f_o}{f_b}$  wordt dit voor P.C.M. :

$$\frac{S}{N_{\text{eff}}} = 3 \frac{f_o}{f_b} + 1,8 \text{ dB.}$$

De gevonden waarden voor  $\frac{S}{N}$  zijn in de volgende grafiek uitgezet als functie van  $\frac{f_o}{f_b}$



CONCLUSIES :

fig. 14

1. Uit de grafiek volgt dat bij een bepaalde waarde van  $\frac{f_o}{f_b}$  de  $\frac{S}{N}$  - verhouding van P.C.M. gunstiger ligt dan voor Delta-modulatie. Anders geformuleerd : om dezelfde  $\frac{S}{N}$  - verhouding te bereiken als bij P.C.M. moet voor Delta-Modulatie de verhouding  $\frac{f_o}{f_b}$  groter gekozen worden.

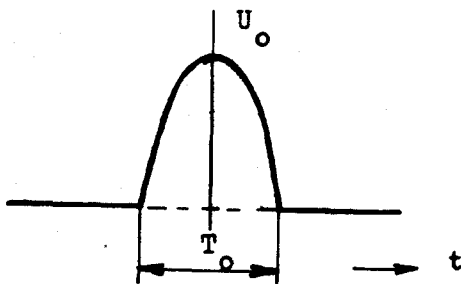


Delta-modulatie is dus ongunstiger dan P.C.M. v.w.b. de benodigde bandbreedte.

2. Om een goede  $\frac{S}{N}$  - verhouding (36 dB) te bereiken moet  $f_o = 20 f_b$  gekozen worden. Dit komt ongeveer overeen met een 6 bits P.C.M.-systeem.
3. Voor de overdracht van videosignalen is Delta-modulatie veel eenvoudiger te realiseren dan P.C.M. Deze laatste vorm van pulsmodulatie is voor hoge  $f_o$  slechts te verwezenlijken m.b.v. speciale codeerbuizen<sup>8)</sup>, die uitgebreide apparatuur vereisen voor de besturing. Om een eenvoudige demodulatie mogelijk te maken moeten bovendien codeomzeters worden toegepast.
4. Een bezwaar van Delta-modulatie m.b.v. tunneldioden is de lage uitgangsspanning van de modulator (topwaarde van de uitgangspulsen 150 mV).

#### 5. HET FREQUENTIE-SPECTRUM VAN EEN DELTA-GEMODULEERD SIGNAAL.

Het uitgangssignaal van de modulator bevat pulsvormige signalen, die als volgt kunnen worden beschreven :



$$f(t) = U_0 \cos \frac{\pi t}{T_0} \text{ voor } |t| \leq \frac{T_0}{2}$$

$$\text{en } f(t) = 0 \text{ voor } |t| > \frac{T_0}{2}$$

fig. 15

Het frequentiespectrum voor één enkele puls kan weer berekend worden met de Fourier integraal :

$$\bar{G}(\omega) = R(\omega) + j X(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt.$$

Omdat  $f(t)$  een even functie is geldt :

$$\begin{aligned}
 \bar{G}(\omega) = R(\omega) &= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} f(t) \cos \omega t \, dt. \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{T_0}{2}} U_0 \cos \frac{\pi t}{T_0} \cos \omega t \, dt. \\
 &= \frac{-U_0 T_0}{\omega T_0^2 - \pi^2} \cos \frac{\omega T_0}{2}
 \end{aligned}$$

Aangezien in het delta-gemoduleerde signaal de beschouwde pulsvorm voorkomt met willekeurige herhalingsfrequenties en polariteit zal het frequentiespectrum van het complete signaal eveneens een continu spectrum zijn van dezelfde vorm als dat voor één enkele puls.

Het frequentiespectrum  $\bar{G}(\omega)$  verloopt dus als een cos-functie, waarvan de amplitude omgekeerd evenredig is met  $\omega^2$ .

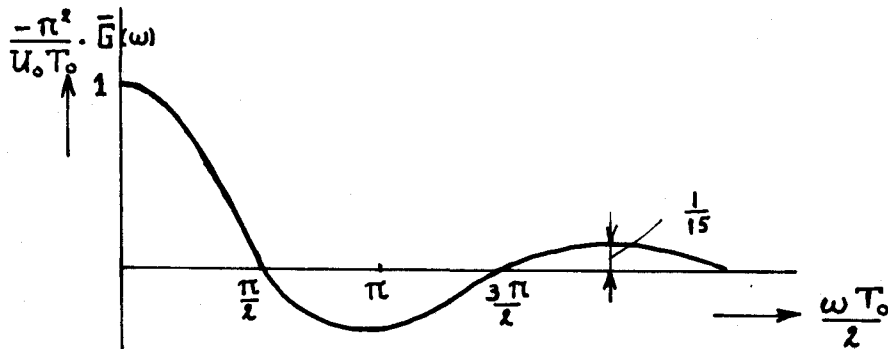


fig. 16

Uit de figuur blijkt, dat de bijdragen in  $G(\omega)$  hoger dan  $\frac{\omega T_0}{2} = \frac{3}{2} \pi$  verwaarloosbaar zijn. Dit is bij een frequentie

$$f_{c.o.} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{T_0}.$$

Voorbeeld :

Voor het 100 MHz-delta-gemoduleerd signaal is  $T_0 = 5$  nsec. Dit levert een  $f_{c.o.} = 300$  MHz bij directe transmissie. Wordt het delta-gemoduleerde signaal nog eens gemoduleerd op een hoogfrequente draaggolf, dan is een hoogfrequentbandbreedte nodig van 600 MHz n.l. 300 MHz aan weerszijden van de draaggolf. Hieruit blijkt dat voor de overdracht van één video-signaal van 0 - 5 MHz een relatief zeer grote bandbreedte nodig is.

## 6. PRAKTISCHE REALISATIE VAN EEN DELTA-MODULATOR EN -DEMODULATOR.

In verband met de parallelcapaciteit van de berekende spoel van  $7,5 \mu\text{H}$  bleek de Delta-modulator aanvankelijk goed te werken tot een puls-frequentie van ongeveer 20 MHz. Door de spoel te verkleinen tot  $2,15 \mu\text{H}$  wordt de parallelcapaciteit lager en verschuift de eigen resonantiefrequentie van de spoel naar hogere frequenties. Een andere beperking voor de schakelbaarheid vormde de schakeltijd van de beschikbare tunneldioden 1N2939. Berekend uit de tunneldiodeparameters ligt deze tijd voor de 1N2939 rond 4 nsec. Door bovengenoemde oorzaken is het niet gelukt een Delta-modulator voor 100 MHz te bouwen, maar slechts tot 47 MHz.

Schema van de gerealiseerde modulator.

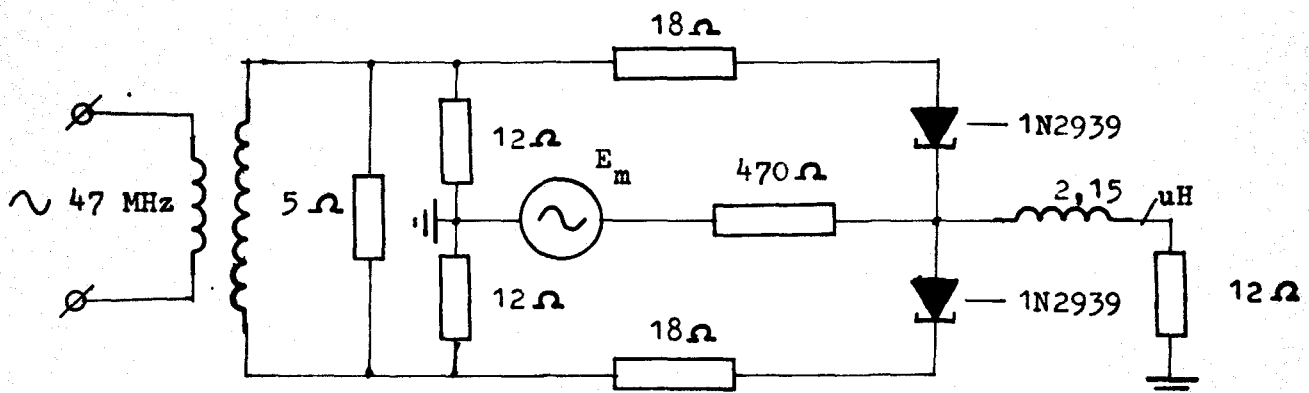


fig. 17

De Delta-modulator bestaat uit een videoversterker volgens onderstaand schema met bandbreedte van 30 Hz - 5 MHz.

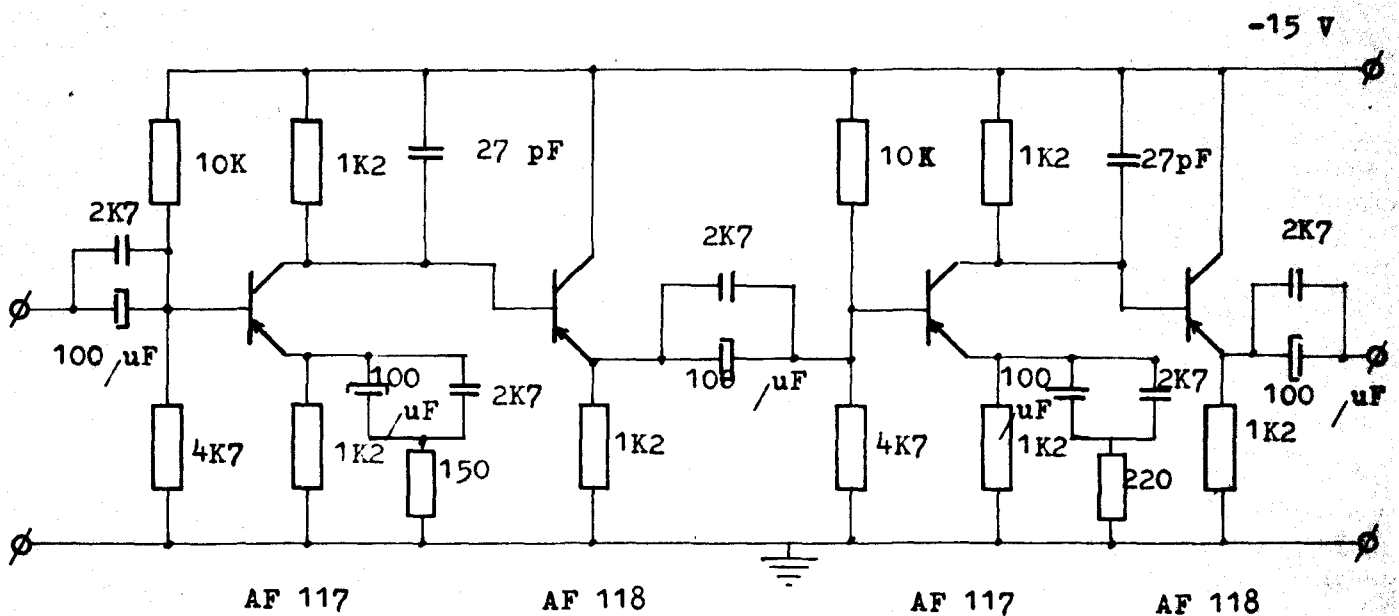


fig. 18

Verder is een tweekanalensysteem gerealiseerd met een puls-frequentie  $f_0 = 40$  MHz volgens onderstaand blokschema.

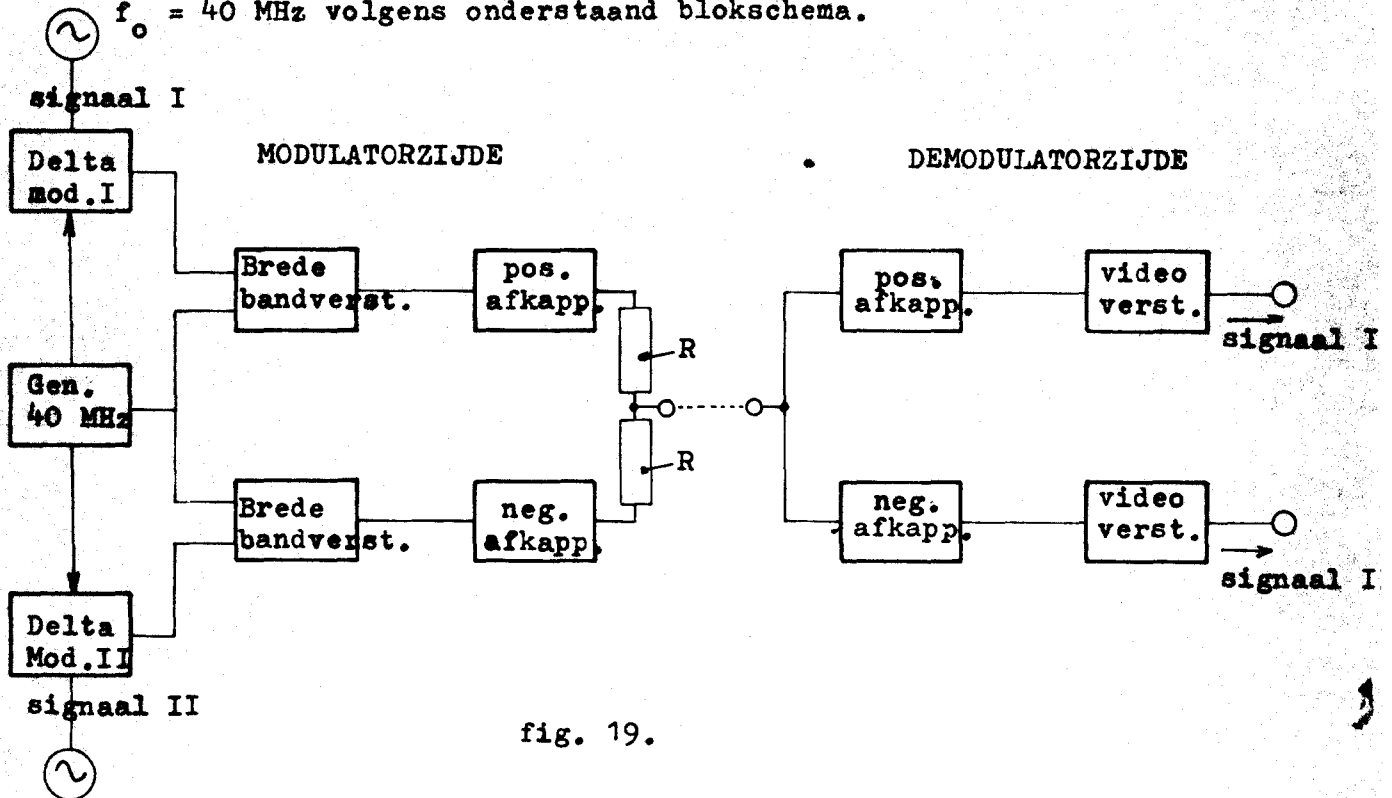


fig. 19.

De brede band versterkers uit bovenstaand blokschema hebben een bandbreedte van 120 MHz en zijn gebouwd als volgt :

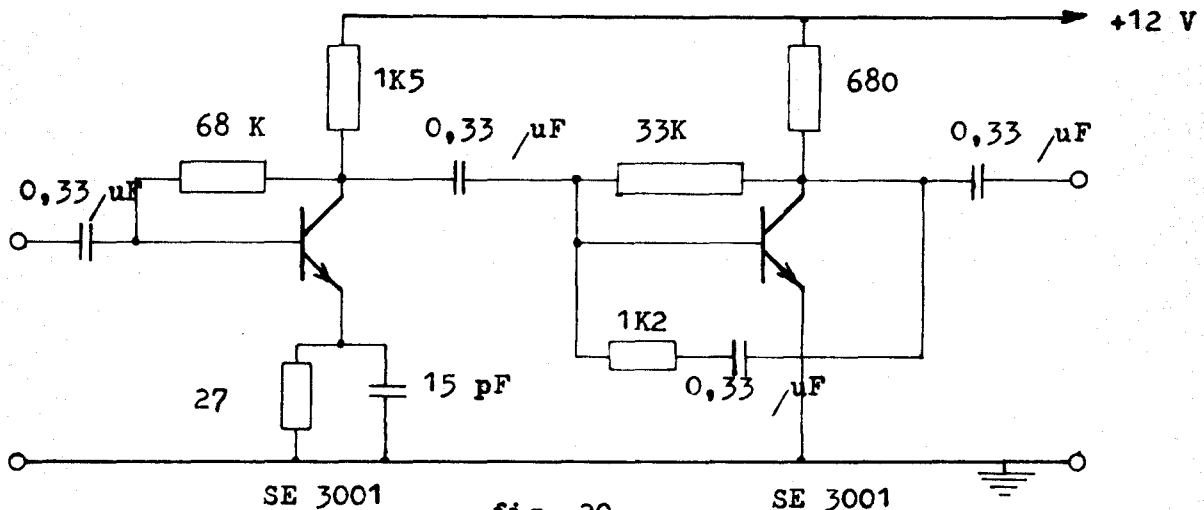
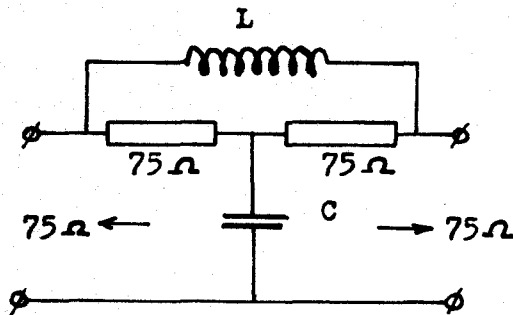


fig. 20

De "overspraak" demping van het ene kanaal op het andere bleek ongeveer 30 dB te bedragen. Dit betekent een vrij grote onderlinge storing die vooral storend is als beide kanalen met twee onafhankelijke videosignalen worden gemoduleerd. Worden beide kanalen gemoduleerd met video-signalen die met dezelfde synchronisatiepulsen worden gestuurd dan was de storing van het ene kanaal op de T.V.-monitor van het andere kanaal nauwelijks zichtbaar.

7. MEETRESULTATEN.a. Signaal-quantizeringsruis-verhouding.

Hierbij werd gebruik gemaakt van een ruis-weegfilter volgens CCIR-normen<sup>9)</sup>.



$$L = 75 \cdot \tau \text{ } \mu\text{H}$$

$$C = \frac{\tau}{75} \cdot 10^6 \text{ pF}$$

waarbij  $\tau$  een tijdconstante is die voor een 5 MHz-band 0,33  $\mu\text{sec}$  bedraagt.

fig. 21

Dit filter heeft een tussenschakeldemping van :  $10 \log (1 + \omega^2 \tau^2)$  dB. Hierdoor worden de hogere ruisfrequenties die in de videoband vallen extra verzwakt, omdat het menselijk oog minder gevoelig is voor hoogfrequente ruis op het T.V. scherm.

Gemiddeld over de gehele videoband veroorzaakt het ruisweegfilter een correctie van 8,5 dB. De  $\frac{S}{N}$ -meting werd als volgt uitgevoerd.

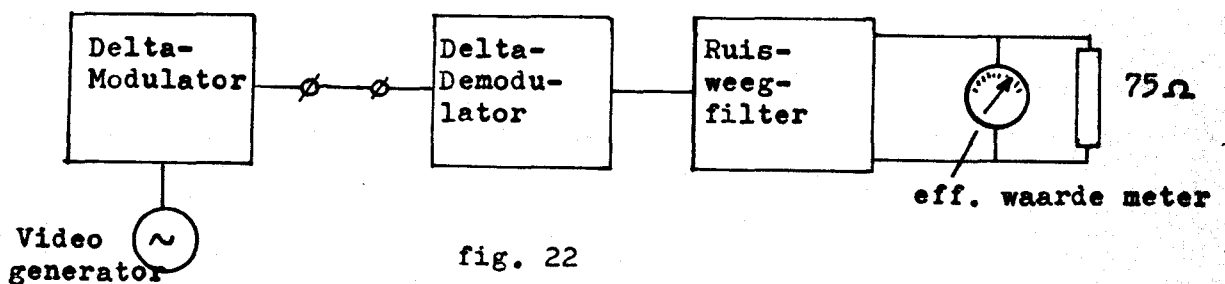


fig. 22

Eerst werd gemoduleerd met een 1 V t.t. signaal van 180 kHz en het signaal aan de uitgang van het filter gemeten,  $\longrightarrow$  Signaal S. Vervolgens werd gemoduleerd met een 1 V t.t. signaal van 5 MHz. Voor deze frequentie bedraagt de verzwakking t.g.v. het filter al meer dan een faktor 110. Nu werd met behulp van een effectieve waardenmeter de ruis over de gehele band gemeten,  $\longrightarrow$  Ruisvermogen N. Na correctie voor de 5 MHz-component, die nog meegemeten was, resulteerde een signaal/ruisverhouding van :  $\frac{S}{N} = 36 \text{ dB}$ . gecorr.

Om dit resultaat te kunnen vergelijken met de berekende  $\frac{S}{N}$  verhouding moet de correctiefactor t.g.v. het ruisweegfilter (8,5 dB) weer worden afgetrokken. Dan volgt :

$$\frac{S}{N} \text{ ongecorr.} = 26,5 \text{ dB.}$$

Dit blijkt zeer goed te kloppen met de berekende waarde (zie fig. 14 bij  $\frac{f_o}{f_b} = 9,4$ ).

Opm. : Bij de N.V. Philips te Eindhoven is een Delta-modulator gebouwd<sup>2)</sup> voor  $f_o = 100$  MHz en hierbij is gemeten  $\frac{S}{N} = 39$  dB. Ook dit klopt vrij goed met de berekende waarden in fig. 14.

b. De frequentiekaracteristiek.

Bij de meting hiervan waren modulator en demodulator achter elkaar geschakeld. De modulator werd gestuurd met een 1 V t.t. signaal en het signaal aan de uitgang van de videoversterker gemeten. De frequentiekaracteristiek is uitgezet op bijlage C.

c. De modulatiekaracteristiek.

Ook hier waren modulator en demodulator achter elkaar geschakeld en werd het uitgangssignaal van de videoversterker gemeten als functie van het ingangssignaal op de modulator. Het resultaat is weergegeven op bijlage D.

d. Toelichting bij de foto's (zie bijlage E).

Alle foto's zijn genomen bij een puls-frequentie van 35 MHz.

Foto 1 geeft weer het digale signaal als de modulator niet wordt gemoduleerd.

Foto 2 geeft een beeld van het Delta-gemoduleerde signaal bij modulatie met een sinusspanning van 1 V t.t. en frequentie 500 kHz.

Foto 3 laat de quantizeringsrimpel zien op een gedemoduleerd 3 MHz-sig-naal en geeft tevens een indruk van de niet-lineaire vervorming.

LITERATUURLIJST.

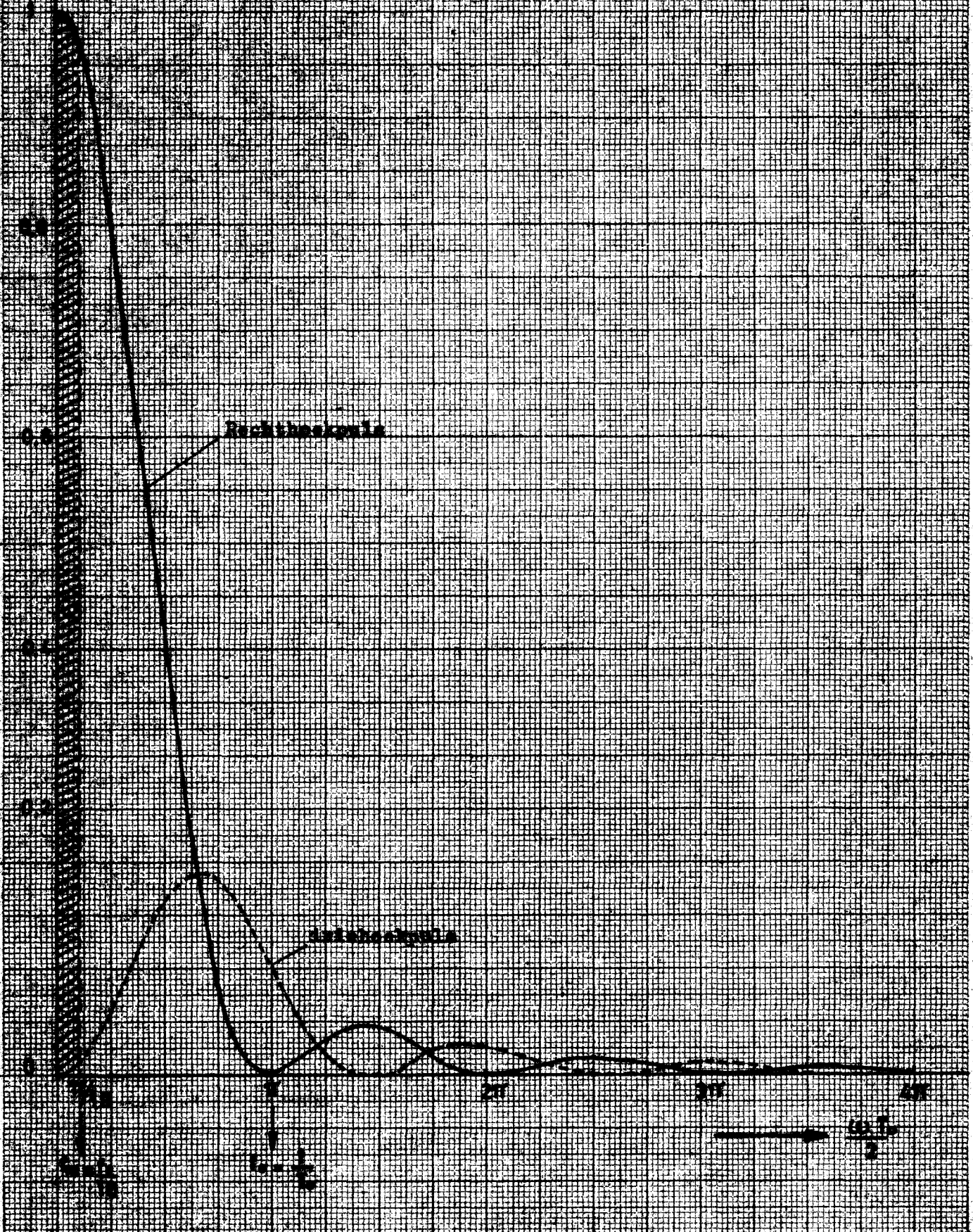
1. F. de Jager, "Deltamodulation, a method of PCM transmission using the 1-unit code".  
Philips Res. Reports, Vol. 7, pp. 442 - 466, December 1952.
2. J.C. Balder and C. Kramer, "Video transmission by Delta-modulation using tunnel diodes".  
Proceedings of the I.R.E., vol. 50, no. 4, pp. 428 - 431, April 1962.
3. I. Alecksander and R.W.A. Scarr, "Tunnel devices as switching elements".  
Journal Brit. I.R.E., pp. 177 - 192, March 1962.
4. H. van de Weg, "Quantizing noise of a single integration Delta-modulation system with an N-digit code".  
Philips Res. Reports, vol. 8, pp. 367 - 385, March 1953.
5. W.R. Bennett, "Spectra of Quantized Signals".  
Bell Syst. Techn. Journal, vol. 27, pp. 446 - 472, 1948.
6. W.W. Harman, "Principles of the Statistical theory of communication".  
McGraw Hill Book Company, Inc., pp. 23 - 39.
7. I. Barducci, F. Bianchi, L. Giacomelli, "Quantization noise in a PCM system and its influence on the quality of the transmission".  
Alta Frequenza, vol. 33, nr. 5, pp. 318 - 326, Maggio 1964.
8. H. Heijnisch, "Die Zylinder-Codierröhre". Archiv der Elektrischen Übertragung, Band 18, Heft 7, S. 417 - 429, Juli 1964.
9. Documents of the IXth plenary assembly of the C.C.I.R., Los Angeles, 1959.

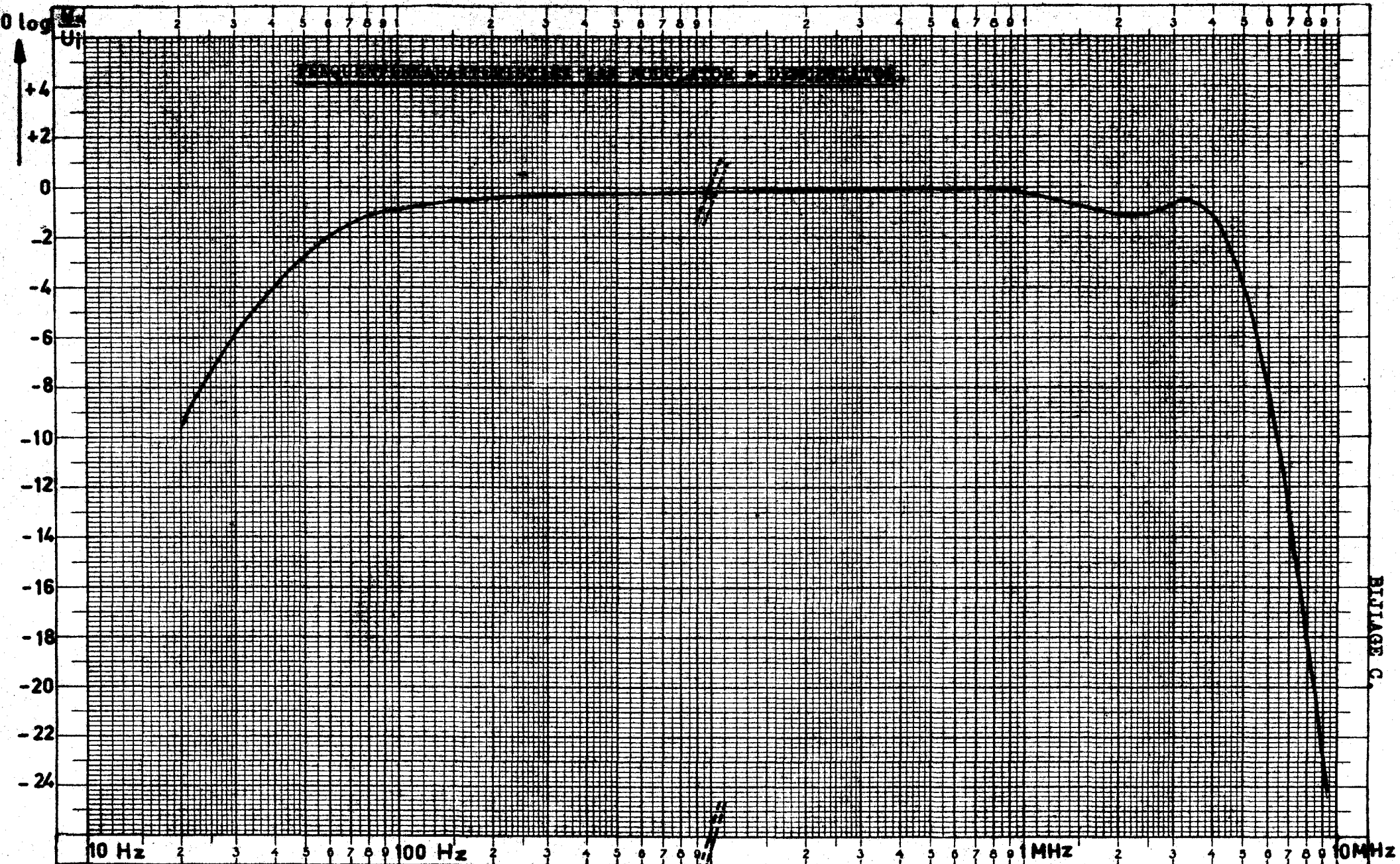
BIJLAGE A.

	RECHTHOEKPULS		DRIEHOEKPULS	
$\frac{\omega T_0}{2}$	$\bar{G}(\omega) \cdot \frac{4\pi}{E_0 T_0}$	$ \bar{G}(\omega) ^2 \cdot \left[ \frac{4\pi}{E_0 T_0} \right]^2$	$\bar{G}(\omega) \cdot \frac{4\pi}{E_0 T_0}$	$ \bar{G}(\omega) ^2 \cdot \left[ \frac{4\pi}{E_0 T_0} \right]^2$
0	+1,00	1	0	0
$\pi/10$	+0,984	0,97	+j 0,1	0,01
$\pi/4$	+0,90	0,81	+j 0,2465	0,062
$3\pi/8$	+0,785	0,617	+j 0,341	0,1164
$\pi/2$	+0,636	0,406	+j 0,4055	0,1645
$5\pi/8$	+0,471	0,222	+j 0,4345	0,1885
$3\pi/4$	+0,30	0,09	+j 0,426	0,182
$7\pi/8$	+0,1391	0,0194	+j 0,3865	0,150
0	0	0	+j 0,318	0,102
$9\pi/8$	-0,1082	0,0175	+j 0,230	0,053
$5\pi/4$	-0,18	0,0324	+j 0,1343	0,01805
$11\pi/8$	-0,2138	0,0457	+j 0,039	0,00152
$3\pi/2$	-0,212	0,045	-j 0,045	0,00203
$13\pi/8$	-0,181	0,0328	-j 0,1104	0,0122
$7\pi/4$	-0,1285	0,0165	-j 0,152	0,0232
$15\pi/8$	-0,065	0,00422	-j 0,168	0,0282
$2\pi$	0	0	-j 0,158	0,0254
$5\pi/2$	+0,1273	0,0162	+j 0,01625	0,00026
$3\pi$	0	0	+j 0,1061	0,0113
$7\pi/2$	-0,091	0,0083	-j 0,0083	0
$4\pi$	0	0	-j 0,0797	0,00635
$9\pi/2$	+0,0708	0,0050	+j 0,0050	0
$5\pi$	0	0	+j 0,0637	0,00406



CENTRALE TEMPERATUUR





MODULATIEKARAKTERISTIEK VAN MODULATOR + DEMODULATOR

