

TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT

Afdeling der Elektrotechniek

Aard: Afstudeerverslag
Omvang: 57 pagina's
Datum: 20 juli 1979

Lab/Afd.: Laboratorium voor Transmissie
 van Informatie

Auteur: W. J. Vogel

Titel: Onderzoek naar de invloed van meer-
 wegtransmissie op de ontvangstkwalite-
 teit bij gebruik van frequentiemodu-
 latie in kabeltelevisienetten.

Korte inhoud: Na een korte schets van de historische ontwikkeling van
 kabeltelevisienetten volgt een overzicht van FM-omroep-
 ontvangers in diverse kwaliteitsklassen. Hierna volgt
 een analyse van het meerwegprobleem voor FM-radiosignalen. Het
 blijkt dat zowel reflecties als omwegsignalen de kwa-
 liteit van het signaal aan de uitgang van de FM-detector nadelig
 beïnvloeden. Teneinde de vereiste overdrachts-
 eigenschappen van kabeltelevisienetten op te sporen zijn
 luisterproeven opgezet met een aantal proefpersonen (18).
 Op grond van de berekeningen en de reeds genomen luister-
 proeven zijn in een grafiek overdrachtseisen aangegeven.
 De nadruk is hierbij gevallen op de situatie met één domi-
 nante reflectie. De situatie met een groot aantal reflec-
 ties is niet in de metingen betrokken. Bedacht moet worden
 dat deze overdrachtseisen berusten op een beperkt meet-
 programma, zodat voor een nadere bepaling van deze eisen
 de luisterproeven op grote schaal moeten worden herhaald.

Mentor: Ir. N. B. J. Weyland.

Inhoud.

1. Inleiding.	3
2. De FM-omroepontvanger.	6
3. De transmissieweg.	10
4. Analyse van het reflectieprobleem in FM systemen.	11
4.1. Invloed van één reflectie.	11
4.2. Double path vervorming in een sinusvormig uitgestuurd FM systeem.	17
4.3. Double path vervorming in een FM systeem, uitgestuurd met twee sinusvormige signalen.	23
4.4. Multipath vervorming in een FM systeem met een groot aantal reflecties.	26
4.5. Analyse van het verband tussen de FM- en de AM-component van een FM-signaal met één reflectie.	27
5. Beschrijving van enkele metingen aan een FM systeem met één reflectie.	28
6. Beschrijving stereocoder en stereodecoder.	38
7. Vaststelling kwaliteitseisen m.b.t. de signaal/reflectie afstand van FM signalen in centrale antenne inrichtingen.	48
8. Conclusie.	53
8.1. Kabeltelevisienetten.	53
8.2. Ontvangtoestellen.	54
Literatuur	55
Aanhangsel 1. Afregelvoorschriften stereocoder.	56
Aanhangsel 2. Afregelvoorschriften stereodecoder.	57

1. Inleiding.

Kabeltelevisienetten zijn in onze samenleving niet meer weg te denken hulpmiddelen voor het doorgeven van FM radio- en TV programma's. Steeds meer mensen zijn voor het verkrijgen van de signalen aangewezen op het "doosje in de muur" in plaats van op een eigen antenne-installatie. De ontwikkeling van deze centrale antenne systemen nam in Nederland een aanvang in de vijftiger en de zestiger jaren toen er in de steden veel grote nieuwbouwwijken met grote aantallen flats werden gebouwd en een eigen antenne voor iedereen werd ervaren als onpraktisch en esthetisch niet verantwoord.

Allereerst kwam de gemeenschappelijke antenne inrichting, later GAI genoemd, in ontwikkeling. Dit was een antenne inrichting, bestemd voor het doorgeven van de Nederlandse radio- en TV programma's, met een beperkt aantal (maximaal 100) aansluitingen, die vaak werd toegepast in flats, waarbij de antennemast in veel gevallen op de liftmachinekamer werd geplaatst.

De kwaliteit van dit soort antenne-installaties liet in die jaren speciaal op het gebied van de FM ontvangst dikwijls te wensen over. De belangrijkste oorzaak hiervan was gelegen in de beperktheid van de financiële middelen om de antenne inrichting te exploiteren, waardoor het ontwerp van dergelijke systemen nogal marginaal moest worden uitgevoerd. De meeste GAIN werden volgens het rijgnet-principe aangelegd, met de daaraan verbonden nadelen zoals slechte toegankelijkheid voor servicemonteurs, hoge exploitatiekosten en het feit dat een defect in één aansluiting kan veroorzaken dat een hele streng van signalen verstoken raakt. Tot overmaat van ramp bleek het regelmatig voor te komen dat de deskundigheid van de installateur te wensen overliet, daar het aanleggen van een GAI in vergelijking met dat van een sterkstroom-lichtnetinstallatie enige specifiek andere problemen met zich meebrengt.

Speciaal in die gemeenten waar de ontvangstkwaliteit niet al te best was ontstond dan ook een roep om kwaliteitsverbetering, welke echter alleen verantwoord te realiseren was als het aantal deelnemers voldoende groot zou worden. Hierdoor besloten vele gemeentebesturen tot het laten aanleggen van een kabeltelevisienet, later centrale antenne inrichting (CAI) genoemd, voor de hele gemeente. Dit ging in veel gevallen gepaard met een antenneverbod en/of een aansluitplicht, in het bijzonder voor nieuw te bouwen woningen.

Het bleek echter al spoedig dat vele bestaande gemeenschappelijke antenne inrichtingen niet of slecht inpasbaar waren in de grotere CAI, waardoor het soms nodig was het gehele net opnieuw aan te leggen, zodat kapitaalverspilling het gevolg was. De kwaliteit van de TV-ontvangst bleek in veel gevallen wel aanmerkelijk te verbeteren, ten eerste omdat de hiervoor geldende voorschriften van de Centrale Afdeling Transmissie der PTT regelmatig naar de stand der techniek worden aangepast en ten tweede omdat de kwaliteit van de televisietoestellen bij de consument in de loop der jaren niet onaanzienlijk is verbeterd.

Het FM-stereo radiotoestel kreeg echter pas in de zeventiger jaren goed de belangstelling van de consument. Het is thans mogelijk een zeer goed FM-ontvangtoestel aan te schaffen voor een redelijke kostprijs, doch de ontvangstkwaliteit is uiteraard ook afhankelijk van de kwaliteit van de antenne-installatie. Een praktisch optimum wordt bereikt als de kwaliteit van de ontvanger en die van de antenne-installatie ongeveer gelijk zijn.

Bij de aanleg van de eerdergenoemde kabeltelevisienetten kwam het echter vaak voor dat dit optimum niet werd bereikt, waardoor de kritisch ingestelde consument gedwongen werd tot het indienen van een klacht over slechte ontvangst of tot het aanleggen van een goede privé antenne.

Anderzijds lijkt het niet zinvol dat men extra kosten maakt voor een kabeltelevisienet dat in kwaliteit veel beter is dan een goede ontvanger. Het probleem dat aan collectieve eigendommen zoals centrale antenne inrichtingen onlosmakelijk verbonden is, is dat de gewenste kwaliteit voor iedere consument anders is.

Hoewel dwangmaatregelen, zoals het antenneverbod of de aansluitplicht in een democratisch geregeerd land als het onze niet behoren voor te komen zijn er situaties denkbaar waar plaatsing van een goede privé antenne grote problemen oplevert. Speciaal in deze gevallen is het gewenst dat bij het aanleggen en ontwerpen van een CAI met de mogelijke aanwezigheid van zeer goede ontvangtoestellen bij de abonnee rekening wordt gehouden.

Het doel van het afstudeeronderzoek is het bepalen van een aantal criteria die mede van invloed zijn op de kwaliteit van de FM ontvangst in kabeltv-netten, waarbij de eigenschappen van een CAI en die van een goede privé antenne met elkaar zullen worden vergeleken. Tevens zal aandacht worden besteed aan de eigenschappen die een ontvangtoestel moet bezitten opdat een goede ontvangstkwaliteit mogelijk wordt.

Speciale aandacht zal worden besteed aan het probleem dat een FM detector tengevolge van één of meer reflecties op de transmissieweg of omwegsignalen lineaire en niet-lineaire vervorming van het basisbandsignaal produceert. Het blijkt mogelijk te zijn de vervorming onder een vooraf vastgestelde waarde te houden door eisen te stellen aan de maximale waarde van de reflectiecoëfficiënten als functie van het looptijdverschil tussen het directe en de indirecte signalen.

Tenslotte zullen enkele meetresultaten worden besproken en enige aanbevelingen m.b.t. het ontwerpen van centrale antenne inrichtingen met een groot aantal FM_programma's worden gegeven.

2. De FM-omroepontvanger.

De FM-omroepontvanger werkt vrijwel altijd volgens het superheterodyne ontvangprincipe (fig.1). De afgestemde hoogfrequent voorversterker, die als taak préselectie van het gewenste signaal heeft, wordt dan gevolgd door een mixer, waar het ontvangen signaal wordt vermenigvuldigd met een oscillatorsignaal waarvan de frequentie ($f_{osc.}$) in Europese ontvangers meestal hoger is dan de signaalfrequentie. Het verschil van deze frequenties, de middenfrequentie ($f_{mf.}$), is meestal gelijk aan ongeveer 10,7 MHz. In het daarop volgende bandfilter met een bandbreedte van ongeveer 250 kHz wordt het gewenste signaal zo goed mogelijk uitgefilterd, waarna FM-detectie volgt. Als FM-detector komen in aanmerking de PLL en de vertragingslijndetector, voorafgegaan door een begrenzer, gezien het feit dat deze detectoren eenvoudig integreerbaar en afregelbaar zijn en de verhouding tussen prijs en kwaliteit relatief gunstig is. In huiskamerontvangers wordt in plaats van een vertragingslijn vaak een stelsel van gekoppelde afgestemde kringen gebruikt. In een voor FM-stereo omroep geschikte ontvanger wordt de FM-detector gevolgd door een onderdoorlaatfilter en een stereodecoder. Na de stereodecoder volgt in beide audiokanalen nog een onderdoorlaatfilter met een kantelfrequentie van 15 kHz en dempingspolen op 19 en 38 kHz. Hierna volgt in beide kanalen nog een deëmphasisnetwerk met een tijdconstante van 50 μs .

Een goede FM-ontvanger is op een groot aantal punten van een slechte te onderscheiden. Omdat een superheterodyne ontvanger behalve voor $f_{osc.} - f_{mf.}$ ook gevoelig is voor $f_{osc.} + f_{mf.}$, de spiegelrequentie, is het van groot belang dat de spiegelrequentie voldoende wordt onderdrukt, voordat deze de mixer kan bereiken. Hiermee is de belangrijkste taak van de préselectie vastgelegd. De h.f. voorversterker zal het ontvangen signaal bovendien voldoende, doch vooral ruisarm moeten versterken. Dit is noodzakelijk omdat de afgestemde kringen signaalverlies veroorzaken en een mixer in het algemeen een aanmerkelijk hogere ruisfactor heeft dan een afgestemde lineaire versterker. Het is gebruikelijk de versterkingsfactor zó te kiezen dat de ruisbijdragen van de voorversterker en van de mixer gelijk zijn. Een hogere versterking heeft weinig zin, omdat de kans op intermodulatie en kruismodulatie sterk toeneemt als het uitstuurniveau van een actief element hoger wordt gekozen.

Het middenfrequent bandfilter moet aan bepaalde faselineariteits-eisen voldoen en een voldoende vlakke amplitudekarakteristiek hebben. Omdat afwijkingen van de faselineariteit en de amplitudevlakheid kunnen worden opgevat als zijnde afkomstig van een aantal reflecties kunnen de hiervoor geldende eisen afgeleid worden uit de in hoofdstuk 7 opgestelde criteria. De begrenzer mag uiteraard niet te veel AM-PM conversie (differential phase) vertonen. Van de FM detector mag worden verwacht dat het verband tussen de momentele ingangsfrequentie en de uitgangsspanning zeer goed lineair is en dat de audio- en de discriminatorbandbreedte voldoende groot zijn. Het onderdoorlaatfilter tussen de FM-detector en de stereodecoder heeft een gunstige invloed op de onderdrukking van storing tengevolge van FM-signalen in hetzelfde kanaal als het gewenste signaal. De stereodecoder moet in staat zijn de informatie van de beide audiokanalen met weinig overspraak en vervorming uit het multiplexsignaal te halen. Een beschrijving van een stereodecoder, zoals deze in omroepontvangers kan voorkomen, is gegeven in hoofdstuk 6.

In de volgende tabel worden enkele specificaties van FM-omroepontvangers (tuners) in diverse prijsklassen gegeven, welke men normaal voor de genoemde kostprijs verwachten kan. De getallen zijn ontleend aan de specificaties, welke door de toestelfabrikanten in folders e.d. worden genoemd. De betrouwbaarheid van deze getallen is met name voor de goedkopere toestellen beperkt, omdat vanwege de lage prijs vaak niet alle relevante eigenschappen door de fabrikant worden gespecificeerd. De ontvangers in de hogere prijsklassen hebben thans een zo goede audiokwaliteit dat de vervorming beneden de waarneembaarheidsgrens ligt. Nog betere kwaliteit is weinig zinvol vanwege het beperkte waarnemingsvermogen van de "human terminal".

Tabel 1. Specificaties van FM-ontvangers.

Prijsklasse:	f 300,-	f 600,-	f 1000,-	f 2500,-
Eigenschappen				
<u>H.F.deel:</u>				
Aantal afgestemde				
kringen:	1	2	4	6
Spiegelonderdrukking:	40 dB	60 dB	80 dB	90 dB
IM-onderdrukking:	60 dB	60 dB	80 dB	90 dB
MF-onderdrukking:	60 dB	70 dB	90 dB	100 dB
Ruisgetal:	10 dB	6 dB	5 dB	5 dB
<u>M.F.deel:</u>				
Middenfrequentie:	10,7 MHz	10,7 MHz	10,7 MHz	10,7 MHz
-3 dB bandbreedte:	300 kHz	300 kHz	250 kHz	250 kHz
-60 dB bandbreedte:	600 kHz	400 kHz	350 kHz	300 kHz
Nevenkanaalonder-				
drukking:	-	40 dB	60 dB	70 dB
<u>Begrenzer +</u>				
<u>FM-detector:</u>				
AM-onderdrukking:	30 dB	40 dB	40 dB	50 dB
Lineariteit FM detec-				
tor bij 75 kHz zwaai:	1 %	0,5 %	0,5 %	0,5 %
Capture ratio:	3 dB	2 dB	1,5 dB	1,5 dB
<u>Stereodecoder +</u>				
<u>Laagdoorlaatfilters:</u>				
Overspraakdemping bij				
f = 1 kHz: lineair:	30 dB	40 dB	40 dB	50 dB
niet-lineair:	40 dB	50 dB	50 dB	60 dB
Piloottoononderdrukking:	35 dB	50 dB	50 dB	50 dB
<u>Overall:</u>				
Benodigd ingangssignaal				
over 75 Ohm voor S/N =				
50 dB: Mono:	10 μ V	5 μ V	5 μ V	5 μ V
Stereo:	-	100 μ V	50 μ V	50 μ V
Harmonische vervor-				
ming (50 Hz - 10 kHz):				
Mono:	1 %	0,5 %	0,3 %	0,2 %
Stereo:	2 %	1 %	0,5 %	0,4 %

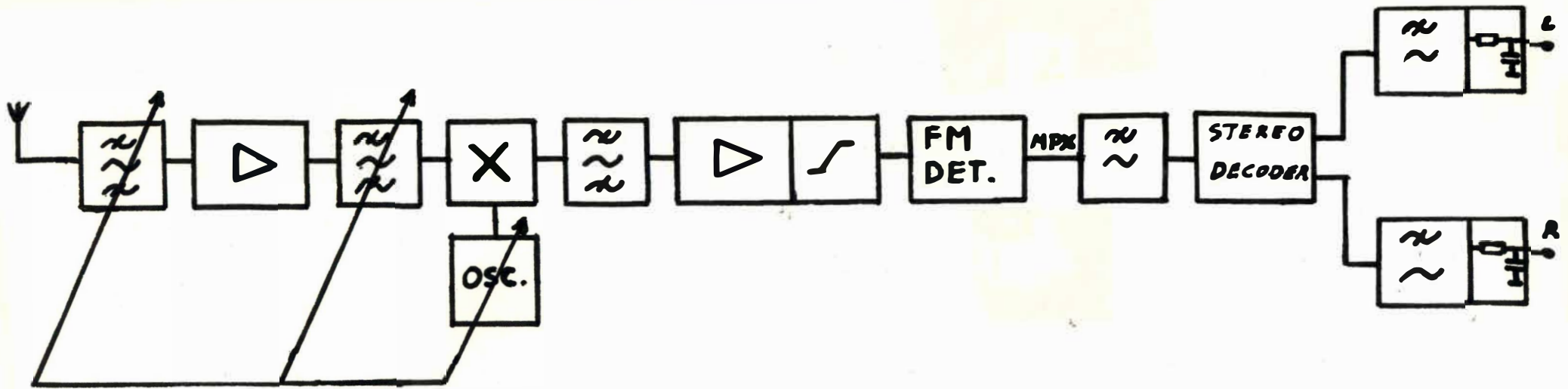


Fig.1. Blokschema van een superheterodyne FM-omroepontvanger.

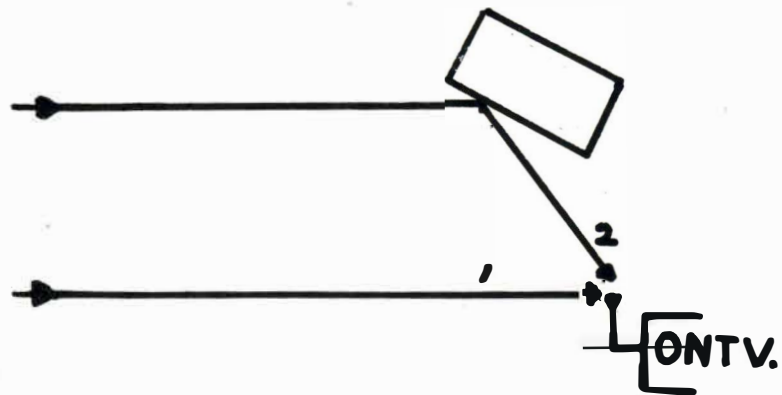


Fig.2. Het ontstaan van een reflectie in de ether.

1. het directe signaal.
2. het indirecte signaal.

3. De transmissieweg.

De transmissie van een FM-radiosignaal dat zich in de omroepband 87,5-104 MHz bevindt kan zowel via de ether als via een kabel of een combinatie van beide plaatsvinden.

In de ether kan een FM-signaal in deze frequentieband niet veel verder worden getransporteerd dan de afstand tot de horizon, gezien uit de plaats van de zendantenne. De oorzaak hiervan is dat radiogolven in deze frequentieband zich vrijwel rechtlijnig voortplanten en bovendien niet door geïoniseerde lagen in de atmosfeer worden gereflecteerd. Een en ander heeft tot gevolg dat zelfs in het vlakke Nederland FM-steunzenders nodig zijn opdat een goede ontvangstkwaliteit voor meer dan 90% van de plaatsen kan worden gegarandeerd.

In gebieden met veel hoogbouw kan men echter veel hinder ondervinden van meerwegsignalen omdat de afmetingen van grote gebouwen veel groter zijn dan de golflengte van het signaal (ca. 3 meter), en deze gebouwen, afhankelijk van de materialen waaruit deze bestaan, dus sterk kunnen reflecteren (fig.2). Dit probleem kan men aan de zijde van de ontvanger in principe oplossen door een antenne met voldoende richtwerking te plaatsen.

Transmissie van een FM-signaal over een kabel is in principe over zeer grote afstanden mogelijk, mits men ervoor zorgt dat het signaalniveau op het hele traject belangrijk hoger is dan het ruisniveau. Ook in kabelnetten, speciaal in distributiesystemen zoals centrale antenne inrichtingen kan men last hebben van meerwegontvangst. Deze meerwegontvangst kan onder andere worden veroorzaakt door niet ideaal gedrag of slechte keuze van de componenten waaruit een kabeltelevisienet is opgebouwd en directe instraling welke ontstaat als door het kabelnet doorgegeven zenders door een onvoldoende afscherming de abonnee ook rechtstreeks kunnen bereiken. Er ontstaan ook reflecties als twee kabels met niet precies gelijke karakteristieke impedantie op elkaar worden aangesloten. Met dit verschijnsel dient men speciaal rekening te houden als men van verschillende produktielijnen afkomstige kabels in één net gebruikt. Dit meerwegeffect is aan de zijde van de ontvanger bij de consument niet eenvoudig te compenseren. Omdat meerwegtransmissie de kwaliteit van het audiosignaal nadelig beïnvloedt is het belangrijk te weten aan welke criteria het net moet voldoen opdat de kwaliteit van de ontvanger van de consument tot zijn recht komt. In het volgende hoofdstuk wordt de invloed van meerwegontvangst op de kwaliteit van het basisbandsignaal nader geanalyseerd.

4. Analyse van het reflectieprobleem in FM systemen.

4.1. Invloed van één reflectie.

Het signaal uit de frequentiemodulator kunnen we in complexe vorm schrijven als:

$$m_1(t) = \hat{A} e^{j\omega_0 t} \cdot e^{j\varphi_v(t)} = \hat{A} e^{j\varphi_A(t)} \quad (4.1.1)$$

In het geval van één reflectie vinden we dan voor het aan de demodulator aangeboden signaal:

$$m_2(t) = e^{-a_0} \cdot \{ \hat{A} e^{j\omega_0(t-t_0)} e^{j\varphi_v(t-t_0)} + \hat{B} e^{j\omega_0(t-t_0-\tau)} e^{j\varphi_v(t-t_0-\tau)} \} \quad (4.1.2)$$

Hierin is a_0 de demping van het directe signaal in neper. De looptijd van het directe signaal is gelijk aan t_0 ; die van het indirecte signaal is gelijk aan $t_0 + \tau$. Verder is aangenomen dat de FM ontvanger ideaal is, zodat het modulaatsignaal hierin niet wordt vervormd. Vervolgens gebruiken we de definities:

$$\omega_A = \varphi_A' = \omega_0 + \frac{d}{dt} \varphi_v(t) \quad (4.1.3)$$

$$\omega_B = \varphi_B' = \omega_0 + \frac{d}{dt} \varphi_v(t-\tau) \quad (4.1.4)$$

$$\psi = \varphi_B - \varphi_A = -\omega_0 \tau + \varphi_r + \varphi_v(t-\tau) - \varphi_v(t) \quad (4.1.5)$$

$$\psi' = \omega_B - \omega_A = \frac{d}{dt} \{ \varphi_v(t-\tau) - \varphi_v(t) \} \quad (4.1.6)$$

$$\rho = R e^{j\varphi_r} = \frac{\hat{B}}{\hat{A}} \quad (4.1.7)$$

Zonder verlies aan algemeenheid kunnen we in de volgende berekeningen $a_0 = 0$ en $t_0 = 0$ veronderstellen.

$m_2(t)$ kan nu beschouwd worden als de som van de fasoren \bar{A} en \bar{B} , welke in het stilstaande coördinatenstelsel van fig.3 resp. met de frequenties ω_A en ω_B rondraaien. Voor het basisbandsignaal $s_1(t)$ hanteren we de normering: $|s_1(t)|_{\max} = 1$, waaruit de relatie volgt:

$$\frac{d}{dt} \varphi_v(t) = k_m \cdot u_1(t) = \Delta\omega \cdot s_1(t) \quad (4.1.8)$$

Hierin is $u_1(t)$ de aan de modulator toegevoerde signaalspanning, terwijl k_m de modulatorconstante en $\Delta\omega$ de radiaalfrequentiezwaai is. Ten gevolge van de reflectie op de transmissieweg ontstaat aan de demodulatoruitgang een signaal waarvoor geldt:

$$u_2(t) = k_d \cdot \frac{d}{dt} \{ \varphi_v(t) + \psi(t) \} = k_d \cdot \Delta\omega \cdot s_2(t) \quad (4.1.9)$$

Hierin is $u_2(t)$ de uitgangssignaalspanning van de demodulator, terwijl k_d de demodulatorconstante is. φ_e is de extra faseverschilhoek die tengevolge van de reflectie op de transmissieweg ontstaat (fig.3). Hierbij is aangenomen dat de FM-detector ideaal is en dat de discriminator- en de audiobandbreedte voldoende groot is. Na normering van de lengten der fasoren in fig.3 (delen door \hat{A}) en plaatsing van deze fasoren in een ander coördinatenstelsel dat met frequentie ω_A ronddraait ontstaat fig.4. Hieruit volgt de betrekking:

$$\operatorname{tg} \varphi_e = \frac{R \sin \psi}{1 + R \cos \psi} \quad (4.1.10)$$

Hieruit volgt de exacte relatie:

$$\varphi_e' = \frac{R^2 + R \cos \psi}{1 + 2R \cos \psi + R^2} \cdot \psi' \quad (4.1.11)$$

In het bijzondere geval dat $R \ll 1$ is kunnen de laatste twee betrekkingen worden vereenvoudigd tot resp.:

$$\varphi_e \approx R \sin \psi \quad (4.1.12)$$

$$\text{en: } \varphi_e' \approx R \cos \psi \cdot \psi' \quad (4.1.13)$$

Later zal blijken dat alleen in het geval $R \ll 1$ aan enigszins redelijke kwaliteitseisen kan worden voldaan. In de volgende berekeningen zal dan ook worden aangenomen dat $R \ll 1$ is en dat de reflectiecoëfficiënt ρ frequentieonafhankelijk is. De berekeningen worden dan relatief eenvoudig, vanwege het dan eenvoudige verband tussen φ_e en ψ in (4.1.12).

Uit de betrekkingen (4.1.8) en (4.1.9) volgt voor het verband tussen $s_2(t)$ en $s_1(t)$:

$$s_e(t) = s_2(t) - s_1(t) = \frac{\varphi_e'}{\Delta \omega} \quad (4.1.14)$$

Uit de betrekkingen (4.1.5) en (4.1.6) volgt de betrekking:

$$\begin{aligned} s_e(t) &= \frac{R}{\Delta \omega} \cdot \cos \{ \omega_0 \tau - \varphi_r + \varphi_v(t) - \varphi_v(t-\tau) \} \cdot \frac{d}{dt} \{ \varphi_v(t-\tau) - \varphi_v(t) \} \\ &= R \cos (\omega_0 \tau - \varphi_r + \Delta \omega \int_{t-\tau}^t s_1(u) du) \cdot \{ s_1(t-\tau) - s_1(t) \} \end{aligned} \quad (4.1.15)$$

hetgeen nog kan worden herschreven als:

$$s_e(t) = \operatorname{Re} \left[R e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r)} \cdot e^{j \Delta \omega \int_{t-\tau}^t s_1(u) du} \right] \cdot \{ s_1(t-\tau) - s_1(t) \} \quad (4.1.16)$$

Na toepassing van de stelling van de Moivre en reeksontwikkeling vinden we:

$$\begin{aligned}
 s_e(t) &= \text{Re} \left[R \left\{ \cos(\omega_0 \tau - \varphi_r) + j \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r) \right\} \right. \\
 &\quad \cdot \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(j \Delta \omega)^{r-1}}{(r-1)!} \left(\int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right)^{r-1} \left. \right] \cdot \{ s_1(t-\tau) - s_1(t) \} \\
 &= \sum_{r=1}^{\infty} -R \sin\left(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi\right) \cdot \frac{(\Delta \omega)^{r-1} \tau^r}{(r-1)!} \cdot \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right\}^{r-1} \\
 &\quad \cdot \left(\frac{1}{\tau} \cdot (s_1(t) - s_1(t-\tau)) \right) \quad (4.1.17)
 \end{aligned}$$

hetgeen te herschrijven is als:

$$s_e(t) = \sum_{r=1}^{\infty} -R \cdot \frac{1}{\Delta \omega} \sin\left(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi\right) \cdot \frac{(\Delta \omega \cdot \tau)^r}{r!} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right\}^r \quad (4.1.18)$$

Nu is het basisbandsignaal $s_1(t)$ in bandbreedte begrensd, zodat $s_1(t)$ niet oneindig snel kan veranderen. Hierdoor is het mogelijk voor het bijzondere geval dat het looptijdverschil τ erg klein is, de bovenstaande uitdrukking te vereenvoudigen. Wanneer $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ (zie fig.5), zal $s_1(t)$ in het tijdinterval $[t-\tau, t]$ vrijwel constant zijn, zodat de benaderingen

$$\int_{t-\tau}^t s_1(u) du \approx \tau \cdot s_1(t) \quad (4.1.19) \quad \text{en} \quad s_1(t) - s_1(t-\tau) \approx \tau \frac{d}{dt} s_1(t)$$

(4.1.20)

geldig zijn.

In dat geval vereenvoudigt (4.1.18) tot:

$$s_e(t) = \sum_{r=1}^{\infty} -R \sin\left(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi\right) \cdot \frac{1}{\Delta \omega} \cdot \frac{(\Delta \omega \cdot \tau)^r}{r!} \cdot \frac{d}{dt} \{ s_1(t) \}^r \quad (4.1.21)$$

Uit (4.1.18) en (4.1.21) kan reeds worden geconcludeerd dat tengevelge van de reflectie op de transmissieweg lineaire en dynamisch niet-lineaire vervorming ontstaat. De grootte van de lineaire vervorming vinden we door van de reeksen in deze uitdrukkingen alleen de eerste termen te nemen ($r=1$). Uit (4.1.18) volgt dan voor de lineaire vervormingscomponent:

$$s_e(t)_1 = -R \sin\left(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{1}{2}\pi\right) \cdot \{ s_1(t) - s_1(t-\tau) \} \quad (4.1.22)$$

In het bijzondere geval $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ volgt uit (4.1.21):

$$s_e(t)_1 = -R \sin\left(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{1}{2}\pi\right) \cdot \tau \frac{d}{dt} s_1(t) \quad (4.1.23)$$

De grootte en de aard van de niet-lineaire vervorming vinden we door van de reeksen de overige termen ($r \geq 2$) in beschouwing te nemen. Uit (4.1.18) volgt dan voor de r^e term:

$$s_e(t)_r = -R \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot \frac{(\Delta\omega)^{r-1} \tau^r}{r!} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right\}^r \quad (4.1.24)$$

Wanneer $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ komt er:

$$s_e(t)_r = -R \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot \frac{(\Delta\omega)^{r-1} \tau^r}{r!} \cdot \frac{d}{dt} \{ s_1(t) \}^r \quad (4.1.25)$$

Uit het bovenstaande zijn reeds enkele interessante conclusies te trekken. In (4.1.24) is de term $\frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du$ gelijk aan de gemiddelde waarde van $s_1(t)$ in het interval $[t-\tau, t]$.

De fasehoek $(\omega_0 \tau - \varphi_r)$, die in de praktijk vele malen 2π kan bedragen, zal meestal niet voldoende nauwkeurig bepaald kunnen worden. In het ongunstigste geval zal de term $\sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)$ gelijk aan 1 zijn. Het ensemble-gemiddelde van de absolute waarde van deze term over de voorkomende gevallen is gelijk aan $\frac{1}{2}\sqrt{2} \approx 0,7$.

Hierbij is aangenomen dat de kans van optreden voor alle fasehoeken gelijk is.

Wanneer behalve aan $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ ook nog voldaan is aan: $\Delta\omega \cdot \tau \ll 1$, zal de niet-lineaire vervorming in hoofdzaak een tweede- en/of derdegraads karakter hebben, omdat de term $\frac{(\Delta\omega)^{r-1} \tau^r}{r!}$ met het toenemen van r zeer snel kleiner wordt, waardoor alleen $r=2$ en $r=3$ belangrijk zijn.

Voor grote looptijdverschillen zal de vervorming een veel ingewikkelder karakter krijgen en is deze niet meer eenvoudig uit te rekenen. Er kan echter nog wel een uitspraak worden gedaan over de maximale waarde van $s_e(t)$. In (4.1.15) kan de term $\cos(\omega_0 \tau - \varphi_r + \Delta\omega \cdot \int_{t-\tau}^t s_1(u) du)$ voor voldoende grote waarden van τ alle waarden tussen -1 en $+1$ aannemen, terwijl dan tevens geldt: $-2 \leq s_1(t-\tau) - s_1(t) \leq +2$. Daar de beide termen onafhankelijk van elkaar maximaal kunnen zijn volgt hieruit:

$$s_e(t)_{\max} = 2R \quad (4.1.26)$$

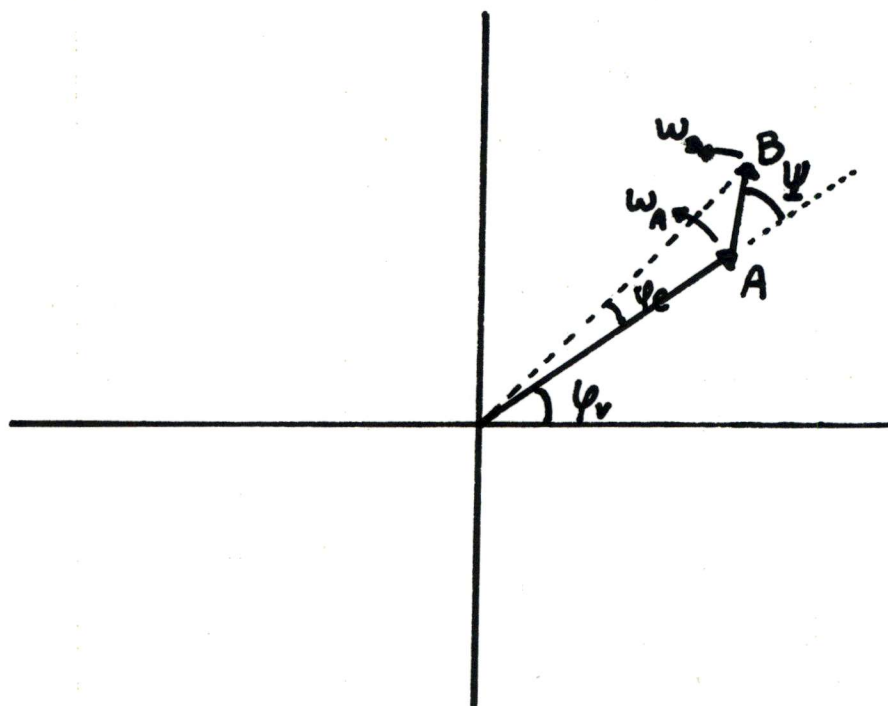


Fig. 3. Fasorvoorstelling van een FM signaal met één reflectie.

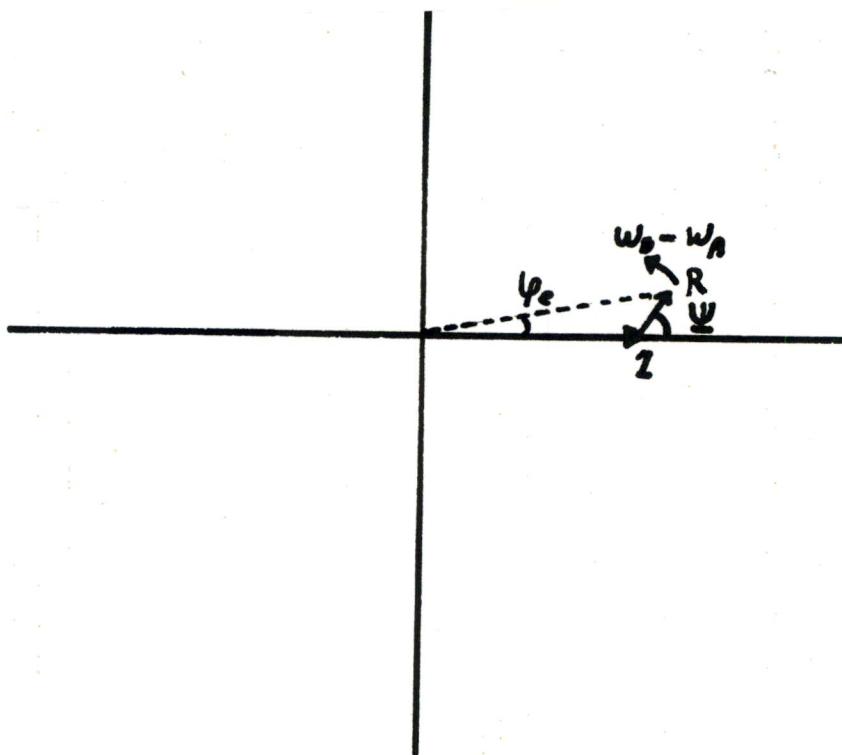


Fig.4. Genormeerde voorstelling van fig.3.

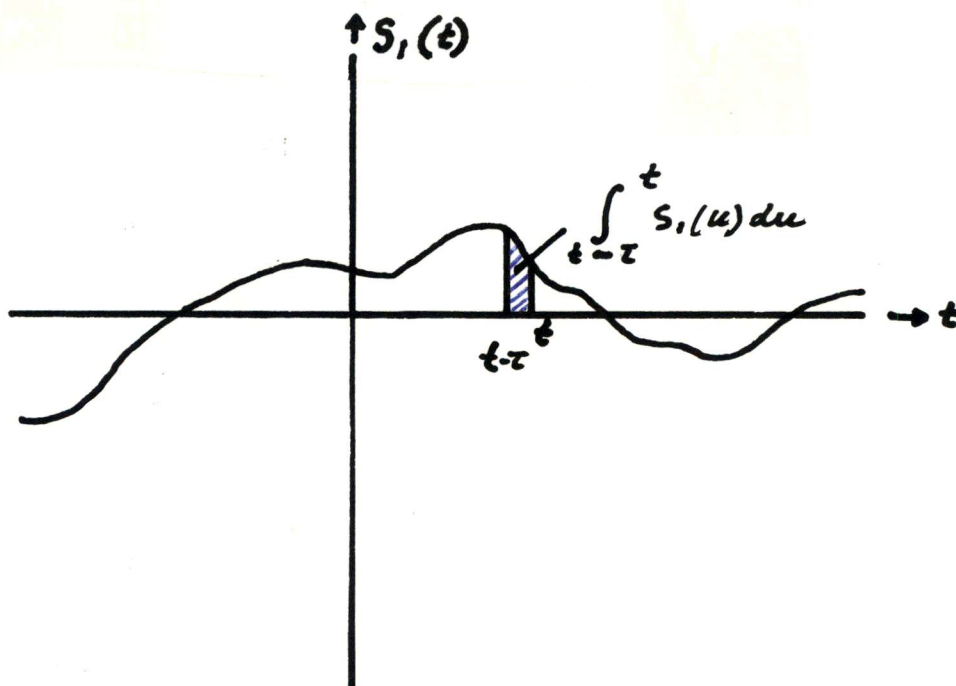


Fig.5. Grafische voorstelling van de benaderingen:

$$\int_{t-\tau}^t s_1(u) du \approx \tau \cdot s_1(t) \quad \text{en} \quad s_1(t) - s_1(t-\tau) \approx \tau \frac{d}{dt} s_1(t).$$

4.2. Double path vervorming in een sinusvormig uitgestuurd FM systeem.

$$\text{We veronderstellen nu dat } s_1(t) = \cos \mu t \quad (4.2.1)$$

In dat geval komt er dan:

$$\frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(x) dx = \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t \cos \mu x dx = \frac{2}{\mu\tau} \sin \frac{\mu\tau}{2} \cos \mu(t - \frac{\tau}{2}) \quad (4.2.2)$$

$$\text{en: } \cos \mu(t-\tau) - \cos \mu t = 2 \sin \frac{\mu\tau}{2} \sin \mu(t - \frac{\tau}{2}) \quad (4.2.3)$$

Substitutie van deze uitdrukkingen in (4.1.16) leidt tot de betrekking:

$$s_e(t) = \text{Re} \left[R e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r)} \cdot e^{j \cdot 2 \frac{\Delta\omega}{\mu} \sin \frac{\mu\tau}{2} \cos \mu(t - \frac{\tau}{2})} \right] \cdot 2 \sin \frac{\mu\tau}{2} \sin \mu(t - \frac{\tau}{2}) \quad (4.2.4)$$

We kunnen deze uitdrukking nog eenvoudiger schrijven door gebruik te maken van de variabelen m en ϑ , waarvoor geldt:

$$m = \frac{\Delta\omega}{\mu} \quad \text{en} \quad \vartheta = \frac{\mu\tau}{2}. \quad \text{Er komt dan:}$$

$$s_e(t) = \text{Re} \left[e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r)} \cdot e^{j(2m \sin \vartheta \cos(\mu t - \vartheta))} \right] \cdot 2R \sin \vartheta \sin(\mu t - \vartheta) \quad (4.2.5)$$

hetgeen te herschrijven is als:

$$\begin{aligned} s_e(t) &= \text{Re} \left[2R \sin \vartheta \sin(\mu t - \vartheta) \cdot e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r + 2m \sin \vartheta \cos(\mu t - \vartheta))} \right] \\ &= \text{Re} \left[j \frac{R}{m\mu} \frac{d}{dt} \left\{ e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r + 2m \sin \vartheta \cos(\mu t - \vartheta))} \right\} \right] \end{aligned} \quad (4.2.6)$$

Deze uitdrukking is te schrijven als een som van sinusfuncties door gebruik te maken van de betrekking:

$$e^{-ju \sin x} = \sum_{r=-\infty}^{\infty} J_r(u) e^{-jrx} \quad (4.2.7),$$

waarin $J_r(u)$ een Besselfunctie van de eerste soort is met orde r .

We vinden dan:

$$\begin{aligned} s_e(t) &= \text{Re} \left[j \frac{R}{m\mu} \frac{d}{dt} \left\{ e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r)} \cdot e^{-j \cdot 2m \sin \vartheta \sin(\mu t - \vartheta - \frac{\pi}{2})} \right\} \right] \\ &= \text{Re} \left[j \frac{R}{m\mu} \frac{d}{dt} \left\{ \sum_{r=-\infty}^{\infty} J_r(2m \sin \vartheta) \cdot e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)} \cdot e^{-j r(\mu t - \vartheta)} \right\} \right] \\ &= \text{Re} \left[\frac{R}{m} \sum_{r=-\infty}^{\infty} r \cdot J_r(2m \sin \vartheta) \cdot e^{j(\omega_0\tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)} \cdot e^{-j r(\mu t - \vartheta)} \right] \end{aligned} \quad (4.2.8)$$

Wanneer r even is, geldt dat $J_r(2m \sin \vartheta) = J_{-r}(2m \sin \vartheta)$ en dat

$$e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)} = e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r - \frac{r}{2}\pi)}$$

Wanneer r oneven is, geldt echter dat $J_r(2m \sin \vartheta) = -J_{-r}(2m \sin \vartheta)$ en

$$\text{dat } e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)} = - e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r - \frac{r}{2}\pi)}$$

Hieruit blijkt dat de uitdrukking (4.2.8) niet in waarde verandert als we r door $-r$ vervangen. Wanneer $r = 0$ levert deze uitdrukking de waarde 0 op, zodat we kunnen schrijven:

$$s_e(t) = \sum_{r=1}^{\infty} r \cdot \frac{R}{m} \cdot J_r(2m \sin \vartheta) \cdot \text{Re} \left[e^{j(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi)} \cdot \left\{ e^{-jr(\mu t - \vartheta)} + e^{jr(\mu t - \vartheta)} \right\} \right]$$

h.u.v.:

$$s_e(t) = \sum_{r=1}^{\infty} 2r \cdot \frac{R}{m} \cdot J_r(2m \sin \vartheta) \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot \sin r(\mu t - \vartheta) \quad (4.2.9)$$

waaruit volgt voor de grootte van de r^e harmonische:

$$d_r = \left| 2r \cdot \frac{R}{m} \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot J_r(2m \sin \vartheta) \right| \quad (4.2.10)$$

Deze betrekking is algemeen geldig voor de intervallen $0 < m < \infty$ en $0 \leq \vartheta < \infty$. Het is mogelijk deze betrekking voor elke waarde van r grafisch uit te zetten. Hierbij kan m als variabele en ϑ als parameter (fig.6) of ϑ als variabele en m als parameter (fig.7) worden genomen. Omdat hier sprake is van een functie van $\sin \vartheta$ kan worden volstaan met het interval $0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{2}$.

De grootheid ϑ stelt in feite een genormeerd looptijdverschil voor.

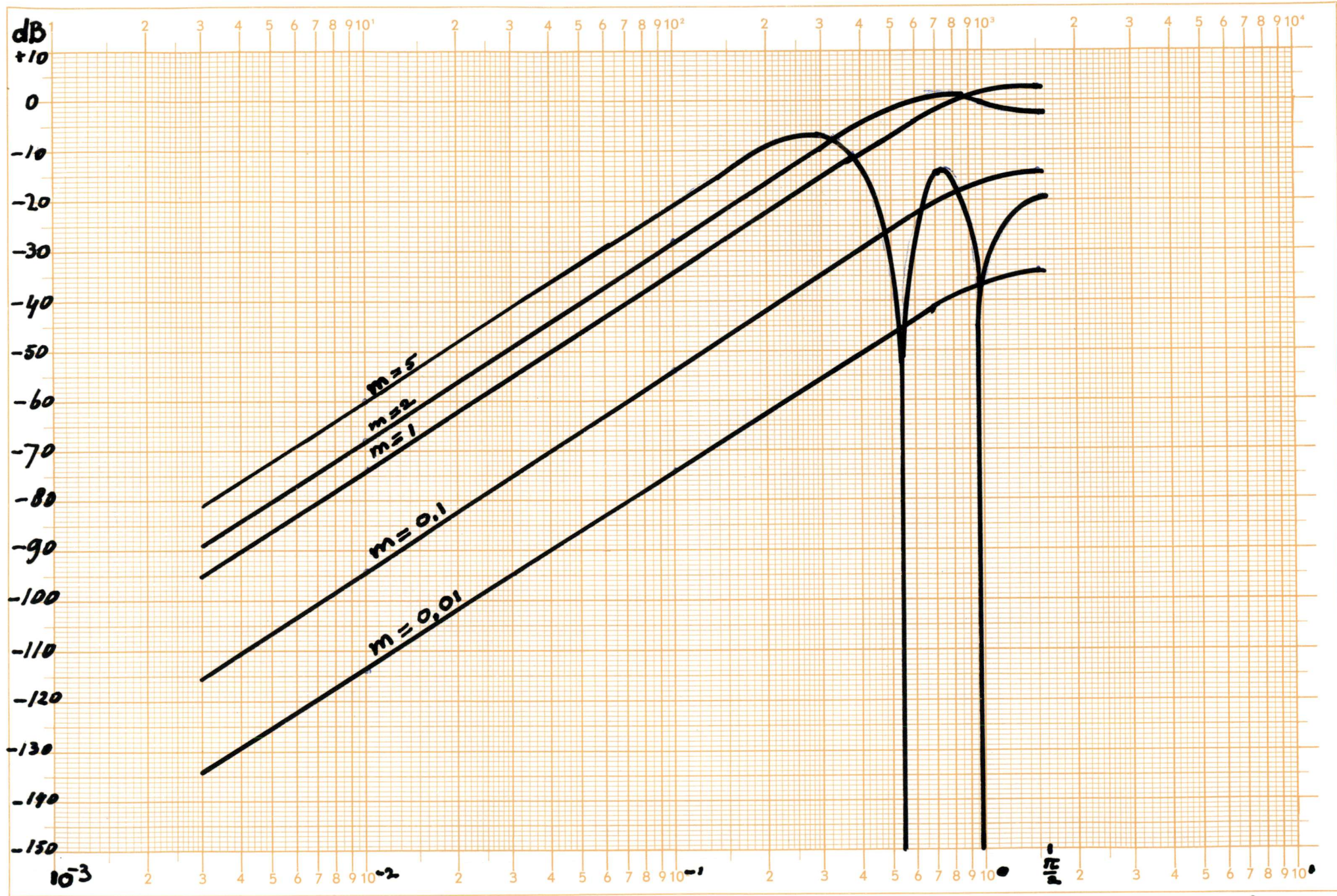
De grootheid m is de modulatieindex van het FM-signaal. Daar in de laatste betrekking d_r alleen van m en ϑ afhankelijk is, is het mogelijk de grafieken van fig. 6 en 7 voor elk willekeurig FM systeem te gebruiken.

In het bijzondere geval $2m \sin \vartheta \ll 1$ en tevens $\vartheta \ll 1$ kan de betrekking (4.2.10) nog worden vereenvoudigd omdat dan $J_r(2m \sin \vartheta)$ bij benadering gelijk is aan $\frac{(m \sin \vartheta)^r}{r!} \approx \frac{(m\vartheta)^r}{r!}$.

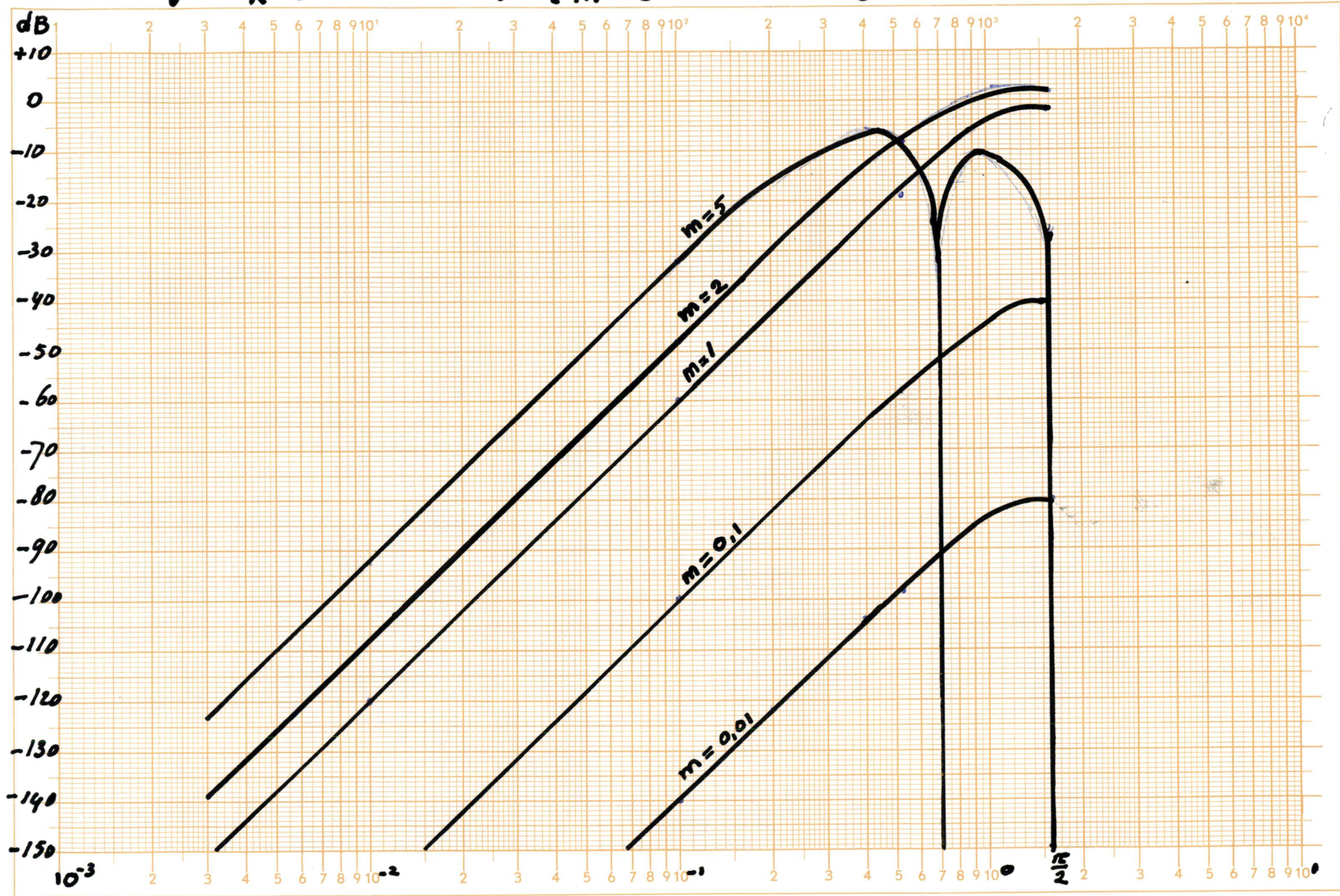
Er komt dan:

$$\begin{aligned} d_r &= \left| 2r \cdot \frac{R}{m} \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot \frac{(m\vartheta)^r}{r!} \right| \\ &= \left| \frac{2R m^{r-1} \vartheta^r}{(r-1)!} \sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \right| \end{aligned} \quad (4.2.11)$$

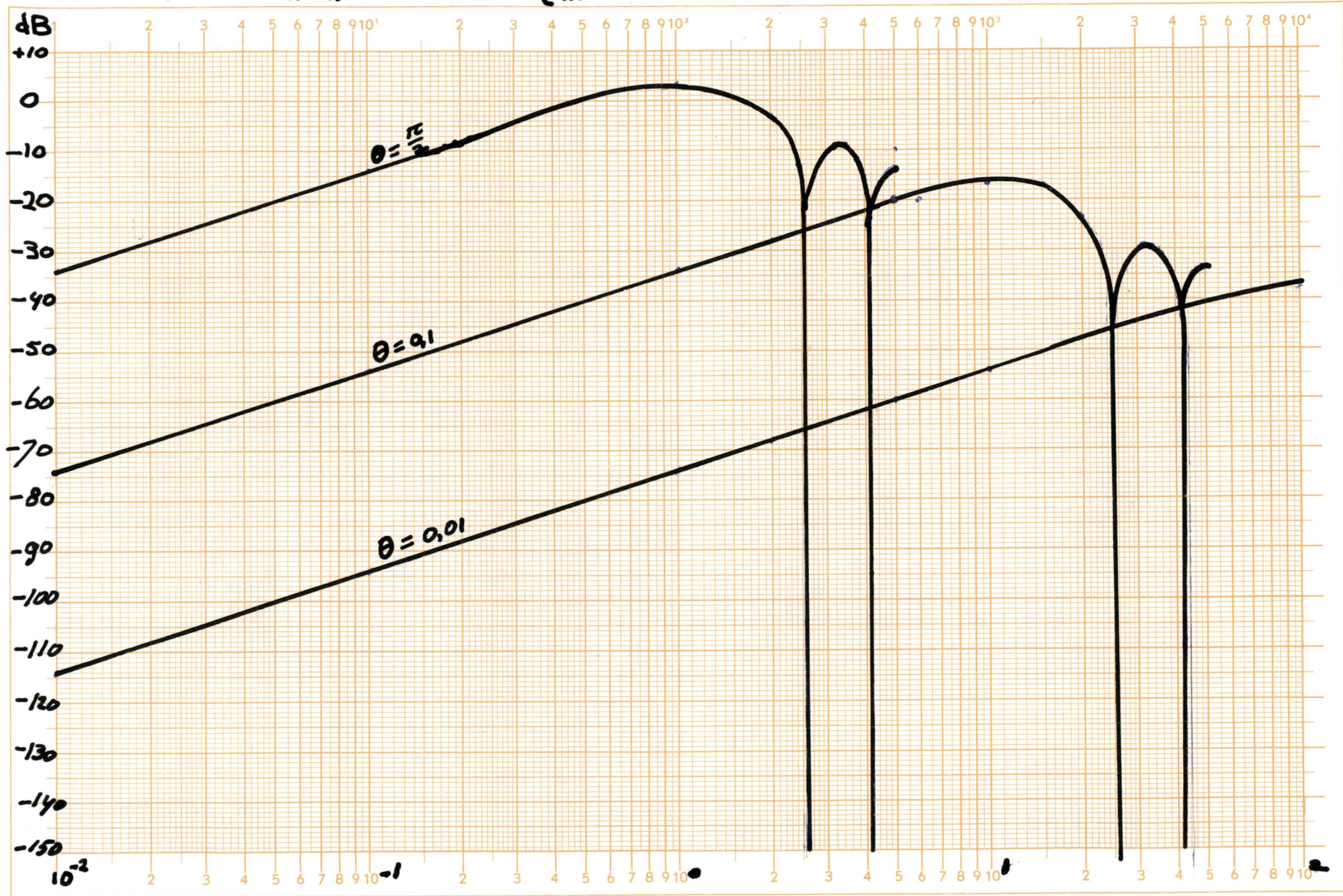
$$\uparrow 20 \log \left(\frac{r}{R} \right)_{\max} = 20 \log \left\{ \frac{1}{m} J_2(2m \sin \theta) \right\}$$



$$\uparrow 20 \log \left(\frac{a_3}{R} \right)_{\max} = 20 \log \left\{ \frac{b}{m} J_3(2m \sin \theta) \right\}$$



$$T \ 20 \log \left(\frac{a_2}{R} \right)_{\max} = 20 \log \left\{ \frac{4}{m} J_2 (2m \sin \theta) \right\}$$



$$T \ 20 \log \left(\frac{u_3}{R} \right)_{\max} = 20 \log \left\{ \frac{1}{m} J_3 (2m \sin \theta) \right\}$$

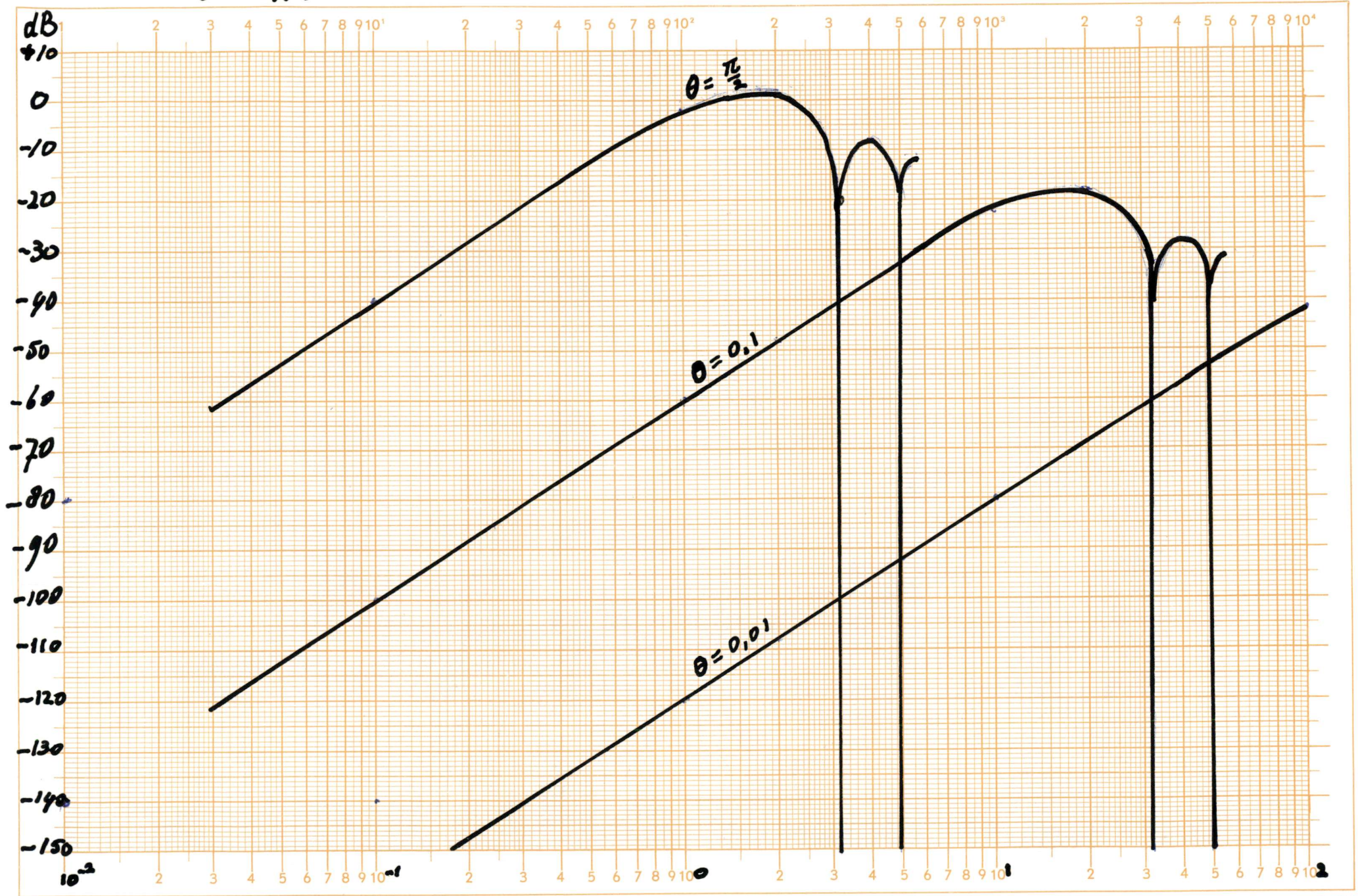


Fig. 7b.

4.3. Double path vervorming in een FM-systeem, uitgestuurd met twee sinusvormige signalen.

In veel gevallen kan het gedrag van een FM verbinding bepaald worden met een signaal bestaande uit een laagfrequent sinusvormig signaal met daarep gesuperponeerd een hoogfrequent sinusvormig signaal met kleine amplitude.

$$\text{Zij } s_1(t) = a_1 \cos(\mu_1 t + \varphi_1) + a_2 \cos(\mu_2 t + \varphi_2) \quad (4.3.1)$$

waarin $a_1 + a_2 = 1$.

In dat geval is de gemiddelde waarde van $s_1(t)$ in het interval $[t-\tau, t]$ te schrijven als:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du &= a_1 \cos(\mu_1 t - \vartheta_1 + \varphi_1) \cdot \frac{\sin \vartheta_1}{\vartheta_1} + \\ &+ a_2 \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \cdot \frac{\sin \vartheta_2}{\vartheta_2}. \end{aligned} \quad (4.3.2)$$

Hierin is $\vartheta_1 = \mu_1 \tau \cdot \frac{1}{2}$ en $\vartheta_2 = \mu_2 \tau \cdot \frac{1}{2}$.

We veronderstellen nu dat $a_1 \gg a_2$ en $\vartheta_1 \ll 1$.

Omdat $s_1(t)_{\max} = 1$ volgt uit het bovenstaande dat a_1 ongeveer gelijk aan 1 is.

De uitdrukking (4.3.2) vereenvoudigt nu tot:

$$\frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du = \cos(\mu_1 t + \varphi_1) + a_2 \cdot \frac{\sin \vartheta_2}{\vartheta_2} \cdot \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \quad (4.3.3)$$

Om de notatie te vereenvoudigen stellen we dat $a_2 \cdot \frac{\sin \vartheta_2}{\vartheta_2} = \alpha$

$$(4.3.4)$$

waarvoor uiteraard ook geldt: $\alpha \ll 1$.

We vinden nu:

$$\left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right\}^r = \sum_{k=0}^r \binom{r}{k} \alpha^k \cdot \{ \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \}^k \cdot \{ \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \}^{r-k} \quad (4.3.5)$$

Omdat $\alpha \ll 1$ is kunnen we volstaan met alleen de termen $k=0$ en $k=1$ in beschouwing te nemen, zodat:

$$\begin{aligned} \left\{ \frac{1}{\tau} \int_{t-\tau}^t s_1(u) du \right\}^r &= \{ \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \}^r + r \cdot \alpha \cdot \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \cdot \\ &\cdot \{ \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \}^{r-1}. \end{aligned} \quad (4.3.6)$$

Substitutie van deze uitdrukking in (4.1.18) leidt tot de betrekking:

$$s_e(t) = \sum_{r=1}^{\infty} -\frac{R}{\Delta\omega} \cdot \sin(\omega_0\tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) \cdot \frac{(\Delta\omega \cdot \tau)^r}{-r!} \cdot \frac{d}{dt} \{ \{ \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \}^r + r \cdot \alpha \cdot \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \cdot \{ \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \}^{r-1} \} \quad (4.3.7)$$

Hierbij levert de eerste term achter het $\frac{d}{dt}$ teken uitsluitend harmonische vervorming op, terwijl de tweede term de intermodulatieprodukten bepaalt. Voor de tweedegraads intermodulatie ($r=2$) vinden we:

$$\begin{aligned} [s_e(t)]_{2IM} &= R \sin(\omega_0\tau - \varphi_r) \cdot \Delta\omega \cdot \tau^2 \cdot \alpha \cdot \frac{d}{dt} \{ \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) \cdot \cos(\mu_1 t + \varphi_1) \} \\ &= R \sin(\omega_0\tau - \varphi_r) \cdot \alpha \cdot \frac{\Delta\omega \cdot \tau^2}{2} \cdot \{ -(\mu_2 + \mu_1) \sin((\mu_2 + \mu_1)t - \vartheta_2 + \varphi_2 + \varphi_1) - (\mu_2 - \mu_1) \sin((\mu_2 - \mu_1)t - \vartheta_2 + \varphi_2 - \varphi_1) \} \end{aligned} \quad (4.3.8)$$

Hieruit blijkt dat de tweedegraads IM-produkten te vinden zijn op de frequenties $\mu_2 + \mu_1$ en $\mu_2 - \mu_1$. Omdat $\mu_1 \ll \mu_2$ zullen de amplitudes ongeveer gelijk zijn.

Analoog aan de voerafgaande beschouwing kunnen we voor de derdegraads intermodulatie ($r=3$) schrijven:

$$[s_e(t)]_{3IM} = R \cos(\omega_0\tau - \varphi_r) \cdot \alpha \cdot \frac{3(\Delta\omega)^2 \cdot \tau^3}{8} \cdot \frac{d}{dt} \{ \cos(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) (\cos(\mu_1 t + \varphi_1))^2 \} \quad (4.3.9)$$

Uitgewerkt levert dit op:

$$\begin{aligned} [s_e(t)]_{3IM} &= R \cos(\omega_0\tau - \varphi_r) \cdot \frac{3(\Delta\omega)^2 \cdot \tau^3 \cdot \alpha}{16} \cdot \\ &\cdot \left[-\mu_2 \sin(\mu_2 t - \vartheta_2 + \varphi_2) - \frac{\mu_2 + 2\mu_1}{2} \sin((\mu_2 + 2\mu_1)t - \vartheta_2 + \varphi_2 + 2\varphi_1) - \frac{\mu_2 - 2\mu_1}{2} \sin((\mu_2 - 2\mu_1)t - \vartheta_2 + \varphi_2 - 2\varphi_1) \right] \end{aligned} \quad (4.3.10)$$

Hieruit volgt dat de derdegraads IM-produkten te vinden zijn op de frequenties μ_2 , $\mu_2 + 2\mu_1$, $\mu_2 - 2\mu_1$.

De IM-produkten met frequenties $2\mu_2 \pm \mu_1$ zijn niet vermeld omdat $\alpha \ll 1$ is en deze produkten dus te verwaarlozen zijn.

In FM systemen, waar de tweede- en de derdegraadsvervorming overheerst, dus waar $\Delta\omega \cdot \tau \ll 1$, leveren de uitdrukkingen (4.3.8) en (4.3.10) een mogelijkheid op om de tweede- en de derdegraadsvervorming d.m.v. een spectrumanalyser aan de uitgang van de FM detector gescheiden van elkaar te meten. Enkele voordelen van de tweetoon meetmethode t.o.v. de ééntoon methode zijn, dat de vervorming van de sinusgeneratoren nu niet extreem laag hoeft te zijn en dat de IM-produkten in de praktijk bij gebruik van een detector met onderdoorlaatfilter vrijwel altijd in de doorlaatband vallen.

4.4. Multipath vervorming in een FM systeem met een groot aantal reflecties.

Wanneer er sprake is van een groot aantal reflecties kunnen we analoog aan de uitdrukking (4.1.2) voor het aan de demodulator aangeboden signaal schrijven:

$$m_2(t) = e^{-a_0} \cdot \hat{A} \cdot \{ e^{j\omega_0(t-t_0)} e^{j\varphi_v(t-t_0)} + \sum_{n=1}^N \rho_n e^{j\omega_0(t-t_0-\tau_n)} e^{j\varphi_v(t-t_0-\tau_n)} \} \quad (4.4.1)$$

Wanneer nu geldt dat de som van de absolute waarden van de reflectiecoëfficiënten veel kleiner dan 1 is, hetgeen voor enigszins redelijke kwaliteit het geval is, kunnen we de invloed van elke reflectie afzonderlijk berekenen en de resultaten optellen (superpositiebeginsel).

In dat geval vinden we analoog aan (4.1.18):

$$s_e(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{r=1}^{\infty} -R_n \cdot \frac{1}{\Delta\omega} \cdot \sin(\omega_0\tau - \varphi_{r,n} + \frac{r}{2}\pi) \cdot (\Delta\omega \cdot \tau_n)^r \cdot \frac{1}{r!} \cdot \frac{1}{\tau_n} \cdot \frac{d}{dt} \left\{ \int_{t-\tau_n}^t s_1(u) du \right\}^r \quad (4.4.2)$$

In het bijzondere geval $\tau_n \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ worden de berekeningen relatief eenvoudig. Uit (4.4.2) volgt dan:

$$s_e(t)_r = \sum_{n=1}^N -R_n \cdot \tau_n^r \cdot \sin(\omega_0\tau - \varphi_{r,n} + \frac{r}{2}\pi) \cdot \frac{(\Delta\omega)^{r-1}}{r!} \cdot \frac{d}{dt} \{s_1(t)\}^r \quad (4.4.3)$$

We zien nu dat aan het n^e gereflecteerde signaal een weegfactor ter grootte van $R_n \cdot \tau_n^r$ wordt toegekend. Wanneer in het beschreven geval $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ ook nog voldaan is aan $(\Delta\omega \cdot \tau) \ll 1$ zal de tweedegraadsvervorming overheersen, zodat, wanneer we eisen dat het aandeel in de vervorming van elke reflectie gelijk is, uit (4.4.3) volgt:

$R_n \cdot \tau_n^2$ is constant.

In het gebied waar $\tau > \frac{1}{2B_{1f}}$ kunnen we analoog aan (4.1.26) de uitspraak doen dat:

$$s_e(t)_{\max} = 2 \sum_{n=1}^N R_n \quad (4.4.4)$$

Wanneer men over $s_e(t)$ nadere uitspraken wil doen is het noodzakelijk dat naar de kansverdelingen van $\varphi_{r,n}$, τ_n en R_n nader onderzoek wordt verricht.

Het ligt voor de hand dat de kansverdeling van $\varphi_{r,n}$ waarschijnlijk uniform is. De kansverdeling van τ_n zal sterk afhankelijk zijn van de wijze waarop het net is opgebouwd terwijl de kansverdeling van de reflectiecoëfficiënten R_n bijvoorbeeld Gaussisch kan zijn.

4.5. Analyse van het verband tussen de FM- en de AM-component van een FM signaal met één reflectie.

Wanneer een FM signaal over een tweevoudige verbinding wordt getransporeerd ontstaat behalve een FM stoorcomponent ook een AM stoorcomponent. Uit fig. 4 volgt voor de lengte van de somfasor \bar{c} :

$$c^2 = 1 + R^2 + 2R \cos \psi \quad (4.5.1)$$

Wanneer $R \ll 1$ volgt hieruit bij benadering:

$$c \approx \sqrt{1 + 2R \cos \psi} \approx 1 + R \cos \psi \quad (4.5.2)$$

$$\text{waarin } \psi = -(\omega_0 \tau - \varphi_r + \Delta\omega \int_{t-\tau}^t s_1(u) du).$$

Uit (4.1.15) volgt dan voor het verband tussen $s_e(t)$ en c :

$$s_e(t) = (c - 1) \cdot \{s_1(t-\tau) - s_1(t)\} \quad (4.5.3)$$

De maximale waarde van de grootheid $|(c - 1)|$ is de amplitude van de AM-component. Deze kan eenvoudig met een oscilloscoop worden waargenomen. Het spreekt overigens vanzelf dat het banddoorlaatfilter in de meetontvanger voor deze meting een zeer vlakke amplitudekarakteristiek moet hebben. Wanneer het signaal $s_1(t)$ en het looptijdverschil τ bekend zijn, is het mogelijk op grond van de waargenomen AM-component een uitspraak te doen over de vervorming aan de uitgang van de FM detector. Wanneer $s_1(t)$ en τ niet bekend zijn, kunnen we slechts de uitspraak doen dat:

$$s_e(t)_{\max} = 2 |(c - 1)|_{\max} \quad (4.5.4)$$

Neemt men bijvoorbeeld 1% amplitudemodulatie waar, dan zal de totale vervorming in ieder geval niet meer zijn dan 2%.

5. Beschrijving van enkele metingen aan een FM systeem met een reflectie.

Teneinde het in hoofdstuk 4 opgestelde model van een FM verbinding met één reflectie te controleren werden enkele metingen verricht aan twee proefopstellingen in het laboratorium (fig.8 en 9). In de opstellingen werd gebruik gemaakt van een Siemens meetmodulator en -demodulator met een centrale frequentie van 70 MHz en een laagfrequent bandbreedte van 8 MHz, welke normaal gebruikt werden voor het middenfrequent deel van een straalverbinding.

Eerst werd de modulatorconstante k_m bepaald met een sinusgenerator en een spectrumanalyser welke op de uitgang van de modulator werd aangesloten. Nadat de sinusgenerator op 50 kHz was ingesteld werd de modulatieindex m gelijk gemaakt aan 2,4, zodat de draaggolf voor de eerste maal verdwenen was. Hiervoor was een signaalspanning met een topwaarde van 4,4 mV nodig. Hieruit volgt dat de modulatorconstante gelijk is aan:

$$k_m = \frac{\Delta \omega}{|u_1(t)|_{\max}} = 2\pi \cdot 27 \cdot 10^6 \text{ rad/Vs} .$$

In de eerste proefopstelling is voor de transmissieweg een aan beide zijden verkeerd afgesloten kabel gebruikt. De kabellengte was gelijk aan 99,40 meter, terwijl voor de karakteristieke impedantie een waarde van 75 ± 3 ohm werd opgegeven.

De kabeldemping bij 70 MHz was gelijk aan 5,2 dB terwijl de looptijd van het signaal door de kabel 0,5 μ s bedroeg. In de opstelling waren de reflectiefactoren ρ_1 en ρ_2 gelijk aan resp. 0,35 en -0,33.

Hieruit volgt een reflectiecoëfficiënt $R = 0,035$ met een looptijdverschil $\tau = 1 \mu$ s. De hogere orde reflecties die ontstaan door het meermalen heen en weer lopen van het signaal door de kabel zijn nog zo klein (afstand signaal tot n^e orde reflectie = $n \cdot 29$ dB)

dat ze kunnen worden verwaarloosd.

In deze opstelling werden metingen verricht aan de 2^e en de 3^e graads harmonische vervorming van het systeem bij uitsturing met een sinusvormig signaal met een frequentie van 50 kHz. Hetzelfde werd gedaan met een sinusvormig signaal met frequentie 500 kHz. De resultaten zijn weergegeven in fig. 10 en 11, waar ze met de aangegeven berekende waarden kunnen worden vergeleken.

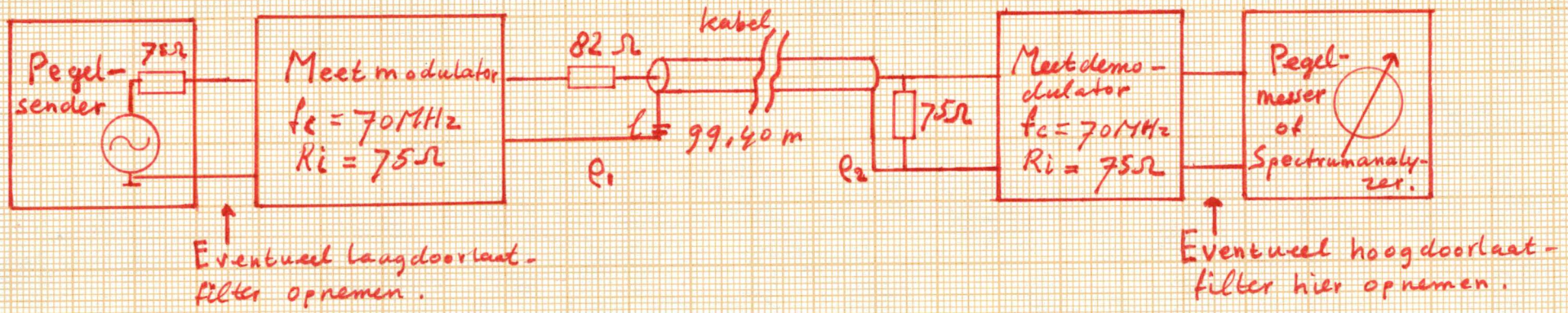


FIG 8.

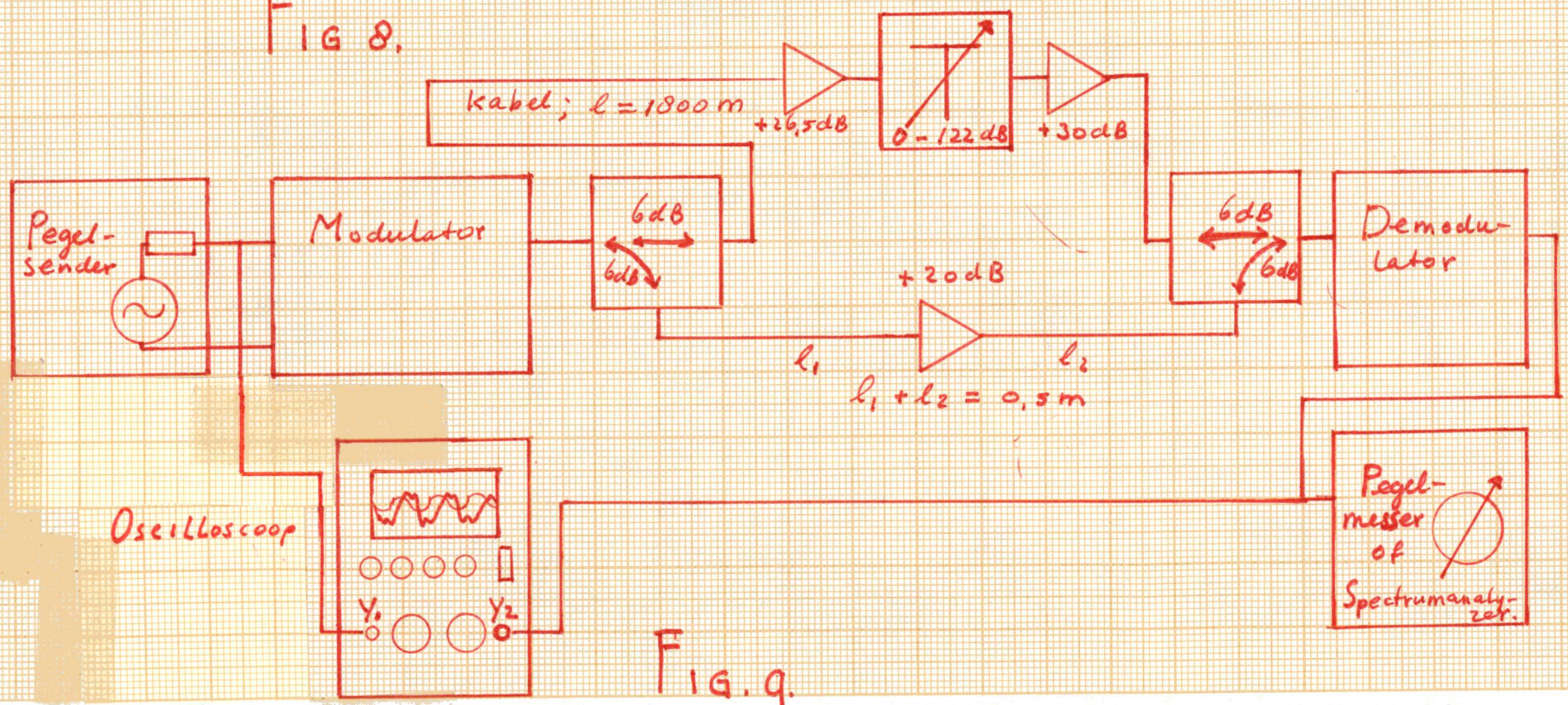


FIG. 9.

↑ $20 \log |d_r|$: $\begin{matrix} a) & r=2 \\ b) & r=3 \end{matrix}$ gemeten in opstelling met $R = 0,035$
 $\tau = 10^{-6} \text{ s}$

→ Δf (kHz)

dB

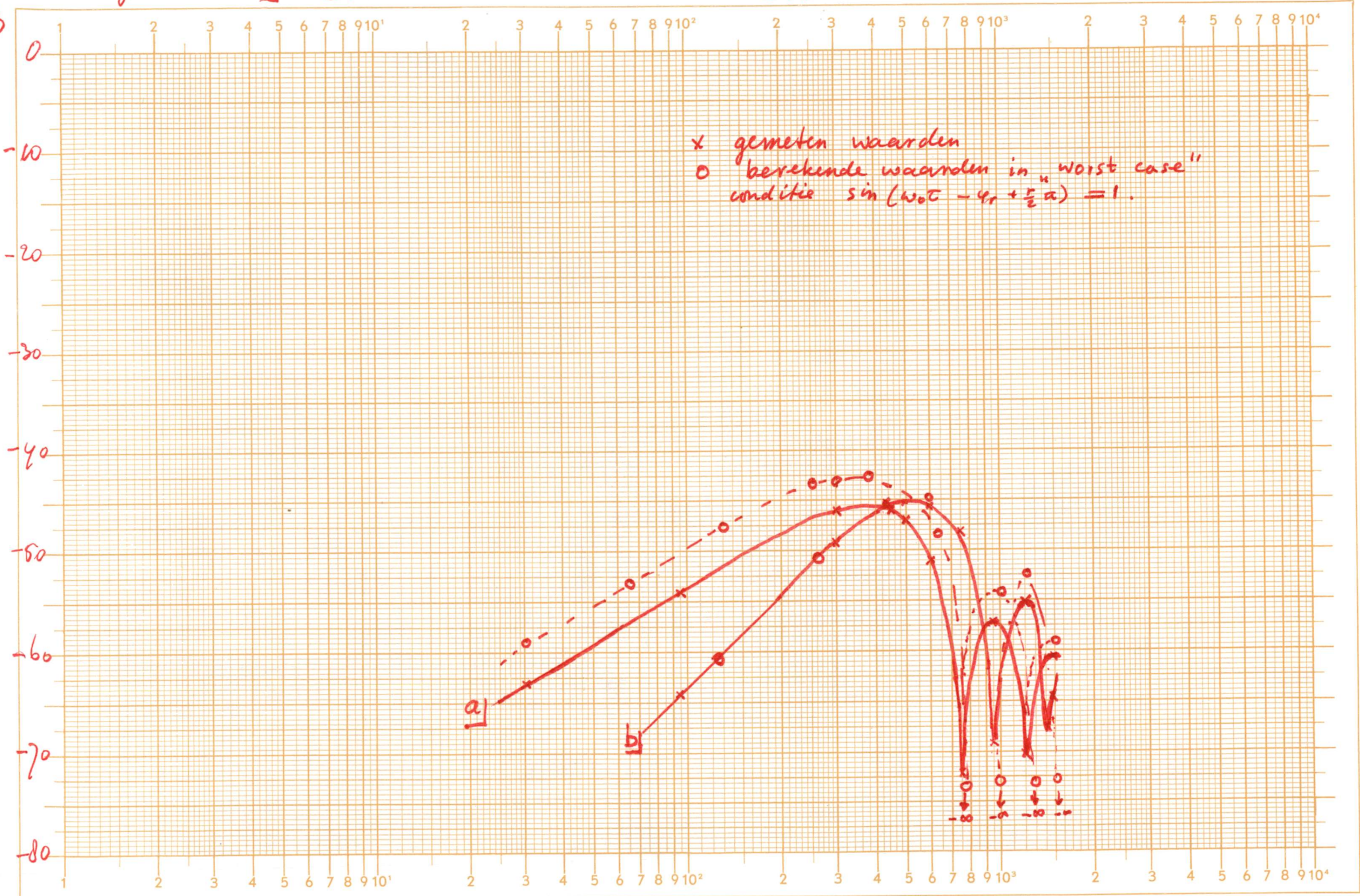


FIG. 10.

↑ 20 log |dr| \bar{b} r=3 } gemeten in opstelling met: $R = 0,035$
 $\bar{z} = 10^{-6} \text{ s}$

→ Δf (kHz)

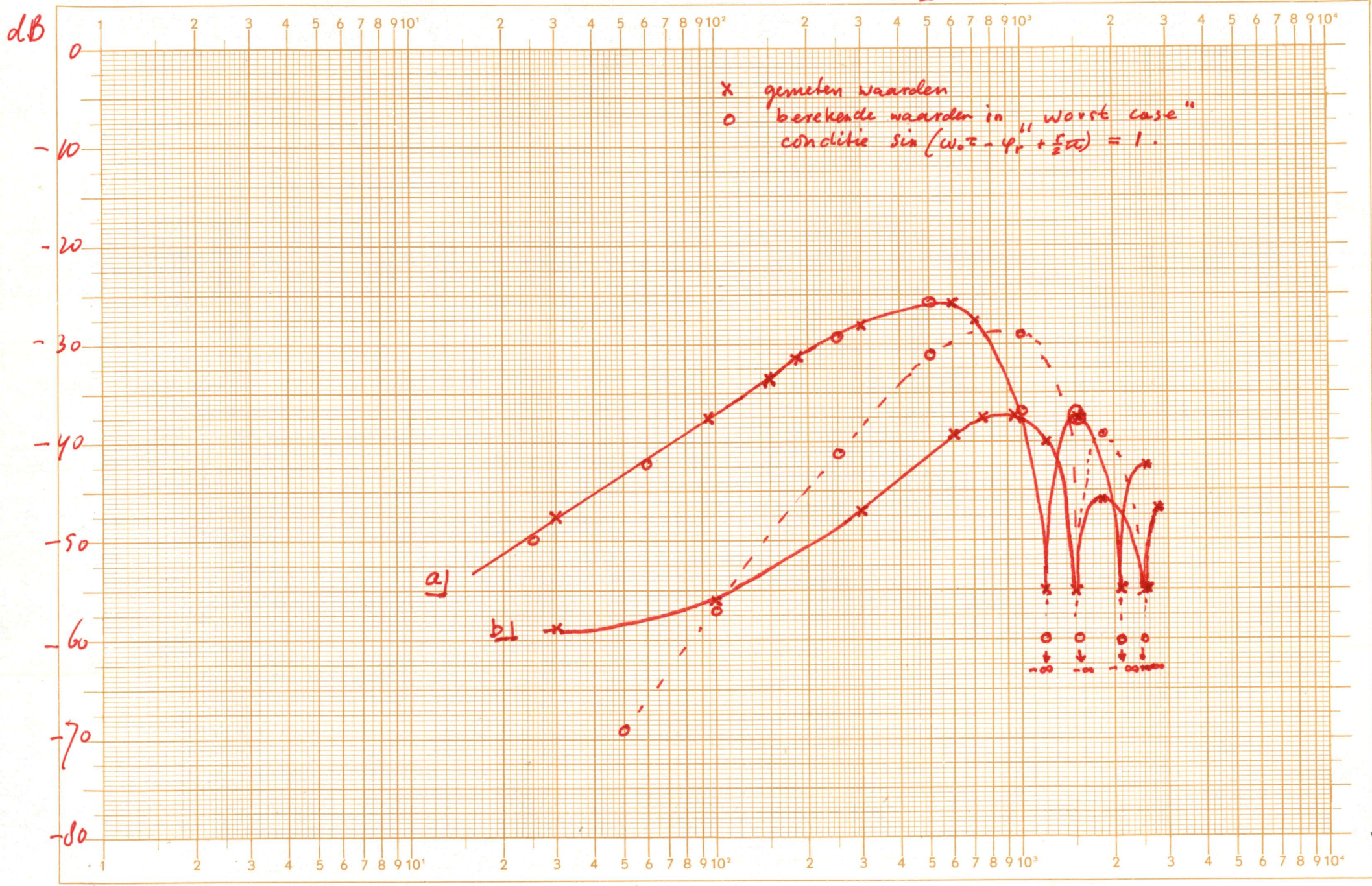


Fig. 11

$20 \log d_r$ b) $r=3$
 (gemeten aan c) $r=4$
 opstelling van Fig. 9)

$\tau = 7 \cdot 10^{-6} \text{ s}$

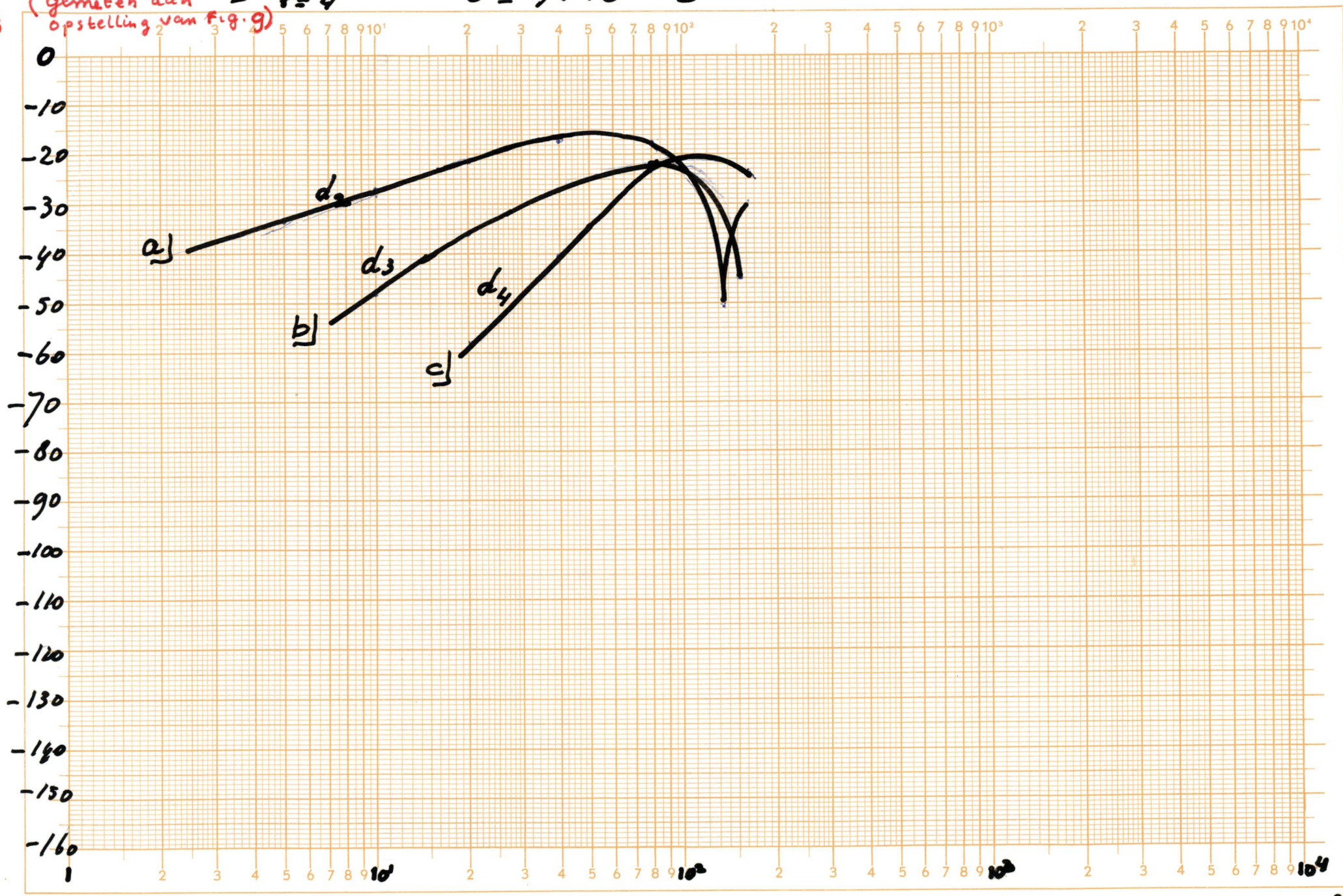


Fig. 12.

De afwijking van grafiek b in fig. 11 t.o.v. de berekeningen in het gebied waar $\Delta f < 200$ kHz is te verklaren uit het feit dat voor de meetfrequentie 500 kHz geen onderdoorlaatfilter beschikbaar was, zodat in het genoemde gebied, waar de vervorming ontstaan door de reflectie op de transmissieweg zeer klein is, de vervorming van de signaalgenerator overheerst. Voor de frequentie 50 kHz was wel een filter beschikbaar, zodat zeer lage waarden van d_2 en d_3 bij kleine waarden van Δf nu wel betrouwbaar konden worden gemeten (fig. 10).

In de tweede proefopstelling is voor de transmissieweg gebruik gemaakt van een dubbele verbinding bestaande uit twee richtkoppelingen, een korte kabel met een lengte van ca. 0,5 m, een lange kabel met een lengte van 1800m en enkele versterkers, teneinde de demping van de diverse elementen te compenseren. De reflectiecoëfficiënt R is instelbaar gemaakt met een in de indirecte verbinding opgenomen verzwakker. Het looptijdverschil was nu gelijk aan 7 μ s. Deze opstelling is gemaakt om een audiofrequent meting mogelijk te maken.

Ook nu werden metingen verricht aan de harmonische vervorming van een sinusvormig signaal met frequentie 50 kHz (fig. 12) bij een signaal/reflectie afstand van 16 dB, conform de laatste PTT aanbevelingen voor centrale antenne inrichtingen. Omdat de orde van grootte van de tweedegraads harmonische vervorming in deze opstelling bij een frequentiezwaai $\Delta f = 50$ kHz in de buurt van 5% is, werd nog een demonstratieopstelling gemaakt teneinde de vervorming hoorbaar te maken. De signaalbron werd nu vervangen door een stereocoder, een apparaat met twee audiosignaalingangen en één uitgang, waar het signaal in multiplex vorm beschikbaar is, op dezelfde wijze als bij FM omroepzenders het geval is. Een uitgebreide beschrijving van de gebruikte stereocoder is gegeven in hoofdstuk 6. Na de demodulator werd weer een stereodecoder aangesloten, waarna de twee audiokanalen weer gescheiden van elkaar beschikbaar waren (fig. 13). Om het aanpassingsprobleem tussen de stereocoder en de modulator en tussen de stereodecoder en de demodulator op te lossen werd gebruik gemaakt van bufferversterkers en een instelbare verzwakker. Als signaalbron werd gebruik gemaakt van een stereobandrecorder, De geluidsband was voorbespeeld met een aantal muziekfragmenten, afkomstig van een stereotestplaat, afgespeeld op een goede kwaliteit platenspeler uit de consumentensector. De stereodecoder werd aangesloten op een HiFi versterker met twee luidsprekerboxen met driewegsysteem.

Met deze opstelling werden demonstraties gegeven aan een aantal proefpersonen, waarbij werd getracht de perceptie- en de stoordrempel vast te stellen. De hierna beschreven waarnemingen moeten echter wel met de nodige reserve worden beschouwd, omdat vanwege de beperkte beschikbare tijd aan een aantal voorwaarden voor het verkrijgen van een goed experiment niet goed kon worden voldaan. Ten eerste konden de proefpersonen niet aselekt worden gekozen, zodat van een aselechte steekproef geen sprake is. Ten tweede is de wet van de grote aantallen niet van toepassing omdat het aantal proefpersonen (18) hiervoor te klein is. Ten derde is de plaats waar de proeven werden genomen (laboratoriumzaal) qua akoestiek niet te vergelijken met een huiskamer en was de gebruikte audioapparatuur in kwaliteit nog niet geheel aangepast aan wat heden ten dage naar de stand der techniek mogelijk is. Desondanks bleek overduidelijk dat bij een signaal/reflectie afstand van 16 dB, een looptijdverschil $\tau = 7 \mu\text{s}$ en een frequentiezwaai $\Delta f = 75 \text{ kHz}$ beslist niet is voldaan aan de voorwaarden voor het verkrijgen van een goede audiokwaliteit.

Verder blijken signalen met een continu karakter, zoals bijvoorbeeld dwarsfluitmuziek en sopraanzangstemmen door deze reflectie veel meer te worden aangetast dan signalen met een pulsvormig karakter, zoals bijvoorbeeld slaginstrumenten en spraak. Op grond van de berekeningen in hoofdstuk 4 is dit verschijnsel verklaarbaar, omdat in dit geval de totale vervorming bij de maximale frequentiezwaai $\Delta f = 75 \text{ kHz}$ veel groter is dan die bij een veel kleinere frequentiezwaai (bijvoorbeeld $\Delta f < 10 \text{ kHz}$). Bij signalen met een pulsvormig karakter is de gemiddelde frequentiezwaai klein, zodat ook de gemiddelde vervorming klein is.

Het hoorbare effect was voor meer dan de helft van de proefpersonen vrijwel verdwenen bij een signaal/reflectie afstand van 30 dB, waarbij als audiosignaal enkele muziekfragmenten werden gebruikt. In fig. 13b zijn de resultaten van dit experiment weergegeven in de vorm van histogrammen. Wanneer men als signaalbron op één van de ingangen van de stereocoder echter twee sinusgeneratoren met frequenties 11 en 12 kHz en gelijke amplitude aansloot was het reflectieverschijnsel nog goed waarneembaar voor meer dan de helft van de proefpersonen bij een signaal/reflectie afstand van 35 dB. De belangrijkste waargenomen vervorming was een duidelijke 1 kHz verschiltoon. Andere waarneembare vervormingseffecten ontstaan o.a. door niet-lineaire overspraak welke veroorzaakt wordt doordat harmonischen van het monosignaal overspreken in het stereosignaal.

In fig. 13c zijn de resultaten van het experiment met de twee sinustonen weergegeven in de vorm van een histogram. De stoordrempel is nu niet weergegeven omdat deze bij sinusvormigé signalen moeilijk te definiëren is en geen praktische betekenis heeft. Het vermoeden ligt voor de hand dat de waarneembaarheidsgrenzen zeer sterk afhankelijk zijn van de kwaliteit van de gebruikte signaalbronnen en de gebruikte apparatuur. Het is derhalve zinvol bij het stellen van definitieve kwaliteitseisen aan centrale antenne inrichtingen de proefnemingen zoals hiervoor omschreven op grote schaal te herhalen en daarbij gebruik te maken van diverse soorten audio-apparatuur, zoals deze in huiskamers kunnen voorkomen. In hoofdstuk 7 wordt de problematiek betreffende het vaststellen van de kwaliteitseisen nog nader besproken.

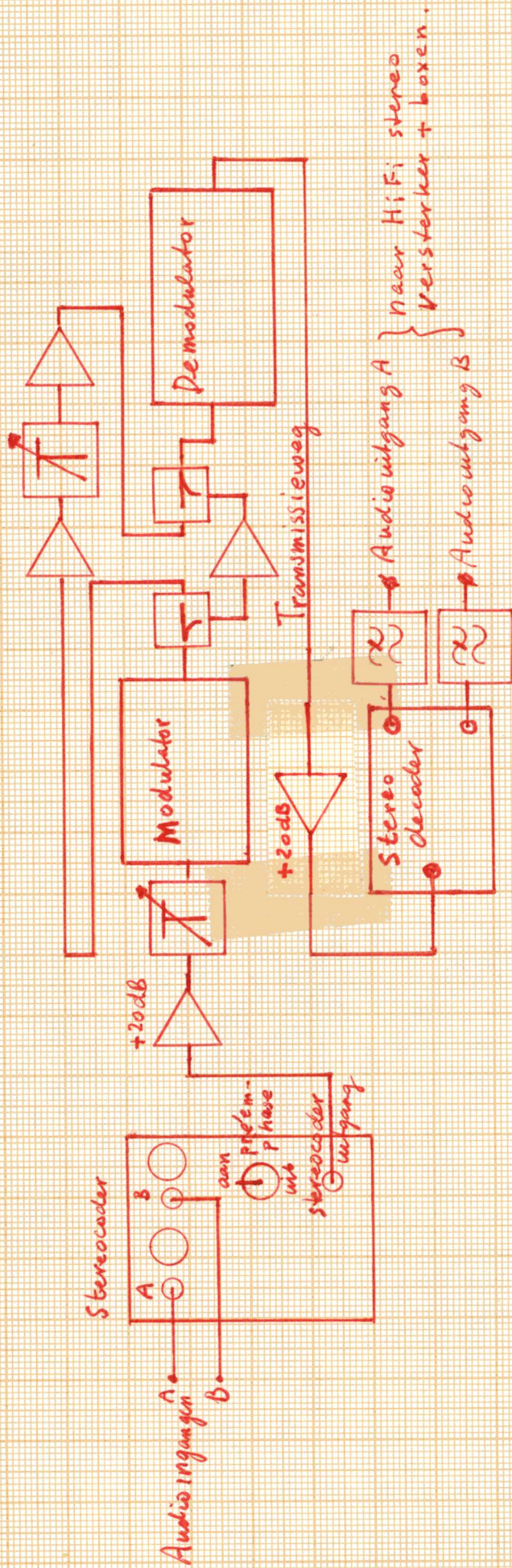


FIG. 13a.

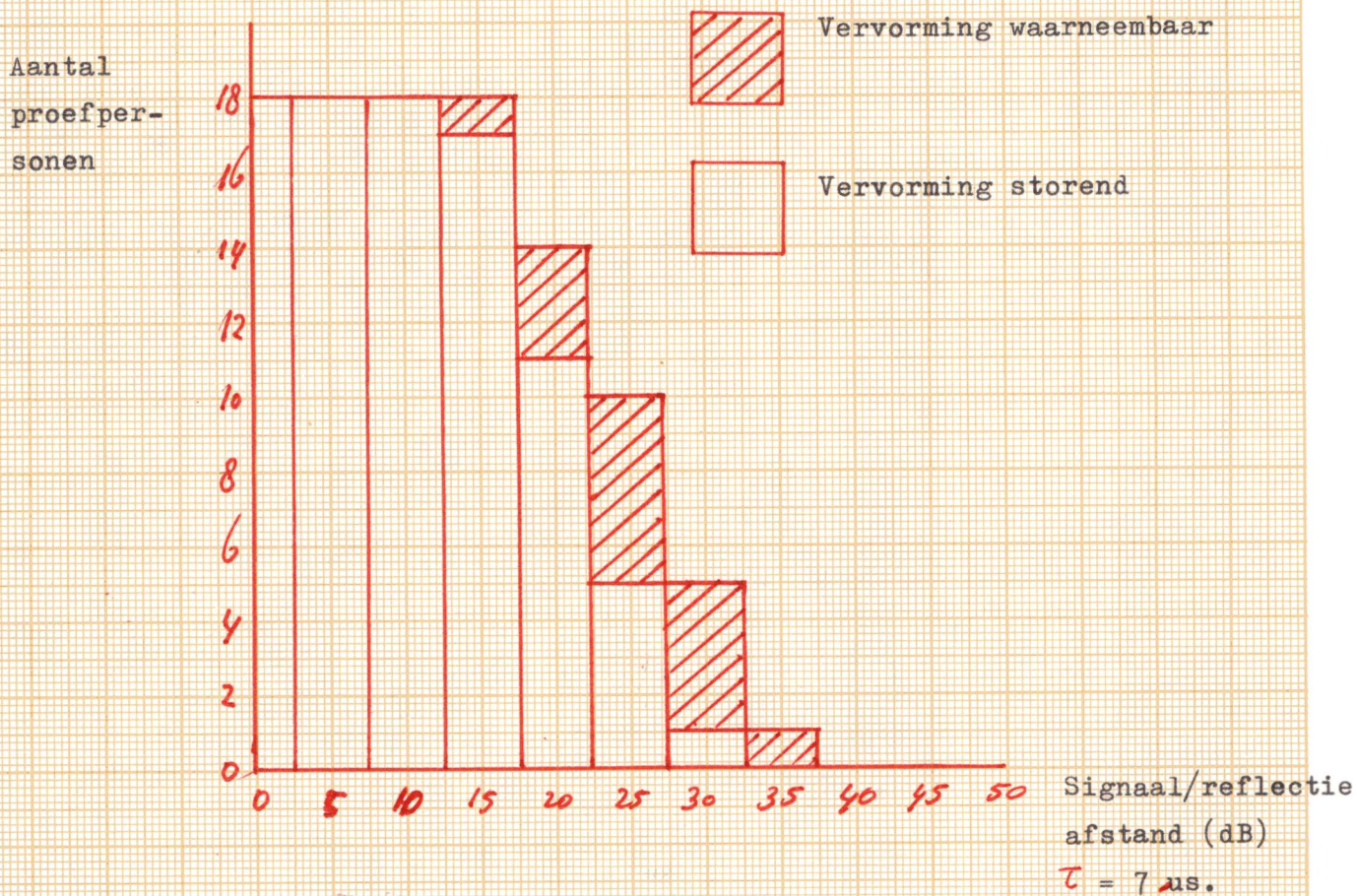


Fig. 13b. Weergave resultaten experiment met muzieksignalen (dwarsfluit en sopraan)

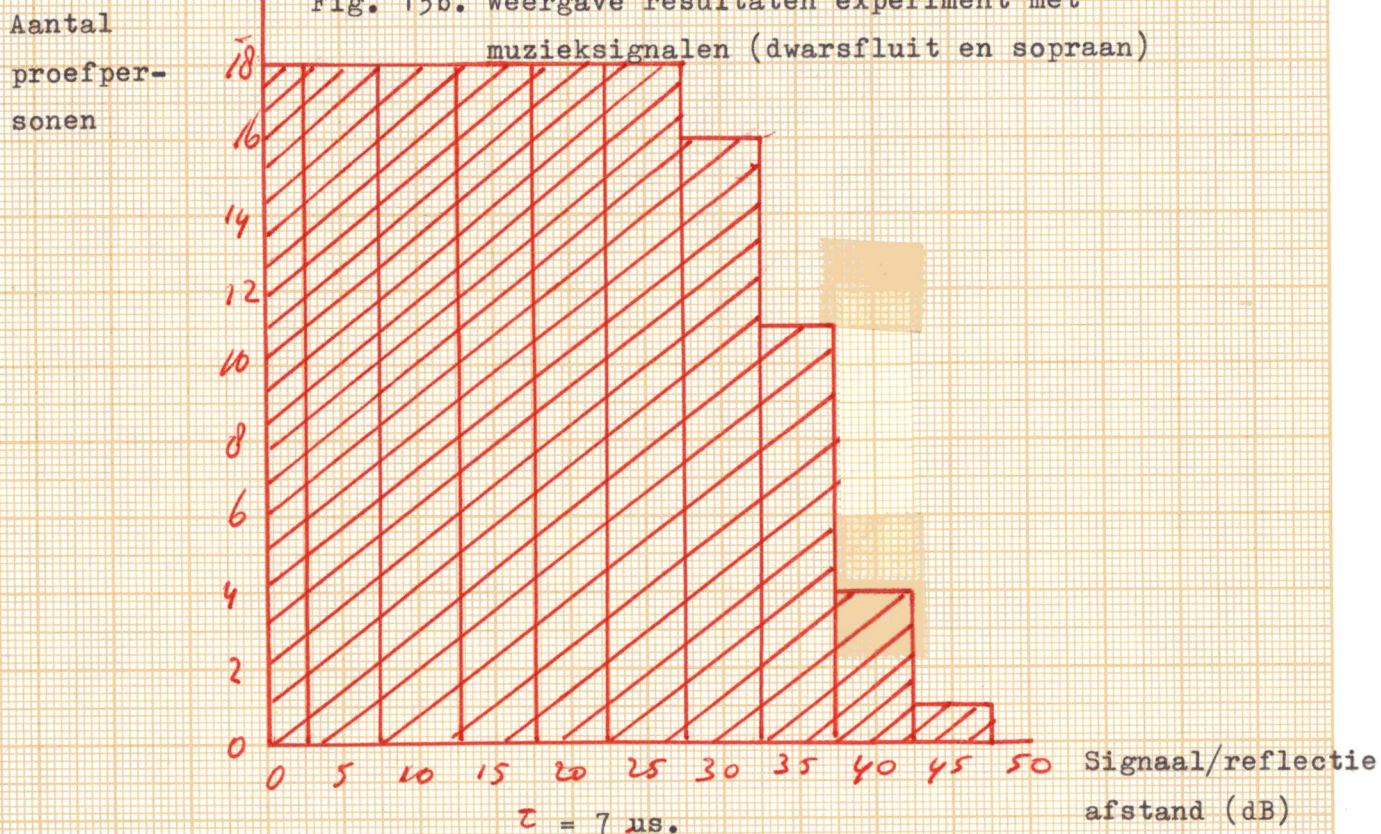


Fig. 13c. Weergave resultaten experiment met twee sinustonen.

6. Beschrijving stereocoder en stereodecoder.

De stereocoder (fig. 14 en 15) bestaat uit een draaggolf- en piloottoongenerator, een piloottoonfilter, twee audioingangstrappen met laagdoorlaatfilters, een optelschakeling en een fasegecorrigeerd laagdoorlaatfilter met een kantelfrequentie van 53 kHz.

De stabiliteit van de 38 kHz draaggolf en de 19 kHz piloottoon wordt bepaald door een 7600 kHz kristalgestuurde oscillator. De condensator van 120 pF in deze oscillator voorkomt dat het kristal op de derde boventoon i.p.v. op de grondtoon kan oscilleren.

De 38 kHz draaggolf wordt gebruikt als schakelspanning voor de multiplex schakeling. De 19 kHz piloottoon, welke aan de uitgang van het IC SN 7474 een blokgolfvorm heeft, wordt door een 3^e orde laagdoorlaatfilter met $f_k = 19$ kHz gestuurd, zodat het uitgangssignaal vrijwel sinusvormig is. In het hierna volgende allpass netwerk en bufferversterker is de fase en de amplitude van de piloottoon onafhankelijk van elkaar instelbaar.

De audioingangstrappen zijn voorzien van uitschakelbare préemphase netwerken en een instelbare overspraakdemping. Dit is nodig omdat in de modulator op grond van het toegepaste principe de versterking van de stereocomponent $\frac{4}{\pi}$ maal die van de monocomponent is.

Met de instelpotmeter in het audioingangsdeel kan deze overmaat aan versterking van het verschilsignaal worden gecorrigeerd. De monocomponent wordt door deze potmeter niet beïnvloed. De 15 kHz filters hebben een 2^e orde Butterworth laagdoorlaatkarakter. In de meeste gevallen is de filterwerking voldoende omdat veel audiosignaalbronnen uit zichzelf reeds in bandbreedte begrensd zijn. Incidenteel kan het voorkomen dat tussen de signaalbronnen en de stereocoder aanvullende filters nodig zijn.

De werking van de multiplexschakeling berust op het feit dat de BFY 90 transistors om de beurt in geleiding komen. Deze worden geschakeld met de 38 kHz blokspanningen a en b, welke in tegenfase zijn. Bij deze schakelspanningen worden de veel kleinere analoge signaalspanningen A en B opgeteld, zodat aan de multiplex uitgang d de signalen A en B om beurten beschikbaar komen. De 2N 3906 transistor is toegevoegd om de lineariteit van deze schakeling te verbeteren.

Het 53 kHz filter heeft een 6^eorde Butterworth laagdoorlaatkarakter. Dit filter bestaat uit drie secties met elk twee complexe polen, die alle op een cirkel liggen met straal $\omega_n = 2\pi \cdot 53 \cdot 10^3$. De dempingsfactoren van de drie secties zijn resp. 0,97, 0,7 en 0,26. Om een maximale uitstuurbaarheid te verkrijgen is de sectie met de hoogste dempingsfactor vooraan geplaatst. De faselineariteit van dit filter is zonder correctie goed binnen ca. $\pm 10^\circ$. Met het fasecorrigerend netwerk wordt in het complexe frequentievlak een extra nulpunt en een extra pool op de reële as toegevoegd. De plaats van het nulpunt en de pool is instelbaar met de potmeter van 4,7 k Ω . Met deze potmeter is het mogelijk de faselineariteit goed te krijgen binnen $\pm 3^\circ$. Dit is voldoende om de kwadratuurcomponent verwaarloosbaar klein te houden. In het ontwerp van de stereocoder is niet gestreefd naar een minimum aan onderdelen, doch wel naar een voor de demonstratieopstelling aanvaardbare kwaliteit. De specificaties van de stereocoder zijn weergegeven in de onderstaande tabel.

Specificaties stereocoder.

Audiobandbreedte:	15 kHz.
Audiofilter:	15 kHz, 2 ^e orde, maximaal vlak.
Piloottoonfrequentie:	19 kHz \pm 2 Hz.
Piloottoonfilter:	19 kHz, 3 ^e orde.
Uitgangsfiler:	$f_k = 53$ kHz, 6 ^e orde, fasegecorrigeerd, maximaal vlak.
Faselineariteit uitgangsfiler:	beter dan $\pm 3^\circ$.
Uitgangssignaalniveau (top-top waarde):	600 mV.
Piloottoonamplitude aan uitgang:	60 mV _{tt} .
Overall versterking (zonder préemphase):	ca. 2X
Kanaalscheiding:	> 40 dB (50 Hz - 1 kHz) > 30 dB (10 kHz) > 20 dB (15 kHz)
Niet-lineaire overspraakdemping:	> 58 dB bij nominaal uitgangssignaalniveau.
Niet-lineaire vervorming (50 Hz - 15 kHz):	2 ^e graads < 0,12% . 3 ^e graads < 0,03% .
Onderdrukking kwadratuurcomponent:	> 26 dB.
(berekend uit $ \Delta\varphi < 3^\circ$).	

De stereodecoder (fig. 16) is opgebouwd met het IC TDA 1005, dat o.a. door Philips geleverd wordt. Deze werkt in het gegeven schema volgens het time division multiplex principe. De kwaliteit van deze stereodecoder is voldoende voor gebruik in middenklasse radiotoestellen. De overspraakdemping is instelbaar met de 2,2 k Ω potmeter. De oscillatorfrequentie bij afwezigheid vaningangssignaal is instelbaar met de 4,7 k Ω potmeter, terwijl de piloottonegevoeligheid met de 220 k Ω potmeter instelbaar is.

In de proefopstelling zijn na de stereodecoder nog twee laagdoorlaatfilters met $f_k = 15$ kHz gebruikt, waarvan het schema is weergegeven in fig. 16. De specificaties van de combinatie stereodecoder en filters zijn weergegeven in de onderstaande tabel.

Specificaties stereodecoder en filters.

Kanaalscheiding:	40 dB (1 kHz)
	30 dB (10 kHz)
Totale harmonische vervorming:	0,25% (1 kHz)
	0,4 % (300 Hz)
Piloottoneonderdrukking:	35 dB
38 kHz onderdrukking:	50 dB
Beat frequency onderdrukking	
bij $V_{in} = 600$ mV _{tt} :	50 dB
Spanningsversterking per kanaal:	ca. 2X (6 dB)

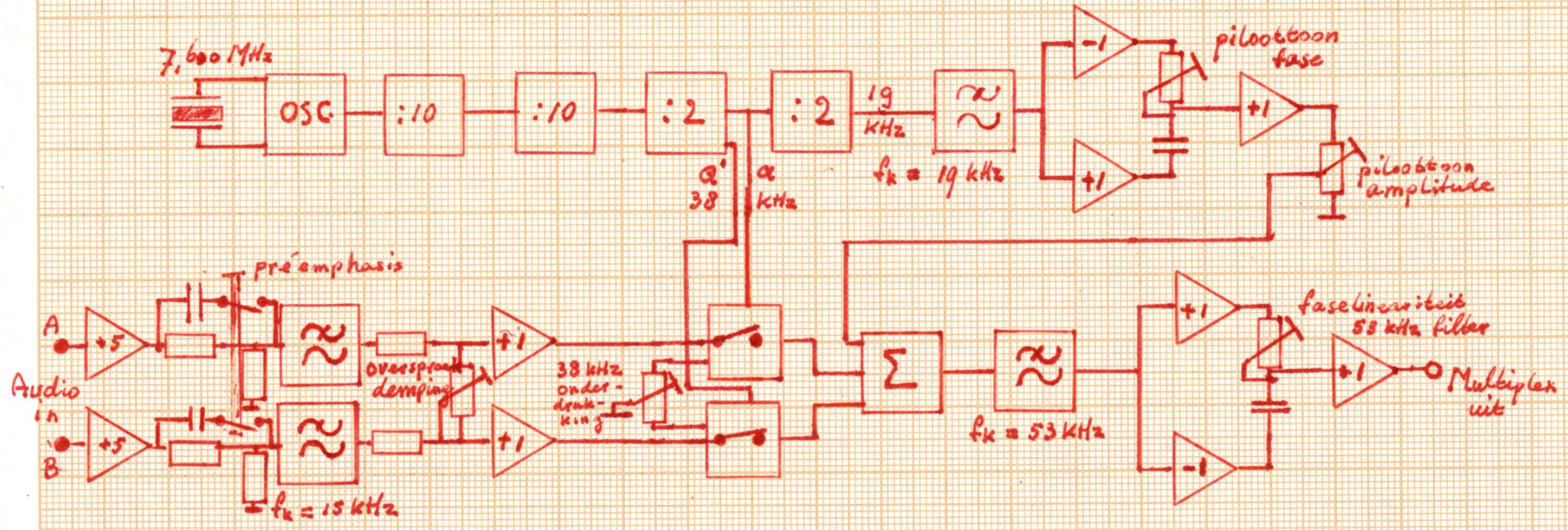


Fig. 14. BL OKSCHEMA STEREOCODER

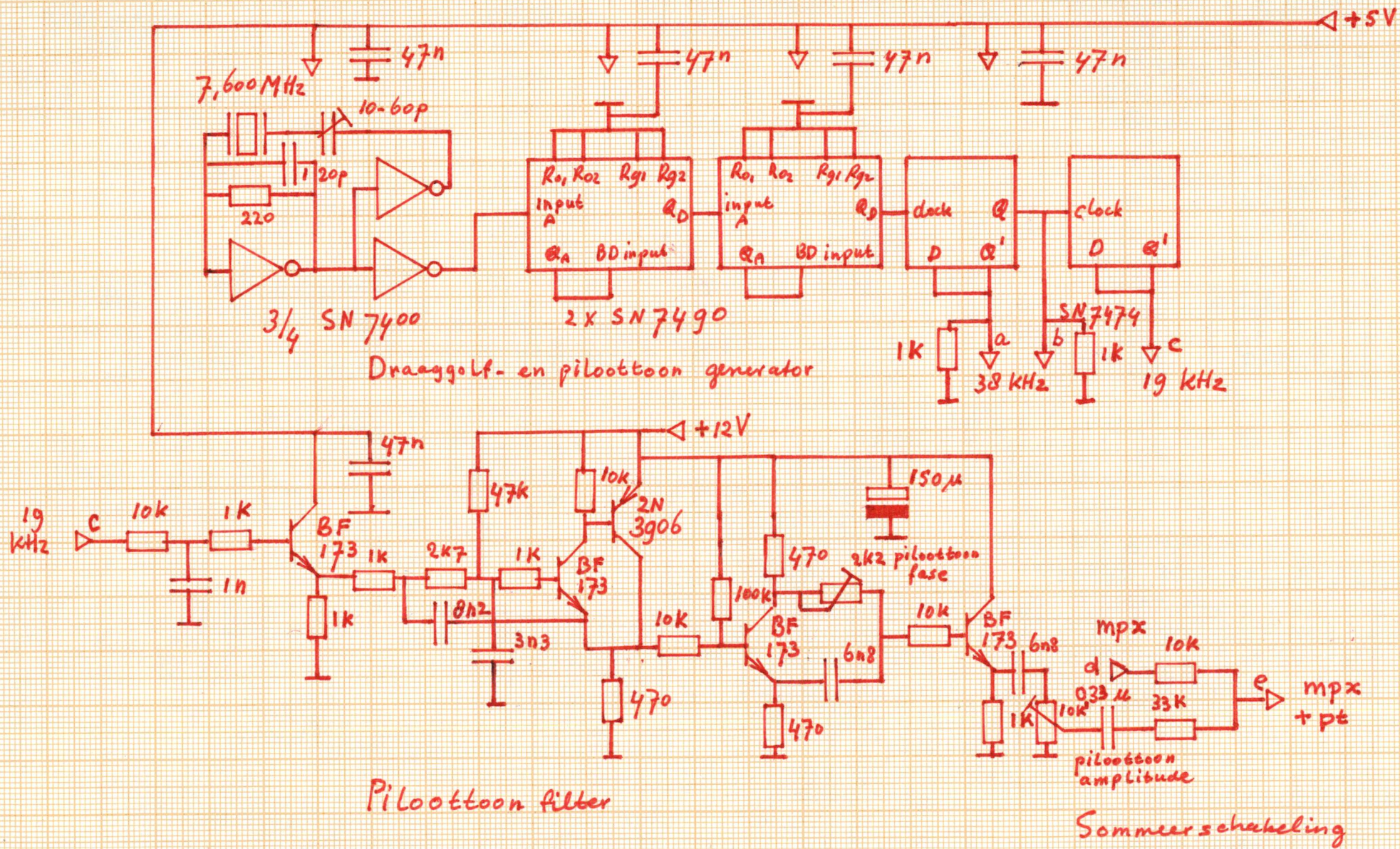


Fig. 15a

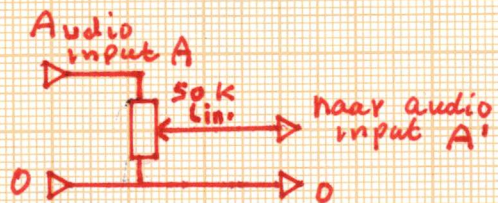
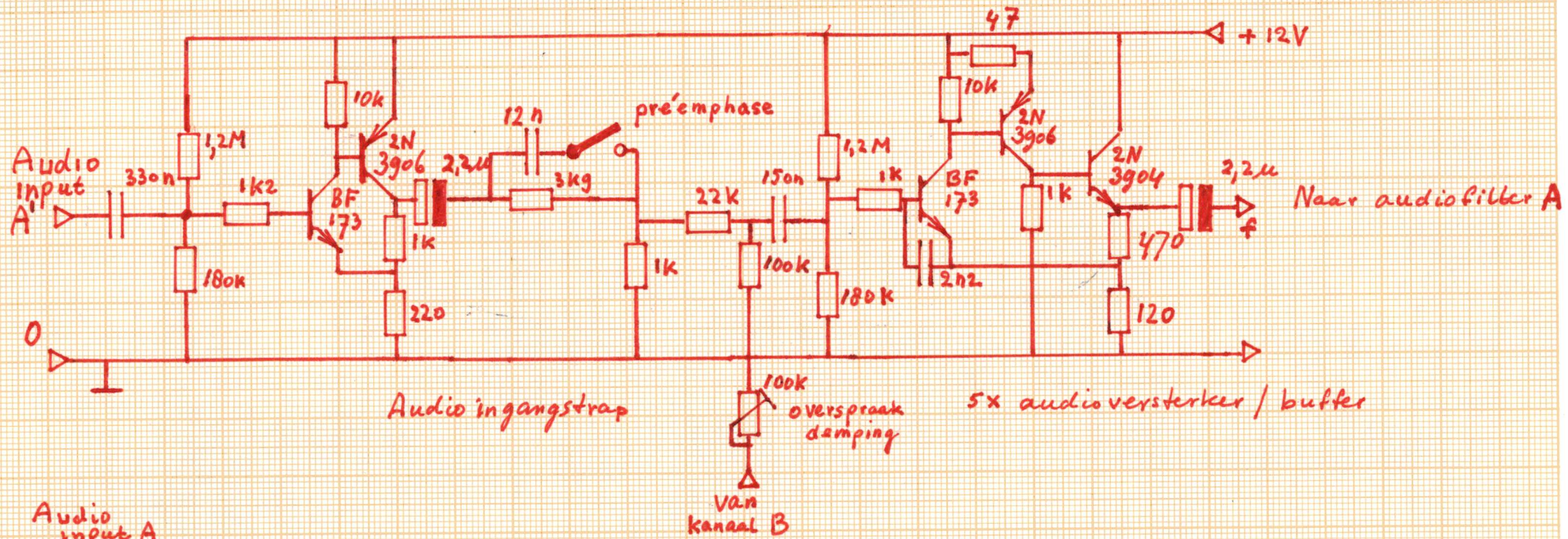


Fig. 15 b

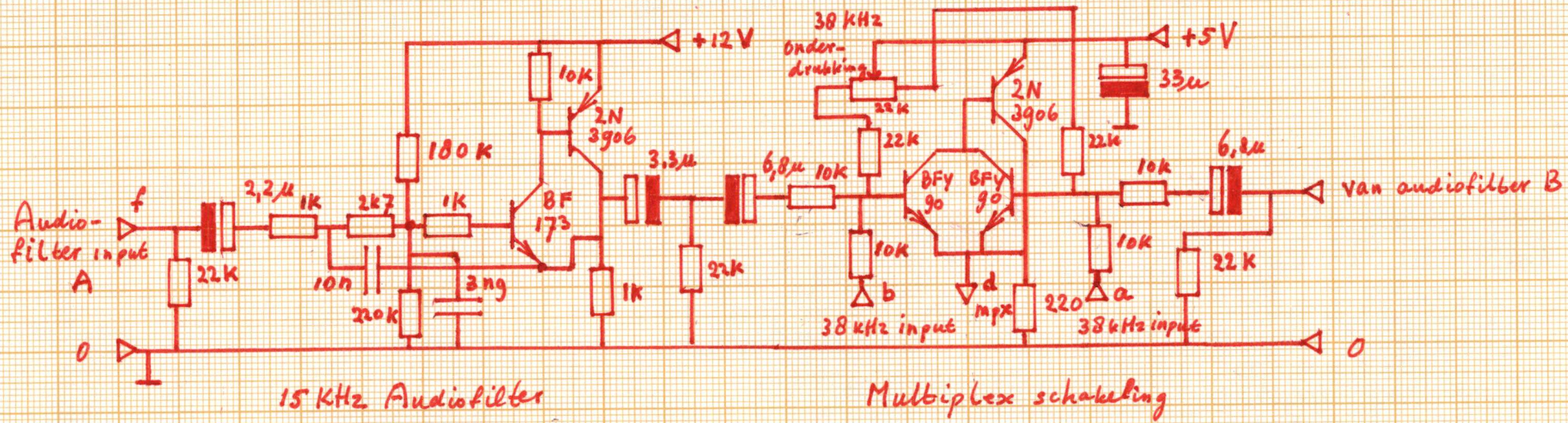
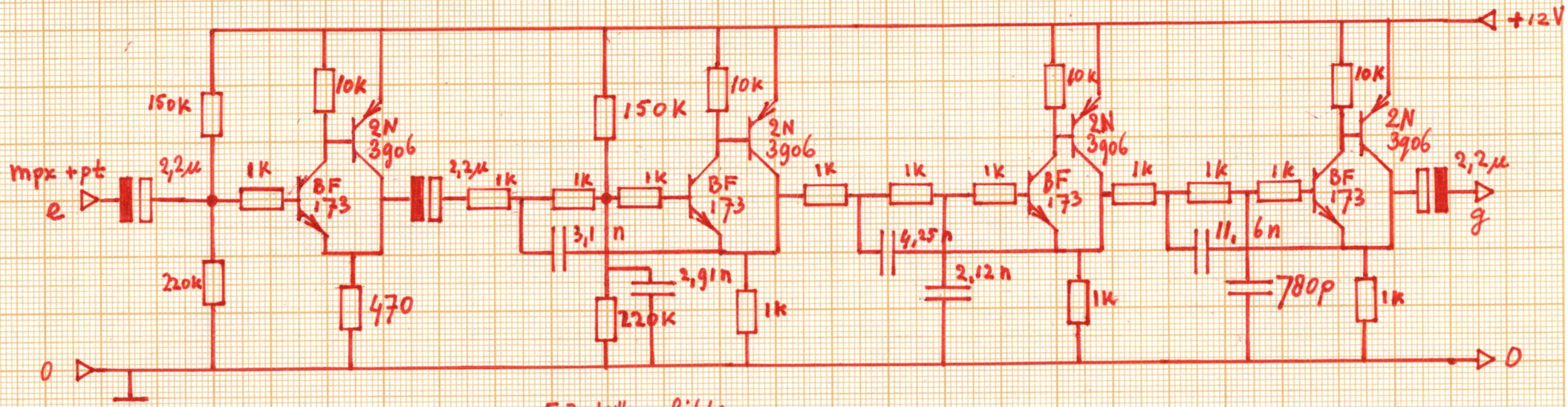
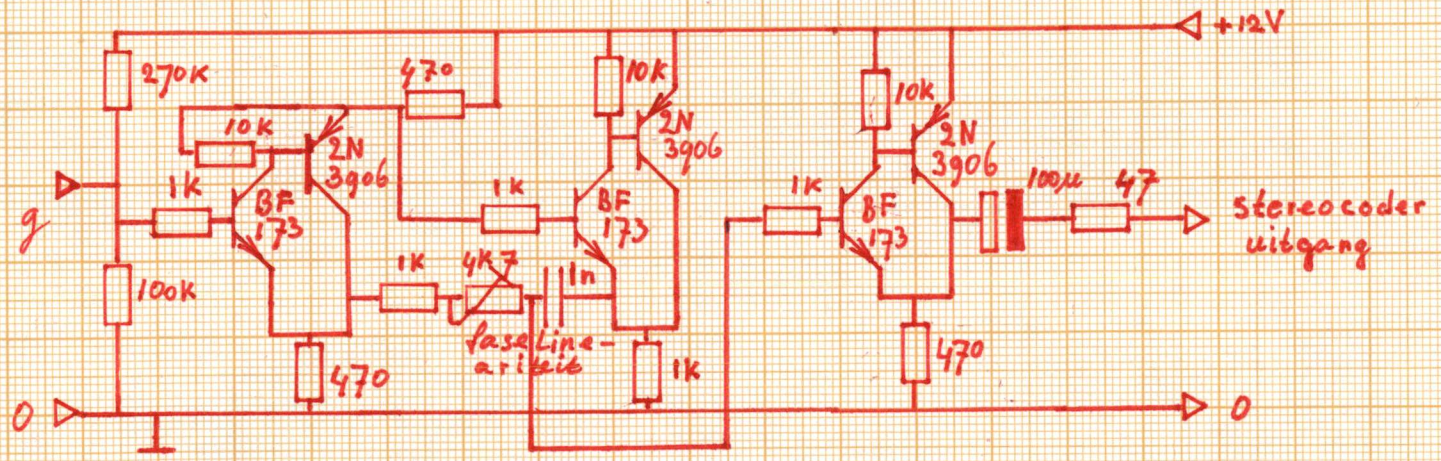


Fig. 15c



53 kHz filter



Phasecorrecting network

Fig. 15d.

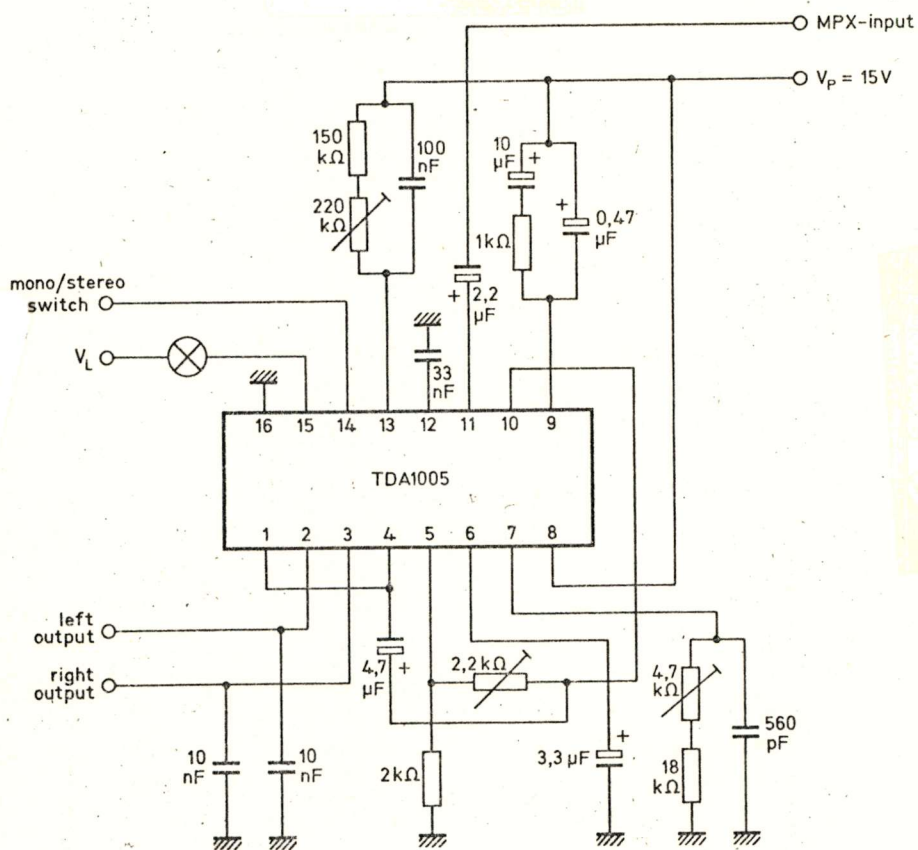


Fig. 16a. Stereodecoder.

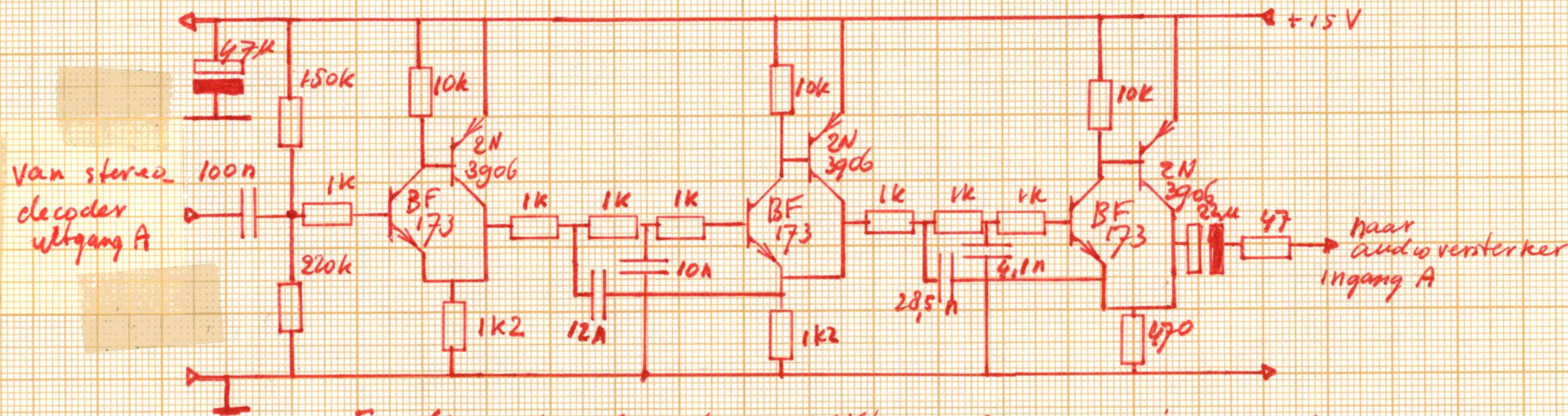


Fig. 166: 15 kHz laagdoorlaat filter, 4^e orde, maximaal vlak
 voor gebruik tussen stereo decoder en audio versterker.

7. Vaststelling kwaliteitseisen m.b.t. de signaal/reflectie afstand van FM signalen in centrale antenne inrichtingen.

Bij het ontwerpen van centrale antenne inrichtingen dient men voor wat betreft de kwaliteitseisen rekening te houden met diverse factoren van technische en economische aard. Ten eerste moet men op de hoogte zijn van de eigenschappen van de aan te sluiten radiotoestellen in het algemeen en van de aantallen aanwezige toestellen als functie van de kwaliteits- en prijsklasse in het bijzonder. Ten tweede dient men bij het bepalen van het te voeren beleid rekening te houden met het feit of het de aan te sluiten abonnees wel of niet vrijstaat de CAI-aansluiting zonodig te vervangen door een goede privé antenne. Ten derde kan men rekening houden met het beperkte waarnemingsvermogen van de mens omdat het niet zinvol is de consument voor een niet waarneembaar kwaliteitsverschil extra te laten betalen. De waarneembaarheidsgrenzen zijn echter sterk afhankelijk van het individu, de kwaliteit van de gebruikte apparatuur en de kwaliteit van het programmamateriaal. Het is derhalve voor een definitieve vaststelling van de kwaliteitseisen noodzakelijk dat op grote schaal proeven worden genomen op het gebied van de waarneembaarheidsgrenzen, waarbij de proefpersonen aselekt moeten worden gekozen. Tevens heeft men voor het verkrijgen van een betrouwbaar resultaat diverse soorten signalen en ontvang- en weergeefapparatuur nodig. In het kader van het afstudeerwerk zijn wegens de beperkte beschikbare tijd met een beperkt aantal (18) proefpersonen tests uitgevoerd op het gebied van de waarneembaarheidsgrenzen. Hierbij was het looptijdverschil $\tau = 7 \mu\text{s}$ en de signaal/reflectie afstand instelbaar van 0 tot meer dan 80 dB. Dit looptijdverschil komt overeen met een omweg van 2,1 km in de ether of 1,4 km in een normale coaxkabel met een verkortingsfactor $v_k = 0,67$. Deze situatie kan in de praktijk voorkomen in stedelijke gebieden met veel hoogbouw en in kabelnetten welke zich over meer dan 1 km uitstrekken.

In het geval van FM-stereo omroep is de frequentiezwaai $\Delta f = 75 \text{ kHz}$, terwijl $B_{1f} = 53 \text{ kHz}$. Aan de voorwaarde $\Delta\omega \cdot \tau \ll 1$ is dan voldaan als $\tau \ll 2,2 \mu\text{s}$, terwijl aan $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$ is voldaan als $\tau \ll 9,5 \mu\text{s}$. We zien nu dat in de demonstratieopstelling in ieder geval niet voldaan is aan de voorwaarde $\Delta\omega \cdot \tau \ll 1$, zodat ook hogere orde vervormingscomponenten (bijvoorbeeld 4^e graads) in het waarnemingsresultaat een rol spelen. Alhoewel de in hoofdstuk 5 beschreven resultaten een zeer beperkte betrouwbaarheid hebben, kan wel met zekerheid worden vastgesteld, dat voor het verkrijgen van een goede kwaliteit in de demonstratieopstelling een signaal/reflectie afstand van 35 dB voldoende is. De orde van grootte van de totale harmonische vervorming bedraagt dan ca. 0,5%.

Voor het vaststellen van de voor het verkrijgen van een redelijke kwaliteit minimaal vereiste signaal/reflectie afstand als functie van het looptijdverschil kan men enerzijds gebruik maken van de in hoofdstuk 4 opgestelde berekeningen en anderzijds gebruik maken van via nader onderzoek m.b.v. een groot aantal proefpersonen te verkrijgen waarnemingsresultaten.

Daar voldoende waarnemingsresultaten nog ontbreken moet de hierna volgende beschouwing in de toekomst nog worden getoetst aan m.b.v. uitgebreidere experimenten te verkrijgen resultaten. Wel kunnen aan de hand van de opgestelde berekeningen uitspraken worden gedaan over de vorm van de te verkrijgen grafiek.

We kunnen voor FM-stereo omroep drie gebieden onderscheiden, nl.

$$\tau < 2,2 \mu\text{s} ; 2,2 \mu\text{s} \leq \tau \leq 9,5 \mu\text{s} \text{ en } \tau > 9,5 \mu\text{s}.$$

Wanneer $\tau < 2,2 \mu\text{s}$ is voldaan aan de voorwaarden $\Delta\omega \cdot \tau < 1$ en $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$,

zodat de lineaire vervorming en de niet-lineaire 2^e graads vervorming overheerst. De maximale waarde van de lineaire vervormingscomponent is bij sinusvormige uitsturing volgens (4.2.11) gelijk aan $2R\theta = R \cdot \mu \cdot \tau$. Omdat er ook nog een differentiatie naar de tijd plaats vindt, is het faseverschil tussen de gewenste en de ongewenste component gelijk aan $\frac{\pi}{2}$, zodat we deze vectorisch moeten optellen. De hieruit resulterende fasedraaiing van het uitgangssignaal $s_2(t)$ t.o.v. het ingangssignaal $s_1(t)$, welke gelijk is aan $\arctg(R \cdot \mu \cdot \tau)$ zal in het geval dat $R \cdot \mu \cdot \tau \ll 1$ is, waaraan voor tenminste redelijke kwaliteit voldaan is, lineair met de frequentie μ toenemen. De amplitude, welke gelijk is aan $\{1 + (R \cdot \mu \cdot \tau)^2\}^{\frac{1}{2}}$ zal in het geval dat $R \cdot \mu \cdot \tau \ll 1$ bij benadering gelijk zijn aan $1 + \frac{1}{2}(R \cdot \mu \cdot \tau)^2$.

Wanneer we bijvoorbeeld eisen dat de kanaalscheiding aan de uitgang van de stereodecoder tenminste gelijk is aan 30 dB is het nodig dat de amplitude in het frequentiegebied 0 - 53 kHz binnen 3 procent constant is.

Hieruit volgt dan als praktische eis dat: $\frac{1}{2} R^2 \cdot (\mu_{\max} \cdot \tau)^2 < 0,03$.

hetgeen kan worden herschreven als: $R \cdot \tau < \frac{1}{\mu_{\max}} \cdot \sqrt{0,06} = \frac{1}{2\pi \cdot 53 \cdot 10^3} \cdot \sqrt{0,06}$

$= 7,36 \cdot 10^{-7}$, waarin τ in seconden is uitgedrukt. Wanneer we om praktische redenen τ uitdrukken in μs vinden we: $R \cdot \tau < 0,736$.

De tweedegraads harmonische vervorming vinden we door in (4.2.11) $r = 2$

te substitueren. In de "worst case" situatie $\sin(\omega_0 \tau - \varphi_r + \frac{r}{2}\pi) = 1$ vinden we dan: $(d_2)_{\max} = 2R \cdot m\theta^2 = R \cdot \mu \cdot \frac{\Delta\omega \cdot \tau}{2}$, waaruit volgt:

$$R \cdot \tau^2 = \frac{2(d_2)_{\max}}{\mu \cdot \Delta\omega}$$

Wanneer we bijvoorbeeld accepteren dat $(d_2)_{\max} < 0,7\%$ vinden we:

$$R \cdot \tau^2 < \frac{0,014}{4\pi^2 \cdot 53 \cdot 75 \cdot 10^6} = 8,92 \cdot 10^{-14}. \text{ Wanneer we } \tau \text{ in } \mu\text{s} \text{ uitdrukken vinden}$$

we:

$$\text{we: } R \cdot \tau^2 < 0,0892 \approx 0,09.$$

De eis dat $(d_2)_{\max} < 0,7\%$ is niet geheel willekeurig gekozen, omdat deze eis ook van toepassing is op de in Nederland gevestigde omroepzenders. De vervormingscomponenten zijn, omdat voldaan is aan de voorwaarde $\tau \ll \frac{1}{2B_{1f}}$, in amplitude evenredig met de basisbandfrequentie μ , zodat bij lagere waarden van μ de vervorming kleiner is dan de berekende maximum waarde. Na enig rekenwerk blijkt dat in de praktijk het laatste criterium $R \cdot \tau^2 =$ constant doorslaggevend zal zijn. Uit de eis $R \cdot \tau^2 < 0,09$ volgt dat bijvoorbeeld voor $\tau = 1 \mu\text{s}$ de signaal/reflectie afstand tenminste gelijk moet zijn aan 21 dB, waarbij de grafiek een helling heeft van 12 dB/oktaaf. (fig.17).

Voor looptijdverschillen τ , welke kleiner zijn dan $0,75 \mu\text{s}$, is het zinvol de reeds bestaande PTT eis dat de signaal/reflectie afstand tenminste gelijk moet zijn aan 16 dB te handhaven. In dat geval kan namelijk worden gegarandeerd dat de versterking van de diverse via de centrale antenne inrichting door te geven FM signalen binnen 3 dB constant is. Dit kan worden berekend met de formule $20 \log(1 + R) - 20 \log(1 - R)$.

In het gebied waar τ zeer groot is ($\gg 9,5 \mu\text{s}$), is de invloed van de vervorming aanzienlijk moeilijker te berekenen. De grootte van de vervorming is volgens (4.1.26) begrensd op: $s_e(t)_{\max} = 2R$. Wanneer we nu bijvoorbeeld accepteren dat $s_e(t)_{\max} = 10^{-2}$ vinden we dat de signaal/reflectie afstand tenminste 46 dB moet bedragen.

In het gebied waar voldaan is aan de conditie $2,2 \mu\text{s} \leq \tau \leq 9,5 \mu\text{s}$ is er sprake van een overgangssituatie, waar de vervorming minder snel toeneemt dan met τ^2 en waar de vervorming een ander karakter krijgt. De minder snelle toename van de vervorming is onder andere in te zien m.b.v. de betrekking (4.1.16), welke omdat nog redelijk voldaan is aan $\tau < \frac{1}{2B_{1f}}$ kan worden geschreven als:

$$s_e(t) = -R \cos(\omega_0 \tau - \varphi_r + \Delta\omega \cdot \tau \cdot s_1(t)) \cdot \tau \frac{d}{dt} s_1(t).$$

Wanneer het produkt $\Delta\omega \cdot \tau > \frac{\pi}{2}$ kan de cosinusterm onafhankelijk van de vorm van $s_1(t)$ alle waarden tussen - 1 en + 1 aannemen. We zien nu dat $s_e(t)_{\max}$ evenredig met τ is, zodat het vermoeden voor de hand ligt dat in dit overgangsgebied de eis $R \cdot \tau < \text{constante}$ de gewenste situatie het best benadert, zodat de grafiek in dit gebied een helling van 6 dB/oktaaf heeft. In deze beschouwing is nog geen rekening gehouden met eventueel toe te kennen hogere gewichtsfactoren aan hogere dan tweedegraads vervormingscomponenten. Ook hiervoor is nader onderzoek nodig.

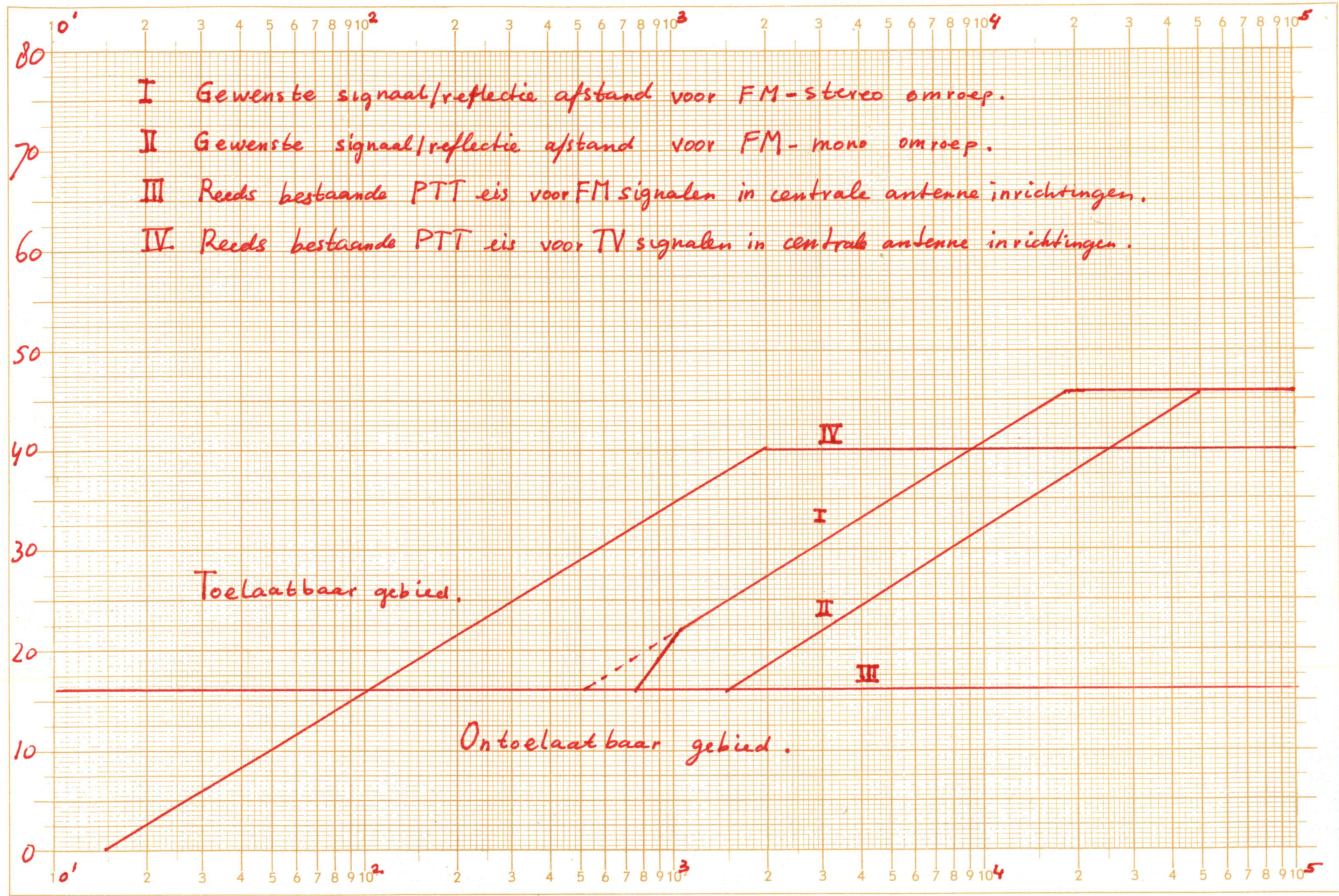
De uit de bovenstaande overwegingen resulterende grafiek is in fig.17 weergegeven.

Deze richtlijn dient nog worden getoetst aan via nader onderzoek te verkrijgen resultaten m.b.t. de perceptie- en de stoordrempel van de diverse proefpersonen. Het is op grond van de berekeningen te verwachten dat de vorm van de uiteindelijk te verkrijgen grafiek niet essentieel anders zal zijn dan die van de grafiek I in fig.17. Wel is het denkbaar dat de kantelpunten nog enigszins afwijkend zullen zijn van die, welke in fig.17 gekozen zijn.

In het geval van FM-mono omroep is de frequentiezwaai $\Delta f = 75$ kHz, terwijl $B_{1f} = 15$ kHz. We vinden dan: $\Delta \omega \cdot \tau = 1$ als $\tau = 2,2 \mu s$ en $\tau = \frac{1}{2B_{1f}}$ als $\tau = 33 \mu s$. We kunnen nu het eerste kantelpunt berekenen, als we daarbij weer als eis stellen dat bijvoorbeeld $(d_2)_{\max} < 0,7\%$ bij een signaal/reflectie afstand gelijk aan 16 dB. We kunnen daarbij gebruik maken van de grafieken van fig.6a met $m = \frac{\Delta \omega}{\omega} = 5$. We zien dan dat $20 \log (d_2)_{\max} - 20 \log R = -43 \text{ dB} + 16 \text{ dB} = -27 \text{ dB}$ als $\theta = 0,07$. Hieruit volgt een looptijdverschil $\tau = 1,5 \mu s$. Uit fig.6b blijkt dat voor de gegeven waarden van m en θ d_3 nog te verwaarlozen is t.o.v. d_2 . Omdat nu niet voldaan is aan de conditie $\Delta \omega \cdot \tau \ll 1$ kunnen we analoog aan de beschouwing voor FM-stereo omroep de te stellen eis het best benaderen door de grafiek een helling van 6 dB/oktaaf te geven. De resulterende grafiek is ook in fig.17 weergegeven (grafiek II).

Ter illustratie zijn in deze figuur ook nog de grafieken weergegeven, welke overeenstemmen met de heden van toepassing zijnde PTT eisen voor FM- en TV-signalen. Op grond van de bovenstaande berekeningen mag worden verwacht dat in het gebied waar $\tau > 0,75 \mu s$ een herziening van de bestaande eis voor FM signalen nodig is. Verder blijkt dat de bestaande eis voor TV-signalen slecht overeenkomt met de te stellen eis voor FM-signalen. Wanneer men in grafiek I in fig.17 het kleine gedeelte waar de helling 12 dB/oktaaf is vervangt door een lijn met een helling van 6 dB/oktaaf (gestippelde lijn) kan men de te stellen eis eenvoudiger definiëren daar er dan slechts twee kantelpunten behoeven te worden vastgelegd. Een mogelijk hieraan verbonden nadeel is dat men in het gebied $0,5 \mu s < \tau < 1 \mu s$ wellicht onnodige extra kosten moet betalen om aan deze nieuwe eis te kunnen voldoen.

↑ signaal/reflectie afstand $-20 \log R$ (dB)



- I Gewenste signaal/reflectie afstand voor FM-stereo omroep.
- II Gewenste signaal/reflectie afstand voor FM-mono omroep.
- III Reeds bestaande PTT eis voor FM signalen in centrale antenne inrichtingen.
- IV Reeds bestaande PTT eis voor TV signalen in centrale antenne inrichtingen.

FIG. 17.

→ τ (ms).

8. Conclusie.

8.1. Kabeltelevisienetten.

Het is op grond van de berekeningen in hoofdstuk 4 en hoofdstuk 7 te verwachten dat de bestaande PTT eis dat de signaal/reflectie afstand minimaal 16 dB moet zijn onafhankelijk van het looptijdverschil, met name voor looptijdverschillen τ , welke groter zijn dan 0,75 μ s, aan herziening toe is. Voor het specifieke geval $\tau = 7 \mu$ s is dit ook proefondervindelijk aangetoond. Voor looptijdverschillen τ welke kleiner zijn dan 0,75 μ s is het zinvol de bestaande PTT eis (16 dB) te handhaven. Het looptijdverschil $\tau = 0,75 \mu$ s komt overeen met een omweg van 225 m in de ether of 150 m in een coaxkabel met een verkortingsfactor $v_k = 0,67$.

Het blijkt nu dat in antenne inrichtingen welke in omvang beperkt zijn tot niet meer dan ca. 100 m (bijvoorbeeld een flat of een blok huizen) het reflectieprobleem niet bijzonder kritisch is, hetgeen een mogelijke verklaring is voor het feit dat dit probleem in de zestiger jaren, toen vrijwel alle antenne inrichtingen nog zo'n beperkte omvang hadden, nog niet aktueel was. Wel is het nodig dat de FM-ontvangstantenne, afhankelijk van de bebouwing van de omgeving, een voor de gewenste zenders voldoende richtwerking heeft.

In kabeltelevisienetten welke in omvang groot zijn (bijvoorbeeld > 1 km) is het reflectieprobleem aanmerkelijk kritischer, omdat grote looptijdverschillen nu in principe kunnen voorkomen. De uit de gewenste signaal/reflectie afstand als functie van het looptijdverschil volgende eisen voor de in het kabeltv-net toe te passen componenten dienen nog nader te worden onderzocht. Het directe instralingsprobleem bij gebruik van slecht afgeschermd ontvangers en aansluitsnoeren kan worden geëlimineerd door in het kopstation van het kabeltv-net gebruik te maken van kanaalomzetters.

De grafieken I en II in fig. 17 geven aan welke eisen vrijwel zeker voldoende zijn voor een goede FM-stereo, resp. mono-ontvangstkwaliteit. Ook hier is nader onderzoek, als in hoofdstuk 5 omschreven, nodig. Het is te verwachten dat de vorm van de uiteindelijk te verkrijgen grafieken niet essentieel anders zal zijn, doch dat alleen de kantelpunten mogelijk iets zullen afwijken van die, welke in fig. 17 gekozen zijn. Het is voor het verkrijgen van een goede ontvangstkwaliteit verder nog aan te raden dat de FM radio- en de TV-signalen niet zonder noodzaak aan elkaar worden gekoppeld. Ook om deze reden is het zinvol de eisen voor FM-signalen en die voor TV-signalen apart te specificeren.

8.2. Ontvangtoestellen.

Wanneer men in een kabeltv-net van grote omvang (> 1 km) geen kanaalomzetters gebruikt is het nodig dat zowel de omroepontvanger als het aansluit snoer zeer goed hoogfrequent dicht zijn. Dit is met name noodzakelijk als de ter plaatse goed ontvangbare FM-omroepzenders met zeer grote veldsterkten binnenkomen, wat bijvoorbeeld boven in flats het geval kan zijn. Men kan o.a. als volgt controleren of de ontvanger met inbegrip van het aansluit snoer voor de ter plaatse gegeven omstandigheden voldoende hoogfrequent dicht is: In een centrale antenne inrichting die aan de PTT eisen voldoet, zal de signaalspanning op de aansluitdoos per FM-kanaal liggen tussen 54 en 74 dB _{μ V} over 75 Ω . Uit fig.17 kunnen we afleiden dat in het ongunstigste geval de sterkte van het direct ingestraalde signaal tenminste 46 dB onder die van het gewenste signaal (uit de centrale antenne inrichting) moet zijn. Dit betekent dat, wanneer we van de centrale antenne inrichting het actieve gedeelte (kopstation en volgversterkers) zouden uitschakelen, het signaalniveau minimaal 46 dB moet dalen. Dit kan met name in de "worst case" conditie dat het niveau van het gewenste signaal niet hoger is dan 54 dB _{μ V} leiden tot extreme eisen. In dat geval mag het niveau van het direct ingestraalde signaal niet hoger zijn dan 8 dB _{μ V} oftewel ca. 2,5 μ V over 75 Ω , hetgeen in de praktijk betekent dat bij uitschakelen van het actieve gedeelte van de centrale antenne inrichting het overblijvende signaal slechts met veel ruis waarneembaar mag zijn. (zie ook de ontvangerspecificaties in tabel 1 op pag 8). Het is derhalve zinvol dat men, alvorens te besluiten of het kopstation van het kabeltv-net wel of niet voorzien wordt van kanaalomzetters, eerst nader onderzoek verricht naar de veldsterkte van de lokale omroepstations als functie van de plaats en naar de hoogfrequent dichtheid van de in de handel zijnde omroepontvangers en aansluitkabels.

Hierbij dient nog te worden opgemerkt dat het niet zinvol is een veel betere kwaliteit na te streven dan die, welke is gegeven door de eigenschappen van de gebruikte ontvanger. Een kwalitatief minder goede ontvanger waarvan de vervorming van het audiosignaal hoger is dan die, welke op grond van het ontwerp van het kabeltv-net haalbaar is, behoeft dus niet te voldoen aan dezelfde eisen m.b.t. hoogfrequent dichtheid als de hiervoor omschreven ideale ontvanger.

Literatuur.

1. PTT. Technische voorschriften voor centrale antenne inrichtingen en gemeenschappelijke antenne inrichtingen. Uitgave PTT, CATR Afd. Draadomroep-systemen. 's Gravenhage, juni 1978.
2. Overlegorgaan Kabeltelevisie. Modelvoorwaarden voor een individueel abonnement op een centrale antenne inrichting. Uitg. PTT. 's Gravenhage, jan. 1978.
3. de Lint, J.G. De nuldoorgangsdiscriminator voor FM signalen. Afstudeerverslag, TH Delft, Afd. Elektrotechniek, vakgroep Transmissie van Informatie, 1967.
4. Fagot, J & Magne, F. Frequency modulation theory, application to microwave links. Pergamon Press ltd., Oxford, 1961.
5. Koster, J. Verschijnselen bij FM ontvangst langs verschillende wegen tegelijk en het nabootsen ervan in het laboratorium. Philips Technisch Tijdschrift, 1960, pag. 374 e.v.
6. Medhurst, R.G. & Small, G.F. Distortion in FM systems due to small sinusoidal variations of transmission characteristics. Proceedings of the IRE, 1956, pag. 1608 e.v.
7. Belcher, R.A. A new distortion measurement. BBc Research Dept. Wireless World, mei 1978, pag. 36 e.v.

Aanhangsel 1. Afregelvoorschriften stereocoder.

1. Faselineariteit 53 kHz filter.

Stel de piloottoonamplitude op 0 volt in.

Voer aan punt e een blokgolfsignaal toe, afkomstig van een bron met zeer lage uitgangsimpedantie ($< 100 \Omega$).

Stel nu de faselineariteit met de daarvoor aanwezige potmeter in, door de stapresponsie zo goed mogelijk symmetrisch te maken.

2. 38 kHz onderdrukking.

Stel met de daarvoor aanwezige potmeter in de multiplexschakeling de draaggolfonderdrukking in op maximum.

3. Overspraakdemping.

Schakel het préemphase netwerk uit.

Voer aan audioingang A een 1000 Hz sinus toe, zodanig dat de top-top waarde van het signaal aan de stereocoderuitgang 600 mV bedraagt.

Stel nu de 100 k Ω potmeter in de audioingangsversterker in, zodat de omhullende van het uitgangssignaal aan één zijde maximaal vlak wordt.

4. Piloottoonamplitude.

Stel deze in, zodat de top-top waarde van de 19 kHz component aan de stereocoderuitgang gelijk wordt aan 60 mV.

5. Piloottoonfase.

Stel deze zó in, dat de nuldoorgangen van de 19 kHz sinus en die van de 38 kHz draaggolf samenvallen. Dit samenvallen van de nuldoorgangen is als volgt te controleren:

Voer aan ingang A een 1000 Hz sinus toe, zodat de top-top waarde van het uitgangssignaal 600 mV bedraagt. Voer aan ingang B geen signaal toe.

Bekijk het oscilloscoopbeeld kritisch.

Verwissel nu de ingangen A en B.

Wanneer het oscilloscoopbeeld hetzelfde blijft is de piloottoonfase goed ingesteld.

Aanhangsel 2. Afregelvoorschriften stereodecoder.

Sluit de stereodecoder aan op de stereocoder.

Voer aan coderingang A een 1000 Hz sinus toe, zodat de top-top waarde van de uitgangsspanning van de coder 600 mV bedraagt.

Regel nu de 220 k Ω potmeter zó af dat bij in- en uitschakelen van de coder het stereoindicatorlampje betrouwbaar aan en uit gaat.

Regel de 2,2 k Ω potmeter af op maximale kanaalscheiding.

Verlaag nu de frequentie van de sinusgenerator tot 300 Hz.

Sluit een spectrumanalyzer aan op de in gebruik zijnde decoder-uitgang.

Regel nu de 4,7 k Ω potmeter zó af dat de tweedegraadsvervorming minimaal is.