

MASTER

Een ontvanger voor digitale radio-omroep via een satelliet

de Graaf, C.R.

Award date:
1984

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

Take down policy

If you believe that this document breaches copyright please contact us providing details, and we will remove access to the work immediately and investigate your claim.

AFDELING DER ELEKTROTECHNIEK
TECHNISCHE HOGESCHOOL EINDHOVEN
VAKGROEP TELECOMMUNICATIE EC

EEN ONTVANGER VOOR
DIGITALE RADIO - OMROEP
VIA EEN SATELLIET.

door : C.R. de Graaf

Verslag van het afstudeerwerk
uitgevoerd van 15 november 1983 t/m 18 oktober 1984
bij de Nederlandse Philips Bedrijven HIG-Audio te Eindhoven
Afstudeerhoogleraar : Prof.dr. J.C. Arnbak
Begeleider Philips : ir. G.L.P. van Eijck
Begeleider THE : ir A.P. Verlijndonk

De afdeling der elektrotechniek van de Technische Hogeschool
Eindhoven aanvaardt geen verantwoordelijkheid voor de inhoud
van stage- en afstudeerverslagen.

INHOUDSOPGAVE

1. <u>INLEIDING</u>	
2. <u>HET DIGITALE TRANSMISSIESYSTEEM</u>	
2.1. Globale beschrijving van de signaaloverdracht	2-1
2.2. Broncodering	2-3
2.3. (De-)modulatie methoden	2-17
2.3.1. (M-)PSK	2-18
2.3.2. S-QPSK en MSK	2-23
2.3.3. (Q-)PRS	2-27
2.3.4. Keuze van de (de-)modulatie methode	2-30
2.4. Down-link calculatie	2-35
2.5. Evaluatie van het systeem	2-38
3. <u>DE SATELLIET-ONTVANGER</u>	
3.1. Globale opzet van de ontvanger	3-1
3.2. Nadere beschouwing van enkele gedeelten	3-3
3.2.1. Het middenfrequentgedeelte	3-3
3.2.2. De differentiëel-coherente QPSK-demodulator	3-4
3.2.3. Rastersynchronisatie	3-15
3.2.4. De descrambler	3-19
3.2.5. De BCH-decoder	3-21
4. <u>RESULTATEN EN CONCLUSIES</u>	
4.1. De meetopstelling en -resultaten	4-1
4.2. Invloed van de vertragingstijd op de degradatie	4-6
4.3. Invloed van de Nyquistfiltering op de degradatie	4-9
4.4. Onderlinge beïnvloeding van het QPSK-systeem en FM-radio-omroep in één kabelsysteem	4-11
4.5. Conclusies en aanbevelingen	4-13
4.5.1. Resultaten en conclusies	4-13
4.5.2. Aanbevelingen voor de verdere ontwikkeling van de ontvanger	4-14

LITERATUUROPGAVE

APPENDIX A : Fouten-corrigerende codes

APPENDIX B : Berekening van de decoder-syndromen

VOORWOORD

In de periode van 15 november tot 18 oktober 1984 is door mij bij het Advanced Projects lab. (APL) van de Hoofd-Industrie-Groep Audio van de Nederlandse Philips Bedrijven (NPB) de afstudeeropdracht vervuld, als afsluiting van de opleiding tot elektrotechnisch ingenieur aan de Technische Hogeschool Eindhoven (THE).
Mijn hartelijke dank gaat uit naar mijn afstudeerhoogleraar prof.dr. J.C. Arnbak, mijn dagelijks begeleider bij Philips ir. G.L.P. van Eijck, mijn begeleider van de THE ir. A.P. Verlijndonk en mijn (toekomstige ?) collega's van het APL, voor de prettige samenwerking en begeleiding tijdens deze afstudeerperiode. Tenslotte mijn dank aan "Stoffel...." voor hun onmisbare hulp bij het uittypen van dit verslag.

Waalre, 15-10-'84

C.R. de Graaf.

SAMENVATTING

Eind 1985 zal de eerste Westeuropese omroepsatelliet, de West-duitse T.V.- sat - 1, gelanceerd worden. Naast T.V. -omroep zal er tevens radio-omroep met behulp van digitale transmissietechnieken via deze satelliet plaatsvinden. De industrie voor consumenten-electronica moet nu de ontvangers voor dit doel aanbieden.

Als afstudeeropdracht bij het Advanced Projects Lab. van de Hoofd - Industrie - Groep Audio van de Nederlandse Philips Bedrijven is onderzoek gedaan naar de principiële achtergronden van een dergelijk digitaal radio-omroepsysteem.

In het bijzonder is de QPSK-demodulator onderzocht; tevens is een differentiëel-coherente demodulator (met vertragingslijn) voor een bitsnelheid van 20,48 Mbit/s en een middenfrequentie van 118 MHz ontworpen en gerealiseerd.

Ter vergelijking is een professionele coherente demodulator (met Costas - lus draaggolfterugwinning) gemodificeerd voor gebruik bij de voornoemde bitsnelheid en middenfrequentie.

De coherente demodulator blijkt, geheel volgens verwachting, betere resultaten op te leveren dan de differentiëel-coherente demodulator. Dit gaat evenwel ten koste van een in principe hogere complexiteit van de circuits en een groter aantal afregelingen.

De afwijking ten opzichte van het theoretische gedrag van de gerealiseerde differentiëel-coherente demodulator blijkt kleiner te zijn dan de in de systeemberekeningen ingecalculeerde waarde van 2 dB. Dit geldt tevens voor de coherente demodulator.

Verder is de in het systeem toegepaste bitfoutendetektie -en correctiemethode onderzocht en is de decodeertabel hiervoor berekend.

Bij ontvangst via een gemeenschappelijke of centrale antenne-inrichting en in de gevallen van individuele ontvangst met een ontvanginstallatie voor T.V. -omroep, zal men wegens de hierbij ontstane hoge systeemreserve de goedkope differentiëel-coherente demodulator kunnen gebruiken.

De ontvanger zal verder gebruik moeten maken van een geprefabriceerde vertragingslijn (en middenfrequentfilter) in "Surface Acoustic Wave" -techniek, omdat anders het kostenvoordeel van een differentiëel-coherente demodulator door ingewikkelde afregelprocedures teniet wordt gedaan.

LIJST VAN AFKORTINGEN

AGC	: Automatic Gain Control
AM	: Amplitude Modulatie
APL	: Advanced Projects Lab.
AWGN	: Additive White Noise
BCH	: Bose - Chaudhuri - Hocquenghem
BER	: Bit Error Rate
BMFT	: Bundes-Ministerium für Forschung und Technologie
BPF	: Band Pass Filter
BRD	: Bundes-Republik Deutschland
CAI	: Centrale Antenne Inrichting
CCIR	: Comité Consultatif International de Radio
CCITT	: Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique
CPFSK	: Continuous Phase FSK
DBP	: Deutsche Bundes Post
DE - QPSK	: Differentially Encoded - QPSK
DFVLR	: Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt
D - QPSK	: Differential - QPSK
DSB - SC	: Double Side Band - Suppressed Carrier
EIRP	: Effective Isotropic Radiated Power
FAW	: Frame Alignment Word
FEC	: Forward Error Correction
FM	: Frekwentie Modulatie
FSK	: Frequency Shift Keying
GAI	: Gemeenschappelijke Antenne-Inrichting
IRT	: Institut für Rundfunk Technik
ISI	: Inter Symbol Interferentie
LNA	: Low Noise Amplifier
LO	: Lokale Oscillator

LPF	: Low Pass Filter
LSB	: Least Significant Bit
MF	: Midden Frekwent(ie)
M - PSK	: M - ary PSK
MSB	: Most Significant Bit
MSK	: Minimum Shift Keying
NPB	: Nederlandse Philips Bedrijven
OK - QPSK	: Offset Keyed QPSK
OTS	: Orbital Test Satellite
PCM	: Pulse - Code Modulation
PLL	: Phase Locked Loop
PRBS	: Pseudo Random Binaire Sequence
PRK	: Phase Reversal Keying
PROM	: Programmable Read Only Memory
PRS	: Partial Response Signalling
PSK	: Phase Shift Keying
QPRS	: Quadrature - PRS
QPSK	: Quadrature - PSK
ROM	: Read Only Memory
SAW	: Surface Acoustic Wave
S - QPSK	: Staggered QPSK
TWTA	: Travelling Wave Tube Amplifier
VCXO	: Voltage Controlled Crystal Oscillator
WARC	: World Administrative Radio - Conference
WARC - BS	: WARC on Broadcasting Satellites

HOOFDSTUK 1

INLEIDING

De tegenwoordig realiseerbare complexiteit van geïntegreerde schakelingen maakt het mogelijk om moderne digitale technieken, die in professionele toepassingen hun waarde reeds bewezen hebben, op een commercieel aantrekkelijke wijze toe te passen in consumentenartikelen.

Een goed voorbeeld hiervan is de Compact Disc-apparatuur, die tot nu toe ongekennde specificaties biedt ten aanzien van onder andere vervorming, dynamisch bereik en bedieningsgemak.

Nieuwe ontwikkelingen op dit gebied zijn de digitale cassette-recorder en onvermijdelijk: digitale (satelliet-) omroep.

Dit, om de omroep in staat te stellen te kunnen concurreren met de eerder genoemde nieuwe opslagmedia bij de consument thuis.

Een aanzet hiertoe werd gegeven door een Westduits samenwerkingsverband, gecoördineerd door het DFVLR (Deutsche Forschungs- und Versuchsanstalt für Luft- und Raumfahrt) van het BMFT (Bundesministerium für Forschung und Technologie) en verder bestaande uit omroepinstanties, de Duitse PTT, de firma AEG-Telefunken en de Universiteit van Hannover.

Eind 1982 werd een eerste versie van het systeem officieel gepresenteerd bij het DFVLR in Keulen, waarbij een succesvolle demonstratie via de OTS-2 (Orbital Test-Satellite) werd gegeven.

Het plan is, dat het audiosysteem gebruik gaat maken van de in 1985(?) te lanceren Duitse omroepsatelliet TV-Sat-1 en dat onder andere Telefunken de ontvangers gaat produceren.

Philips heeft tot nu toe weinig actie ondernomen omdat volstrekt onduidelijk was of het systeem behalve een technisch succes ook een commercieel succes kon worden. Bovendien was het niet zeker of het systeem in de praktijk toegepast zou worden, onder andere wegens

compatibiliteitsproblemen met digitale geluidsapparatuur bij de consument thuis, zoals de Compact Disc, de digitale cassette recorder en digitale geluids-bewerkingsapparatuur.

Om toch met deze ontwikkeling op de hoogte te blijven, en hierop eventueel invloed te kunnen uitoefenen, werd een afstudeerplaats bij de afdeling Audio (APL) van de Nederlandse Philips-Bedrijven (NPB) gecreëerd.

De opdracht was onderzoek te doen naar de achtergronden en de technische realisatie van een ontvanger voor dit systeem, waarbij tevens de prijs-prestatieverhouding van belang werd geacht.:

HOOFDSTUK 2

HET DIGITALE TRANSMISSIESYSTEEM

Dit hoofdstuk geeft een beschrijving van het digitale satelliet-radio-omroepsysteem, waarin onder andere de broncodering, de rasterstructuur, de (de-)modulatiemethode en linkberekeningen ter sprake zullen komen.

Tenslotte volgt een evaluatie van het systeem zoals het zeer waarschijnlijk door de Duitse overheid toegepast zal worden.

2.1 Globale beschrijving van de signaaloverdracht.

Het concept van het omroepsysteem is als volgt (fig 2.1): De in de diverse studio's (A,B,C...) geproduceerde programma's worden via het digitale transmissie net van de (duitse) PTT naar het opstraalgrondstation in Usingen (BRD) getransporteerd. Het systeem zal gebruik maken van één van de satellietkanalen die aan West-Duitsland zijn toegewezen voor T.V. omroep.

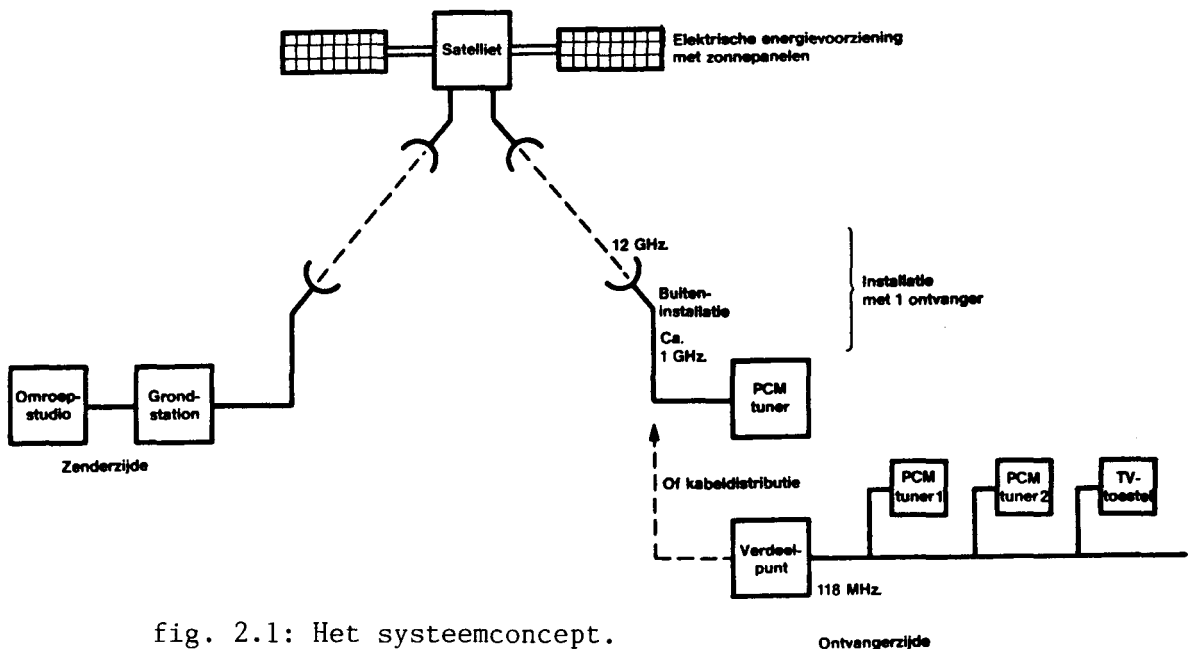


fig. 2.1: Het systeemconcept.

Het verzorgings gebied van de satelliet (vermogensflux op aarde -103dBW/m^2) volgt zo goed mogelijk de contouren van de Duitse Bonds Republiek, inclusief West-Berlijn. De verwachting is dat het signaal in Nederland niet veel zwakker zal zijn (fig. 2.2).

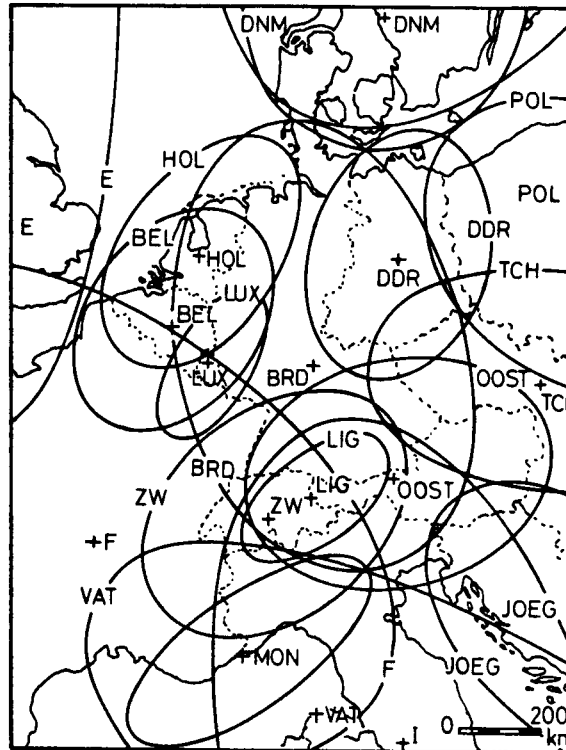


fig.2.2 Officieel vastgelegde verzorgings gebieden van omroep satellieten voor midden-Europa. (lit 26)

Ontvangst kan op twee manieren plaatsvinden:

- 1) Individuele ontvangst (antenneddoorsnede ≥ 30 cm).
- 2) Gemeenschappelijke ontvangst (CAI-systeem).

De bedoeling is echter, dat in beide gevallen van dezelfde ontvanger (indoor unit, fig 2.1) gebruik gemaakt wordt, eventueel voorzien van een eigen frequentie-omzetter (1 GHz/118 MHz).

Distributie en demodulatie geschiedt op een frekwentie van 118 MHz.

2.2 Broncodering.

Teneinde een digitale representatie te verkrijgen wordt het geluidssignaal in een PCM-signaal omgezet (fig 2.3).

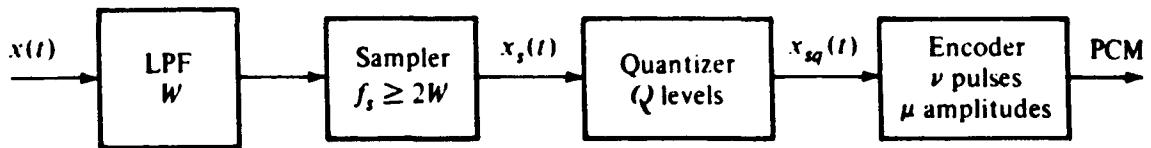


fig.2.3: PCM-generatie (lit 7)

Het signaal wordt ten eerste met een laagdoorlaat filter (LPF) gefilterd, waardoor alle geluidscomponenten buiten de bandbreedte W verwijderd worden, ten einde "aliasing" (lit 1, blz 305) te vermijden.

Vervolgens worden monsters (Eng: samples) genomen van het signaal, met een bemonsterings frequentie f_s .

Deze monsters worden gekwantiseerd op Q verschillende niveau's.

Elk niveau kan nu gerepresenteerd worden door een binair codewoord, met een lengte van n bits.

Er moet nu gelden:

$$f_s \geq 2.W \quad (2.1)$$

$$Q = 2^n \quad (2.2)$$

Bij dit kwantiseren wordt een kwantisatiefout ϵ_q gemaakt, hetgeen na decoderen tot uiting komt als (kwantisatie-) ruis.

Wanneer aangenomen wordt dat de kwantisatiefout uniform verdeeld is over het interval $[-1/Q, 1/Q]$, dan volgt voor de maximaal haalbare signaal-ruis verhouding $(S/N)_d$:

$$(S/N)_d \leq 3.Q^2.x_{in}^2 = 3.2^{2.n}.\frac{1}{2} \quad (2.3)$$

In decibel uitgedrukt:

$$(S/N)_d \cong \log(3/2) + 2 \cdot n \cdot \log 2 = 6 \cdot n + 1,8 \text{ dB} \quad (2.4)$$

De minimale bit-frekwentie (Eng: bitrate) voor één geluidskanaal wordt zodoende:

$$R_1 = f_s \cdot n \quad (2.5)$$

In veel studio's gebruikte waarden zijn: $f_s = 48 \text{ kHz}$ en $n = 16$. Voor dit systeem geldt echter: $f_s = 32 \text{ kHz}$ en $n = 14$ (vergelijk CCIR Rep. 953), met als gevolg een lagere bitfrekwentie per geluidskanaal. Dit gaat echter ten koste van respectievelijk: de audiobandbreedte (15 kHz in plaats van 20 kHz) en de maximale signaal-ruisverhouding. Dit laatste scheelt 12 dB volgens formule 2.4.

Uit onderzoeken van het Institut fur Rundfunk Technik (IRT, lit 2) zou blijken dat deze bandbreedte-redukatie niet als een redukatie van de geluidskwaliteit wordt ervaren (vgl. FM-stereo omroep).

Dat een 14 bits representatie onder omstandigheden (met name het omgevingsgeluid in de luisterruimte, dat de ondergrens van 30 dB(A) bepaalt, en burengerucht, dat de bovengrens van 80 dB(A) bepaalt van het toelaatbare geluidsniveau) gelijkwaardig is aan een 16-bits representatie wordt als volgt aannemelijk gemaakt (lit 3).

Het bruikbare dynamisch bereik D_{eff} volgt uit het maximale dynamisch bereik $D_{\text{max}} = (S/N)_d$, na vermindering met:

oversturings reserve (head room HR)	:	10dB	(n=16)
minimaal niveau (foot room FR)	:	20dB	(n=16)
meet correctie (C.C.I.R.Rec.468-3)	:	12dB	
verliezen in de AD/DA conversie	:	2dB	

Dit blijkt met verkleining van de marges (fig 2.4) inderdaad een effectief dynamisch bereik van 50dB op te leveren voor een 16 bits evenals voor een 14 bits representatie.

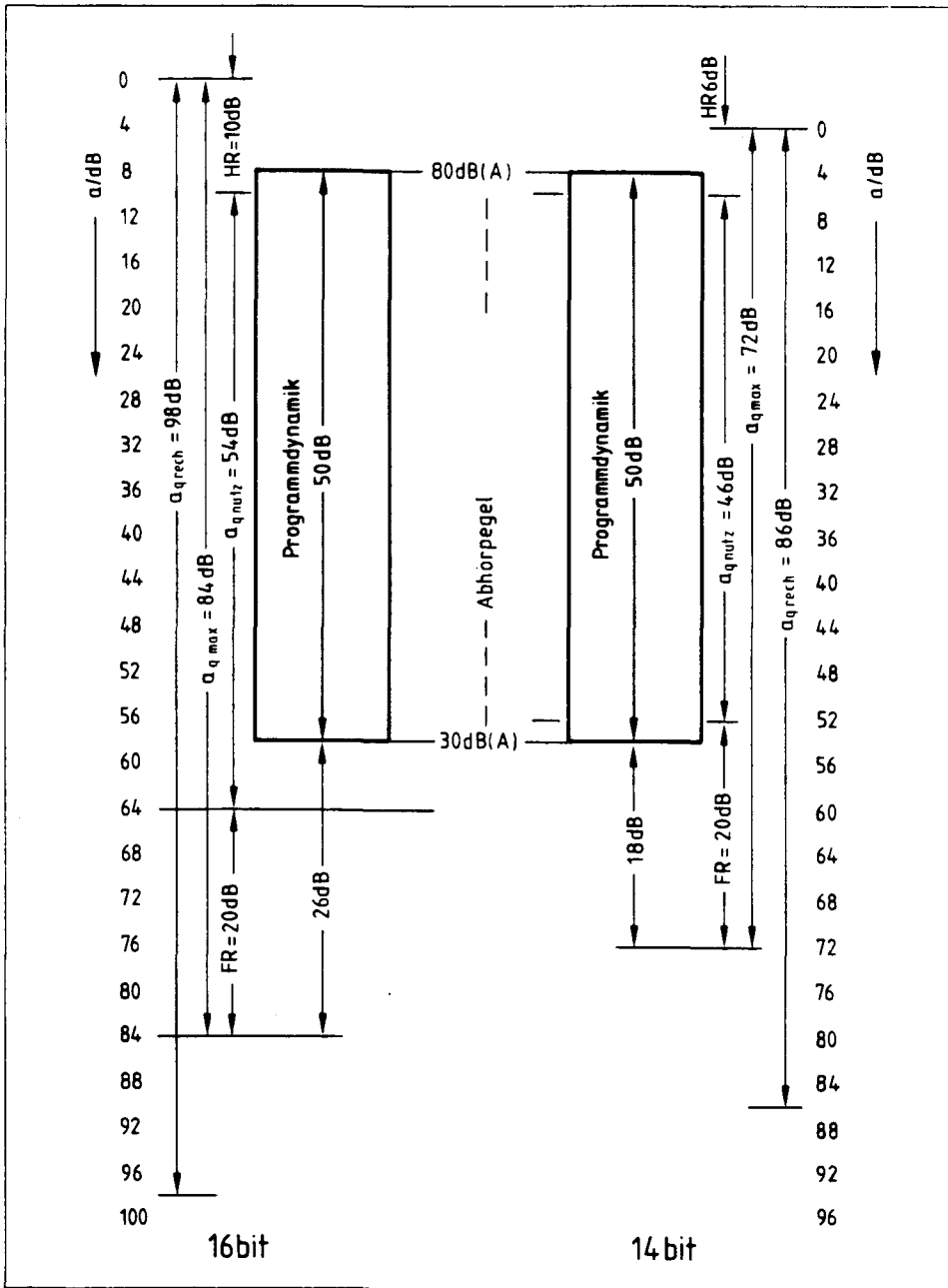


fig.2.4: Berekening van het effectieve dynamisch bereik (lit 3).

De resulterende reductie van de bitfrequentie R_1 (448 kbit/s in plaats van 768 kbit/s) maakt een efficiënt gebruik van het primaire multiplexniveau (960 kbit/s netto, CCITT Rec. G 732) van het digitale transmissienet van de PTT mogelijk.

De raster-structuur op dit niveau is dan als volgt (fig 2.5)

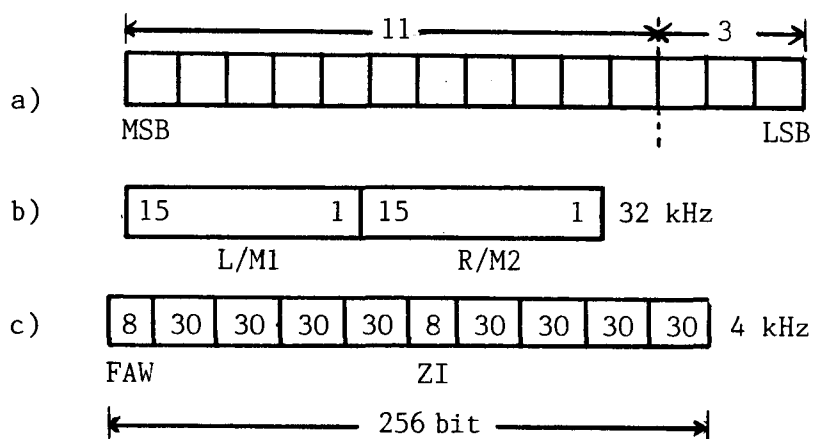


fig. 2.5: a. Het 14-bit PCM-codewoord

b. Volgorde van de codewoorden (Links en Rechts, of Monokanaal 1 en Monokanaal 2)

c. Rasterstructuur op het laagste multiplexniveau

Omdat de bitfoutenkans (Eng: bit-error-rate (BER)) op deze PTT-verbindingen zeer laag is, is het voldoende om de ontvanger (het grondstation in Usingen) een "parity check" uit te laten voeren en een fout overgekomen woord af te leiden uit zijn correcte burens (fig 2.6): dat wil zeggen interpolatie uit twee monsters, het geen over het algemeen een kleinere fout ϵ veroorzaakt dan extrapolatie uit één monster (lit 5).

Bij de transmissie over het satelliet-kanaal wordt van een fouten-detecterende en-corrigerende code gebruik gemaakt.

("Forward Error Correction (FEC) met een blok-code; zie Appendix A),

Bij een perfecte code is de Hammingafstand tussen elk willekeurig tweetal van codewoorden een constante d , of een geheel veelvoud van deze constante. Voor de (63,44)-BCH-code is dit echter niet het geval.

Voor de minimum afstand d van een e -fouten corrigerende code geldt (lit 21)

$$d > 2e + 1 \quad (2.6)$$

In dit geval zou moeten gelden: $d > 7$, terwijl blijkt dat $d = 8$ òf $d = 9$ (lit 3).

De code heeft dus voor een zelfde waarde van e een grotere redundantie dan een perfecte code zou hebben; dit biedt echter voordelen in het geval van "burst errors".

De kans dat toevallig een correct of corrigeerbaar codewoord wordt nagebootst is nu kleiner.

De decodeerstrategie is als volgt:

- correctie van 1 of 2 fouten per 63-bits codewoord.
- interpolatie bij 3 of meer gedetecteerde bit-fouten per codewoord

Interpolatie blijkt onhoorbaar te zijn, zolang dit niet vaker gebeurt dan 2,6 maal per seconde (lit 5).

De winst in de woord-foutenkans (P_{weu} vergeleken met P_{wec} zie appendix A) is weergegeven in grafiek 2.1.

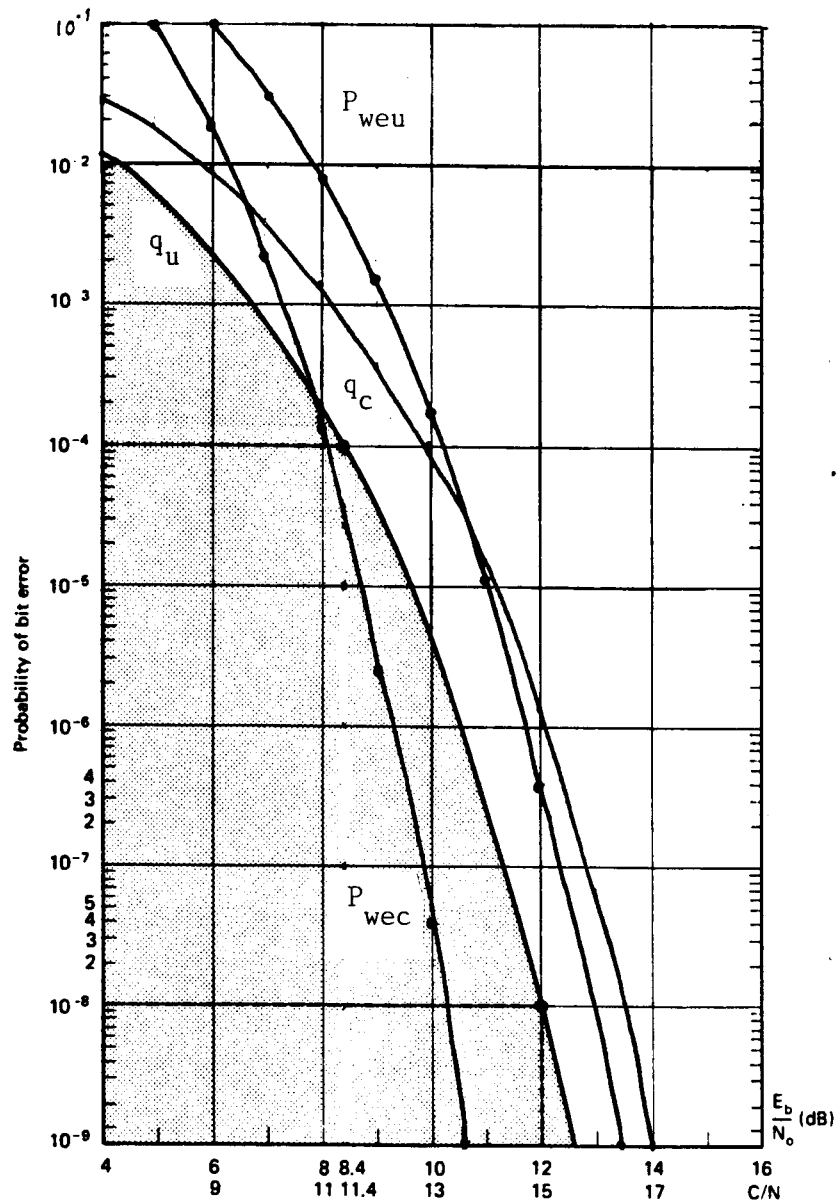
In deze grafiek zijn uitgezet de bit- en de woordfoutenkansen als functie van E_b/N_o in de volgende twee gevallen:

$$\text{- ongecodeerd: } q_u = Q\{\sqrt{2(E_b/N_o)}\} \quad (2.7)$$

$$P_{weu} = 1 - (1 - q_u)^{44} \quad (44\text{-bits datawoord}) \quad (2.8)$$

$$\text{- gecodeerd : } q_c = Q\{\sqrt{2 \cdot (44/63) \cdot (E_b/N_o)}\} \quad (2.9)$$

$$P_{wec} = \sum_{i=3}^{63} \binom{63}{i} \cdot q_c^i \cdot (1 - q_c)^{63-i} \quad (63\text{-bits codewoord}) \quad (2.10)$$



grafiek 2.1: Bit- en woordfoutenkans in gecodeerd en ongecodeerd geval als functie van (E_b/N_0) - in het ongecodeerde geval (formule 2.7 tot en met 2.10).

Hierbij is aangenomen dat:

- 1) het zendvermogen constant blijft en de bitfrequentie toeneemt met een faktor $n/k = 63/44$
- 2) perfecte, synchrone (Q)PSK demodulatie wordt gebruikt.

Als op ieder fout woord interpolatie volgt, dan geldt voor de interpolatiefrequentie f_i :

$$f_i = P_{wec} \cdot 32 \cdot 10^3 \leq 2,6/s, \quad (2.11)$$

dus:

$$P_{wec} \leq 8,1 \cdot 10^{-5}$$

Uit tabel 2.1 en de met behulp van deze tabel getekende grafiek 2.1 blijkt dat de BER-kromme van de gecodeerde bitstroom 1,6 dB slechter is dan in het ongecodeerde geval.

De woordfoutenkans is in het gecodeerde geval echter altijd beter; $P_{wec} \leq 8,1 \cdot 10^{-5}$ wordt bereikt bij een $BER(q_c) \leq 10^{-3}$.

$(E_b/N_o)_u$ {dB}	q_u	P_{weu}	q_c	P_{wec}
5	$6,0 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-1}$	$1,8 \cdot 10^{-2}$	$1,0 \cdot 10^{-1}$
6	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-1}$	$9,0 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-2}$
7	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$3,2 \cdot 10^{-2}$	$4,0 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$
8	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$
9	$3,4 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$4,1 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$
10	$4,0 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$1,0 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-8}$
11	$2,4 \cdot 10^{-7}$	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-10}$
12	$1,0 \cdot 10^{-8}$	$4,4 \cdot 10^{-7}$	$1,3 \cdot 10^{-6}$	$2,1 \cdot 10^{-13}$

tabel 2.1: Diverse foutenkansen als functie van (E_b/N_o) volgens formule 2.7 t/m 2.10.

Sommige foute woorden worden echter niet als zodanig herkend: woorden met meer dan 5 bitfouten, die toevallig binnen de Hammingafstand 3 vallen van een codewoord worden "gecorrigeerd" tot het betreffende codewoord.

Een dergelijke fout geeft aanleiding tot een "klik"-storing. Zelfs bij een BER (q_c) $\leq 10^{-3}$ komt dit echter minder dan één per 5 dagen voor. (lit 3).

Vier 63-bits codewoorden voor acht stereokanalen plus de resterende LSB's, rastersynchronisatiewoord (Barkercode (lit. 7)) en enkele toegevoegde bits (S- en ZI-bits) worden tot één raster samengevoegd. (fig.2.7.)

Tussen de bits van kanaal LI, RI, LII, RII worden de bits van LIII, RIII, LIV gevoegd om dubbele bitfouten, veroorzaakt door differentiële (de-) codering (zie paragraaf 2.3.1. en 3.2.2) te vermijden. ("Bit-interleaving").

Per raster wordt één S-bit gedefinieerd; 64 maal 8 = 512 S-bits worden gegroepeerd tot een SAU-raster (fig2.8), waaruit men kan aflezen welk soort programma er op dat moment over een bepaald kanaal verzonden wordt (fig 2.8).

Synchronisatie vindt hier plaats met een 16-bits Williard-codewoord (Sync 1) en gemodificeerde synchronisatiewoorden (Sync 2).

Per stereokanaal wordt een ZI- bit verzonden.

Deze bits worden eveneens tot een raster gegroepeerd (fig 2.9), dat gesynchroniseerd is met het raster van de S-bits.

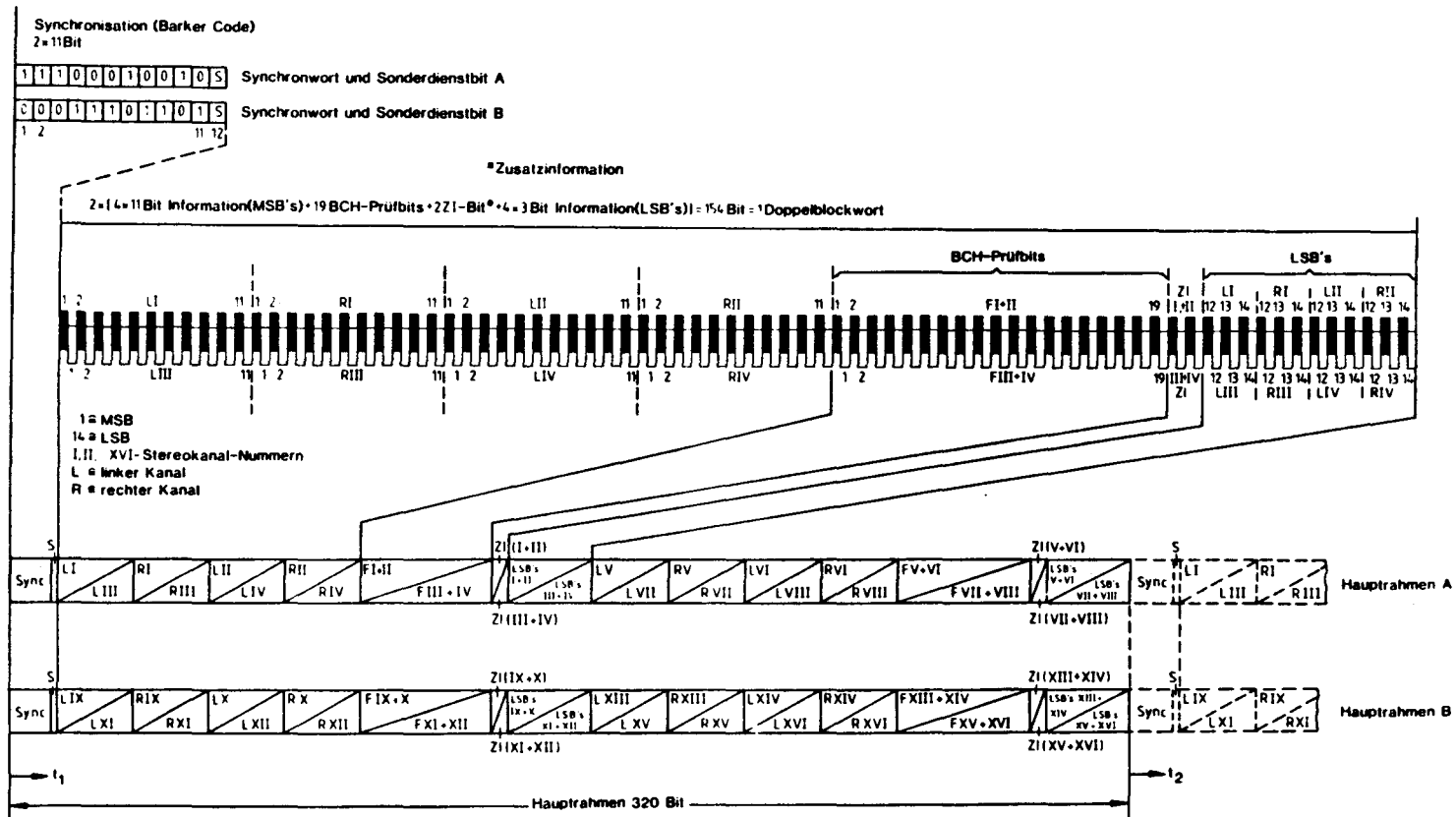


fig. 2.7: Rasterstructuur in het geval van QPSK-modulatie;
twee parallele rasters A en B (lit 3).

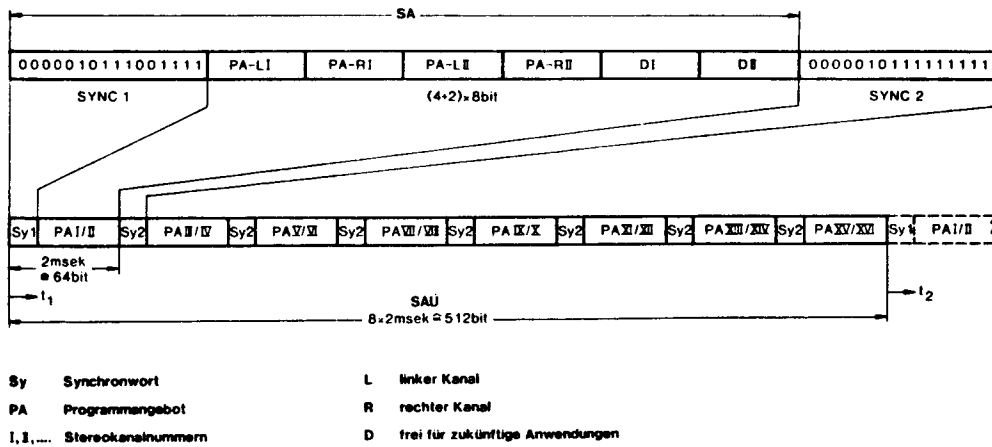


fig.2.8: Het S-bit raster (lit.8).

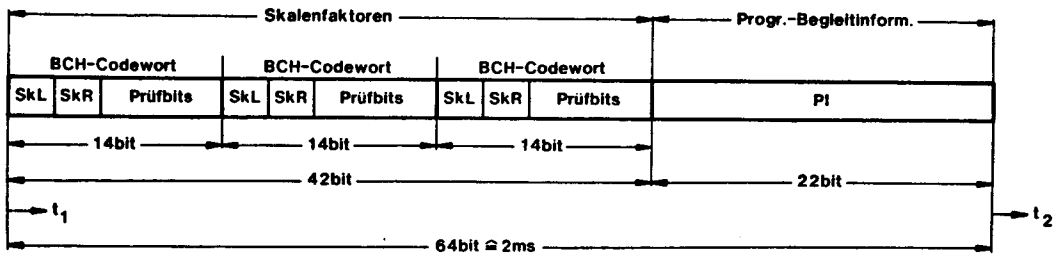


fig 2.9: ZI-bit rasterstructuur (lit.8).

In dit ZI-raster zou men een "schaalfactor" voor elk kanaal kunnen verzenden (lit 8) .

Deze duidt van het grootste monster in een blok van 64 monsters aan hoeveel (i) bits na het MSB van dit monster gelijk zijn aan het MSB.

Nu hoeft men van de codewoorden alleen het MSB te verzenden plus (14-1-i) resterende bits.

synchronisatiewoorden en de S-bits "gescrambled"; dat wil zeggen: bij de bits worden modulo-2 de bits opgeteld van een pseudo-random binaire bitreeks (PRBS) die met de dataklofrequentie gegenereerd wordt.

Hierdoor wordt vermeden dat er in het geval van stationaire of periodieke bitpatronen sterke pieken in het vermogenspectrum voorkomen ("energy dispersal") en dat de klokterugwinning in de ontvanger bemoeilijkt wordt.

Het spectrum van een PRBS ter lengte L en met een klokfrequentie f_c is (lit. 9):

$$W_{pr}(f) = ((L+1)/L^2) \cdot \text{sinc}(f/f_c) \cdot \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq 0}}^{\infty} \delta(2\pi f - 2\pi n \cdot f_c/L) + (1/L^2) \cdot \delta(2\pi \cdot f) \quad (2.12)$$

Fasemodulatie (PSK, PRK) van een draaggolf met een PRBS levert een in frequentie verschoven versie van $W_{pr}(f)$ op, waarbij de hoogste in het spectrum voorkomende pieken een factor L (L=308 in dit geval) gereduceerd zijn ten opzichte van de ongemoduleerde draaggolf. Dit levert een "energy dispersal factor" D op van:

$$D = 10 \cdot {}^{10}\log L = 10 \cdot {}^{10}\log 308 \approx 25 \text{ dB.} \quad (2.13)$$

De afstand tussen de componenten in het spectrum bedraagt

$$d = f_c/L = 33 \text{ kHz.}$$

Omdat men het stoorniveau dient te meten in een 4 kHz breed referentiebandje (overeenkomend met een FDM-telefoonkanaal (CCIR Rep 384-4)) heeft het geen zin om de afstand d kleiner te maken dan 4 kHz.

Dit betekent dat L niet groter hoeft te zijn dan 2560 bit (lit. 6).

Door de verzonden data wordt de herhalingslengte L vergroot, hetgeen een maximale D oplevert van:

$$D_{\max} = 10 \cdot {}^{10}\log 2560 \approx 34 \text{ dB.} \quad (2.14)$$

De PRBS en zijn startpunt en startmoment moeten natuurlijk bij de ontvanger bekend zijn; scrambling voegt in dit geval geen informatie aan de bitstroom toe en kost dus ook geen kanaalcapaciteit.

Tabel 2.2 geeft een overzicht van het aantal bits per raster en de bitfrequentie van de diverse informatiesoorten. Bij gebruik van QPSK-modulatie worden twee datastromen parallel uitgezonden (zie ook paragraaf 2.3.1), zodat de totale bitfrequentie twee maal zo hoog komt te liggen (20,48 Mb/s).

INFORMATIE-SOORT	bits/raster	bit-frequentie (kbit/s)
1 monokanaal	14	448
<u>8 stereokanalen</u>		
-ongecodeerd	16.14	$7,168 \cdot 10^3$
-gecodeerd	4(63+12)	$9,6 \cdot 10^3$
<u>Barker-synchronisatiewoord</u>	11	352
<u>S-bit</u>	1	32
-programma-identificatie	-	0,5/kanaal
-D-bits (onbenut)	-	0,5/kanaal
-synchronisatiewoorden	-	8
<u>ZI-bits</u>	8	256
ZI-bits per stereokanaal	1	32
-schaalfactor	-	22
-PI-bits (onbenut)	-	11
<u>Totaal</u>	320	$10,24 \cdot 10^3$

tabel 2.2: De bitfrequenties en bits per raster van de diverse informatiesoorten.

2.3 (De-)modulatie methoden.

Om tot een keuze van de demodulatiemethode te komen worden drie criteria van belang geacht:

1. Vermogensefficiëntie
2. Bandbreedte-efficiëntie
3. Complexiteit van de demodulator

De vermogensefficiëntie komt tot uiting in het verband tussen de bitfoutenkans en de (E_b/N_o) -verhouding .

De bandbreedte-efficiëntie, uitgedrukt in (bit/s)/Hz, bepaalt de bandbreedte die een systeem benodigt bij een bepaalde bitfrequentie.

De "Hartley-Shannon bound" geeft voor foutloze transmissie een bovengrens aan voor de kanaalcapaciteit R bij een bepaalde bandbreedte W_s en (E_b/N_o) -verhouding:

$$R \leq W_s \cdot \log(1 + (E_b/N_o)/(R/W_s)) = 123 \text{ Mbit/s} \quad (2.15)$$

met: $W_s = 27 \text{ MHz}$ (bandbreedte van het WARC-satellietkanaal)

$$(E_b/N_o) \cdot (R/W_s) = (C/N) = 13,5 \text{ dB} \quad (\text{WARC-satellietkanaal})$$

Bij de huidige stand der techniek wordt deze grens echter bij lange na niet gehaald.

De voor dit systeem beschikbare bandbreedte bedraagt 14 MHz omdat de DBP slechts de frequentie band van $118 \pm 7 \text{ MHz}$ heeft gereserveerd voor distributie over kabelnetten.

De bitfrequentie zal 20,48 Mb/s bedragen.

Modulatiemethoden die in aanmerking komen zijn:

1. (M-)PSK
2. S-QPSK en MSK
3. (Q-)PRS

ASK en FSK worden buiten beschouwing gelaten omdat respectievelijk de vermogensefficiëntie en de bandbreedte-efficiëntie lager zijn dan van de PSK-soorten.

Een uitzondering hierop is de tussenvorm MSK (=CPFSK), die als PSK met sinusvormige datapulsen of als FSK met een frekwentiedeviatie van $1/(2T_b)$ Hz kan worden opgevat.

2.3.1. (M-)PSK.

In het tijdsdomein kan binaire PSK als volgt voorgesteld worden:

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \phi_\Delta \cdot x_b(t) + \theta_o) \quad (2.16)$$

$$\text{met: } 0 \leq \theta_o \leq 2\pi$$

$$0 \leq \phi_\Delta \leq \pi/2$$

$$x_b(t) = \pm 1 \quad (\text{rechthoekpulsen})$$

Met $\phi_\Delta = \pi/2$ verkrijgt men "Phase Reversal Keying" (PRK):

$$x_c(t) = A_c \cdot x_b(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t + \theta_o) \quad (2.17)$$

Dit suggereert de volgende blokschema's voor een PSK-modulator en demodulator (fig. 2.11):

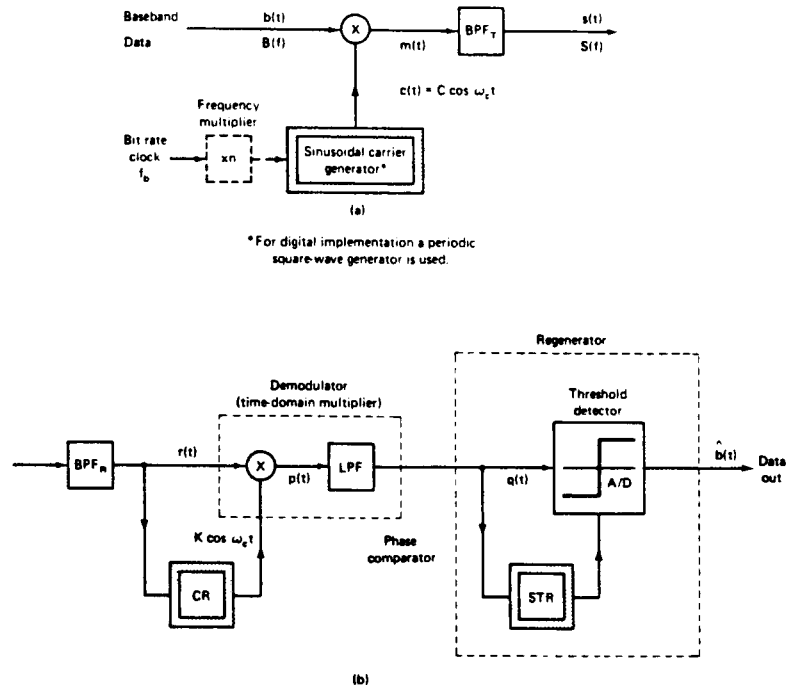


fig. 2.11: Blokschema van een PSK-modulator (a) en -demodulator (b) (lit.6).

De exponentiële modulatie van (2.16) is zodoende een vorm van lineaire modulatie geworden, namelijk dubbelzijbandmodulatie met onderdrukte draaggolf (DSB-SC).

Dit verklaart de gelijkwaardigheid van Nyquist-filtering op basisbandniveau met behulp van een laagdoorlaatfilter, en Nyquist-filtering op een middenfrekwentie met behulp van een banddoorlaatfilter (lit 6, blz 131).

Dit geldt ook wanneer men niet met rechthoekige datapulsen moduleert, maar met andere pulsvormen.

Het enkelzijdige vermogensspectrum van ongefiltreerde PSK wordt gegeven door:

$$G_c(f) = A_c^2 \cdot T_b \cdot \text{sinc}^2((f-f_c) \cdot T_b) \quad (2.18)$$

Het gemoduleerde signaal bevat dus geen draaggolfcomponent, waardoor:

1. De vermogensefficiëntie hoger is dan bij ASK
2. De demodulator een referentiedraaggolf moet opwekken in het geval van coherente detectie.

QPSK wordt gegenereerd door twee onafhankelijke BPSK-signalen, waarvan de draaggolven echter 90° ten opzichte van elkaar verschoven zijn, bij elkaar op te tellen (fig 2.12).

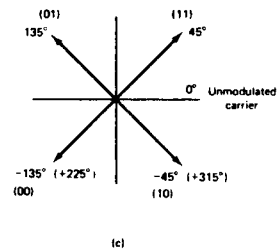
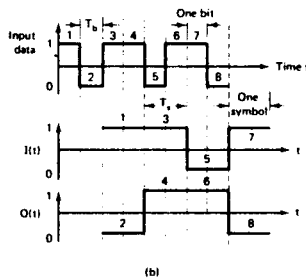
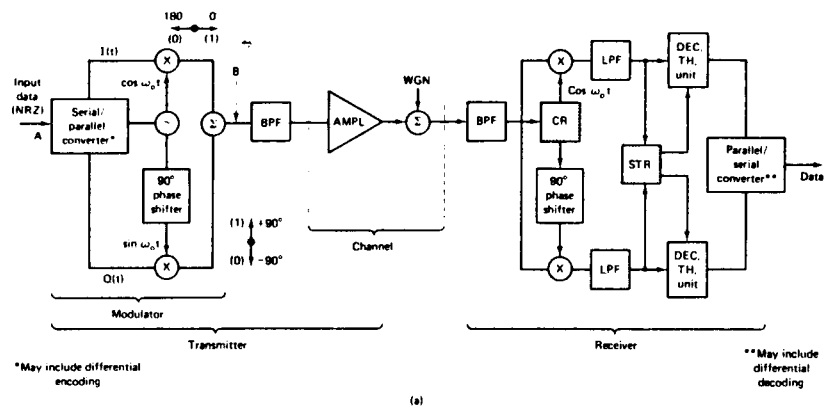


fig. 2.12 :Blok-schema van QPSK-modulator en -demodulator (a) datastromen (b), en de mogelijke fasestanden (c) (lit 6).

De representatie van QPSK in het tijdsdomein is als volgt:

$$x_c(t) = A_c / \sqrt{2} \cdot (x_i(t) \cdot \cos \omega_c \cdot t + x_q(t) \cdot \sin \omega_c \cdot t) \quad (2.19)$$

De fase van $x_c(t)$ kan nu vier in plaats van twee standen aannemen. Als de bitstromen $x_i(t)$ en $x_q(t)$ beide dezelfde bitfrequentie hebben als $x_b(t)$ bij BPSK, dan is de totale bitfrequentie van QPSK twee maal zo hoog als bij BPSK.

De vermogensspectra zijn echter gelijk, evenals de benodigde bandbreedte. Omdat de bitfrequentie tweemaal zo hoog is, moet voor gelijkblijvende energie per bit (E_b) het draaggolfvermogen verdubbeld worden. De bandbreedte-efficiëntie van QPSK is dus tweemaal zo hoog als die van BPSK; de vermogensefficiëntie is in het ideale geval gelijk aan die van BPSK.

De (E_b/N_o) verhouding is een grootte die zich goed leent voor systeemberekeningen en vergelijkingen tussen verschillende systemen. Bij praktische metingen is echter de $(C/N)_d$ -verhouding aan de ingang van de demodulator eenvoudiger te bepalen. Voor de relatie tussen (E_b/N_o) en $(C/N)_d$ geldt:

$$(C/N)_d = (E_b/N_o) \cdot f_b/B_N \quad (2.20 a)$$

met f_b = databit-frequentie
 B_N = ruisbandbreedte van de ontvanger

Voor de ideale BPSK-ontvanger geldt:

$$B_N = f_b \quad , \text{ en dus } (C/N)_D = (E_b/N_o) \quad (2.20 a)$$

Voor de ideale QPSK-ontvanger geldt:

$$B_N = f_b/2 \quad , \text{ en dus } (C/N)_D = 2 \cdot (E_b/N_o) \quad (2.20 c)$$

Aangenomen is dat de databitfrequenties f_b evenals de zendervermogens in beide gevallen identiek zijn.

Een probleem bij coherente detektie is, dat de in de ontvanger opgewekte draaggolf 2 verschillende fasestanden (4 bij QPSK) kan aannemen, waardoor de bitstroom geïnverteerd kan worden, of erger (lit 11).

Dit probleem kan verholpen worden, door de datastroom $\{b_k\}$ differentieel te coderen in de bitstroom $\{d_k\}$:

$$\begin{aligned} d_k = 1 & \quad \text{als} \quad b_k = d_{k-1} \\ d_k = 0 & \quad \text{als} \quad b_k = \overline{d_{k-1}} \end{aligned}$$

$$\text{ofwel : } d_k = \overline{b_k \oplus d_{k-1}} \quad (2.21)$$

De ontvanger verricht de inverse bewerking:

$$\begin{aligned} a_k = 1 & \quad \text{als} \quad d_k = d_{k-1} \\ a_k = 0 & \quad \text{als} \quad d_k = \overline{d_{k-1}} \end{aligned}$$

$$\text{ofwel : } a_k = \overline{d_k \oplus d_{k-1}} = b_k \quad (2.22)$$

Van belang is dus alleen het verschil tussen twee opeenvolgend ontvangen bits en niet de waarde van deze bits.

Dit biedt naast een systeem met differentieële codering en coherente detektie (DEQPSK) tevens de mogelijkheid tot een systeem met differentieële codering en differentieel-coherente detektie (D-QPSK): de functie van de referentie draaggolf bij DEBPSK wordt nu overgenomen door de over één kanaalsymbooltijd vertraagde versie van het ontvangen signaal (fig 2.13).

De demodulator levert nu ook direct de databits op, zodat de differentieële logika in de ontvanger overbodig wordt (zie paragraaf 3.22).

Differentieel-coherente detektie gaat ten koste van de vermogens-efficiëntie (fig. 2.20), maar maakt gebruik van een eenvoudigere demodulator.

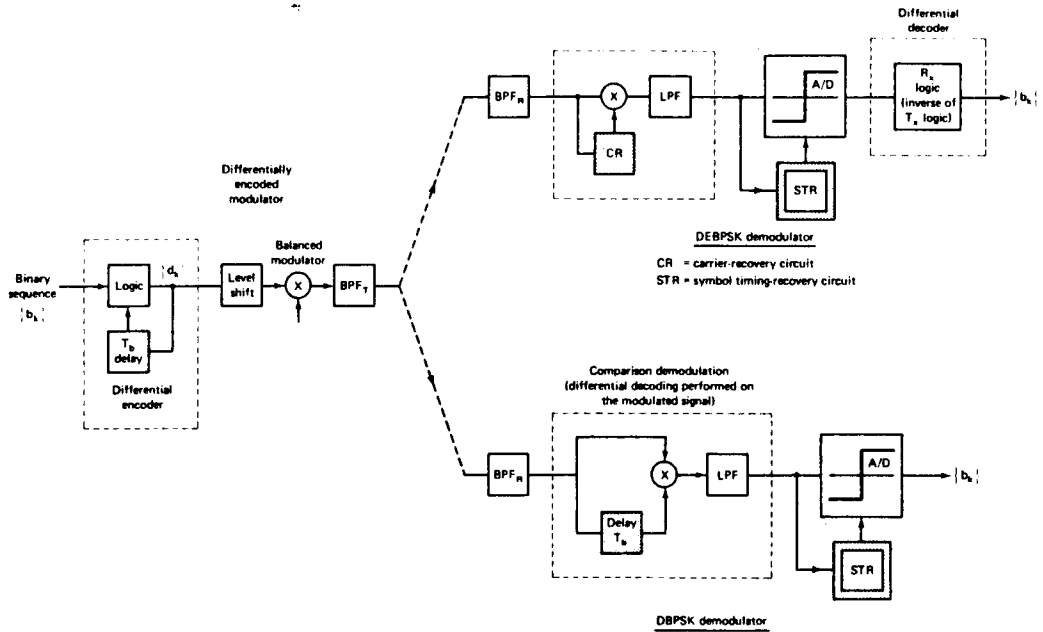


fig.2.13: Differentieel gecodeerde BPSK-modulator en coherente en differentieële detektie.

2.3.2. S-QPSK en MSK.

Staggered-QPSK of Offset-Keyed-QPSK is een vorm van QPSK, waarbij het ene BPSK-sigitaal één databittijd ten opzichte van het andere verschoven is, waardoor de fasesprongen niet gelijktijdig plaatsvinden (fig. 2.14, 2.15).

Fasesprongen van 180° zullen bij S-QPSK dan ook niet voorkomen.

De zender en ontvanger kunnen volgens fig.2.15 opgebouwd worden. Het vermogensspectrum is weer gelijkvormig aan dat van PSK met de halve bitfrequentie (weer twee onafhankelijke PSK signalen).

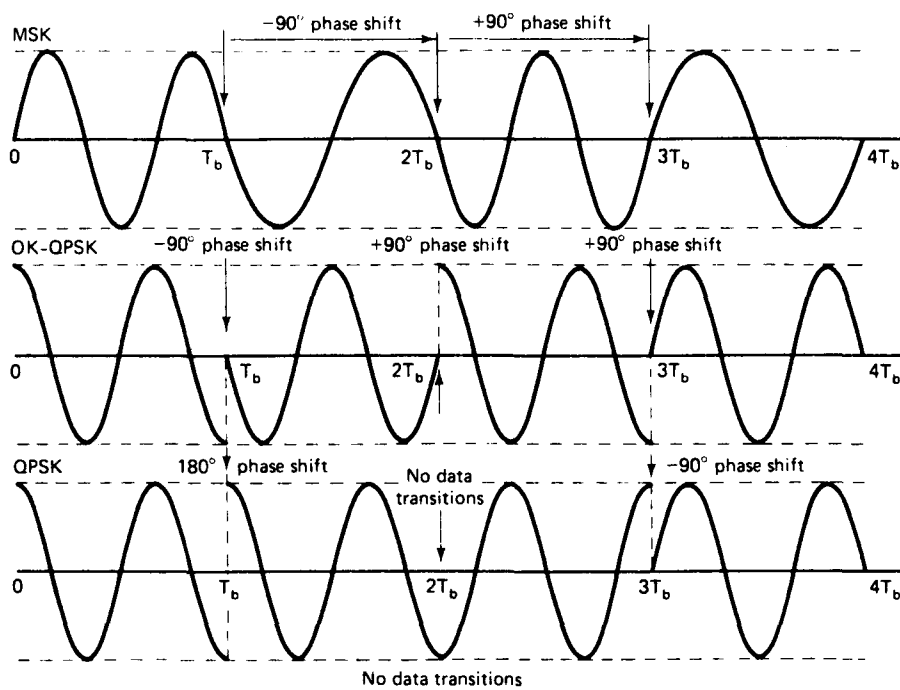


fig.2.14: Gemoduleerde draaggolven van MSK, SQPSK en QPSK (allen ongefilterd) (lit 13).

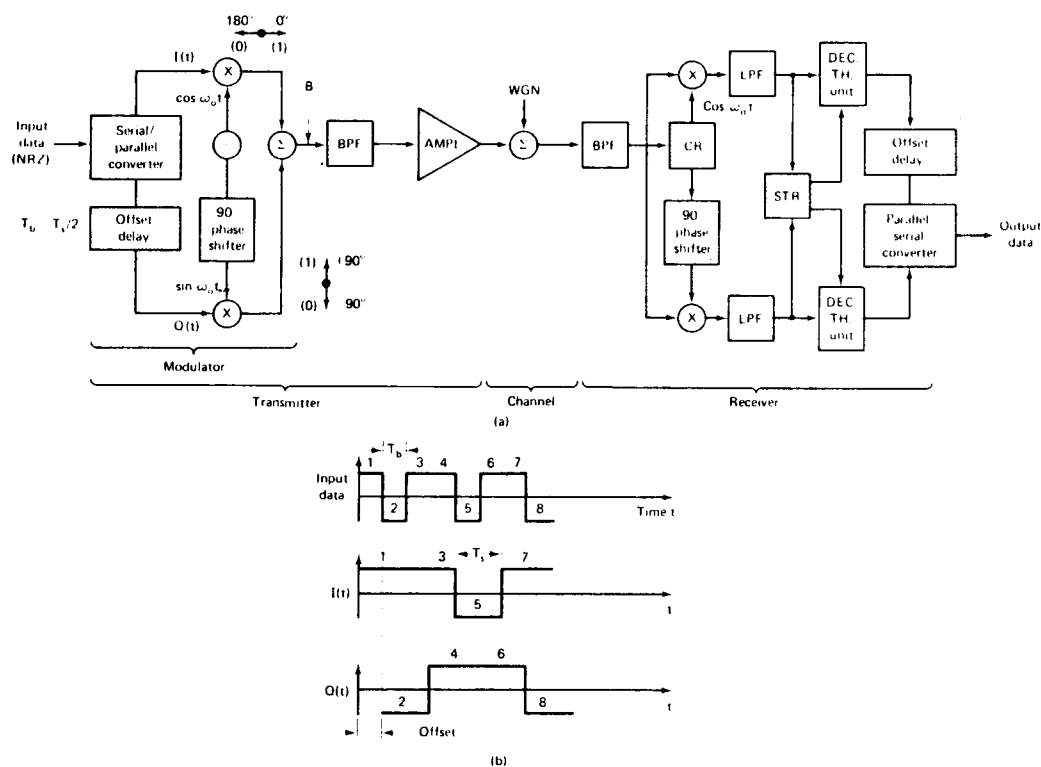
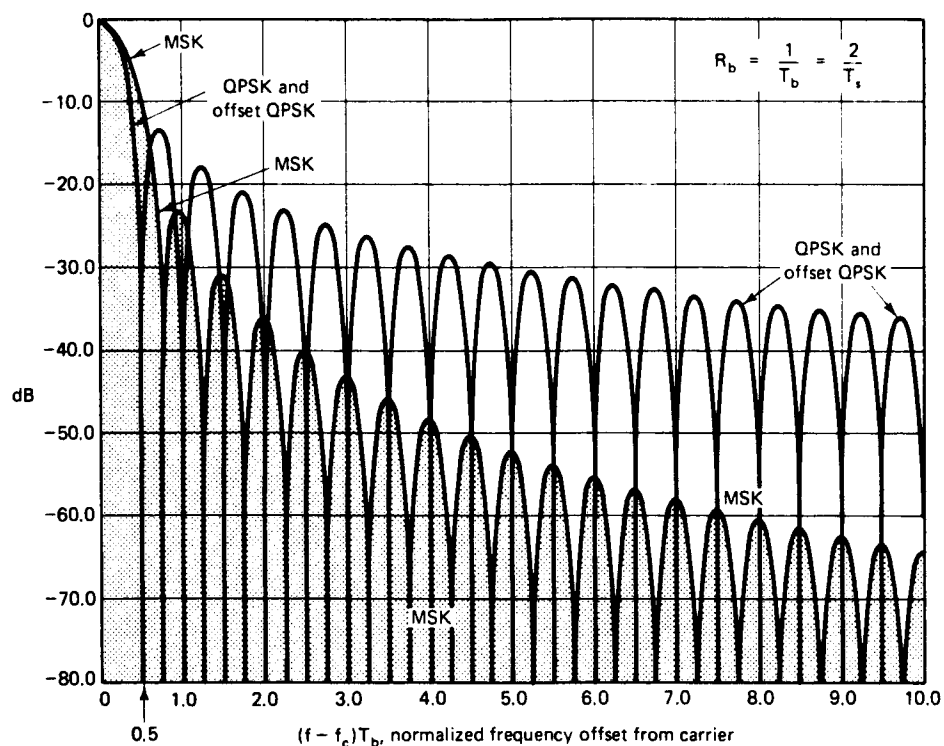


fig.2.15: Blokschema van S-QPSK modulator en demodulator (lit 6).



$$G_{\text{MSK}}(f) = \frac{8P_c T_b [1 + \cos 4\pi(f - f_c)T_b]}{\pi^2 [1 - 16T_b^2(f - f_c)^2]^2}$$

$$G_{\text{OQPSK}}(f) = 2P_c T \left[\frac{\sin 2\pi(f - f_c)T_b}{2\pi(f - f_c)T_b} \right]^2$$

fig. 2.16: Vermogensspectra van (S-)QPSK en MSK
(lit 6).

MSK is een soort S-QPSK waarbij de modulerende basisbandpulsen $x_b(t)$ omgevormd zijn tot halve perioden van een sinusöide ("pulse shaping"), waardoor er in het gemoduleerde signaal geen 90° fasesprongen voorkomen; de fase verschuift nu geleidelijk over 90° gedurende één bittijd (fig 2.17):

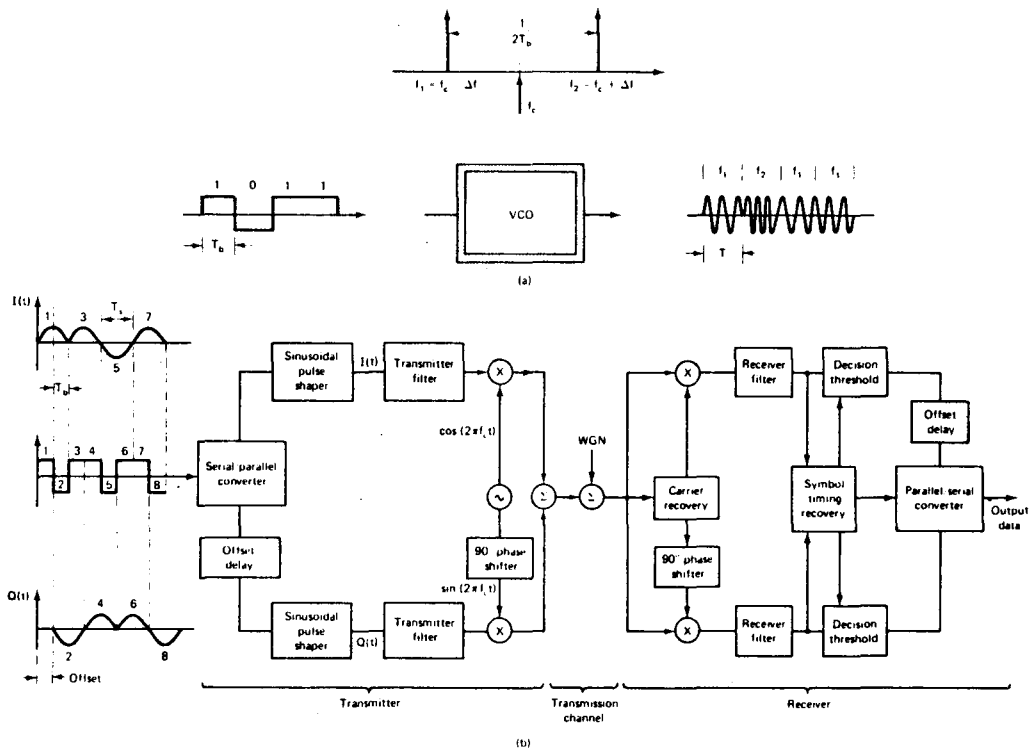


fig.2.17: Blokschema van MSK modulator en demodulator;
FSK representatie (a), PSK representatie (lit 6)

$$\begin{aligned}
 x_c(t) &= A_c^2/\sqrt{2}\{x_i(t).\sin(\pi t/2T).\cos\omega_c t - x_q(t).\cos(\pi t/2T).\sin\omega_c t\}= \\
 &= A_c^2/\sqrt{2}.\text{sgn}(x_i(t)).\sin(\omega_c t - (x_q(t-T)/x_i(t)).(\pi t/2T))= \\
 &= A_c^2/\sqrt{2}.\text{sgn}(x_i(t)).\sin(\omega_m(t).t)
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

$$\text{met : } \omega_m(t) = \omega_c \pm \pi t/2T
 \tag{2.24}$$

Uit formule 2.23 blijkt dat MSK ook op te vatten is als FSK met een frekwentiedeviatie van $1/2T$ Hz.

Dit suggereert de mogelijkheid om MSK non-coherent te demoduleren als FSK.

Een extra voorwaarde is dat:

$$f_c = (2n + 1)/(4T_b) \quad n=1,2,3\dots \quad (2.25)$$

om een continue fase te verkrijgen.

Het spectrum van MSK heeft lagere zijlobben dan dat van QPSK, maar bezit een 50% bredere hoofdlob. (fig. 2.16)

Van de toepassing hangt af, welk spectrum het voordeligst is.

2.3.3 (Q-)PRS.

Bij de voorgaande modulatievormen werd ervanuit gegaan dat de invloed van één bit beperkt blijft tot het aan dit bit toegewezen tijdsinterval ter lengte T_b , dat wil zeggen: Inter-Symbool-Interferentie (ISI) kan geëlimineerd worden (Nyquist theorema's).

In correlatieve systemen ("partial response signalling" (PRS) lit. 6) wordt een zeer bepaalde hoeveelheid ISI toegelaten, waardoor de invloed van één bit over twee of meer bittijden merkbaar is (lit 12, 17). Het verschil met de vorige systemen zit in de speciale filtering; de impulsresponsie van het zendfilter bij PRS-klasse I ("duobinary") is bijvoorbeeld (fig. 2.18):

$$h_1(t) = \delta(t) + \delta(t-T_b) \quad (2.26)$$

De overdrachtsfunctie is:

$$H_1(f) = F\{h_1(t)\} = 1 + \exp(-j2\pi f \cdot T_b) \quad (2.27)$$

$$|H_1(f)| = 2 \cdot \cos(\pi f \cdot T_b) \quad (2.28)$$

Dit filter wordt gevolgd door een LPF ($H_2(f)$) met grensfrekwentie van $1/2T_b$ (de Nyquistfrekwentie).

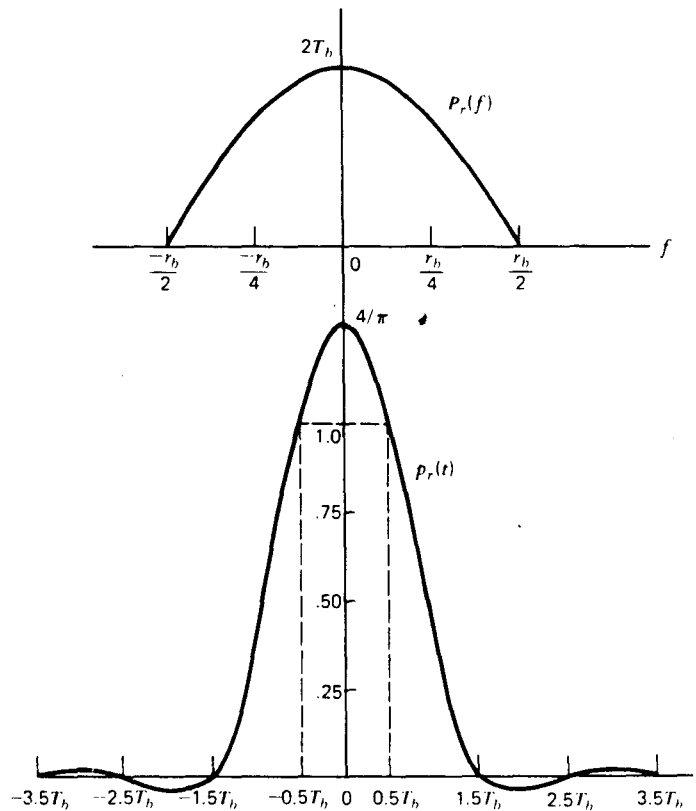


fig.2.18: Impulsrespons en overdrachtsfunctie van het duobinaire zendfilter (lit 27).

Omdat het eerste filter de componenten in de buurt van de Nyquist-frequentie al zeer verzwakt heeft, zijn de eigenschappen van het laagdoorlaat filter in dit gebied niet bijzonder kritiek, als de sperdemping maar hoog is.

De totale overdrachtsfunctie wordt nu:

$$|H(f)| = |H_1(f) \cdot H_2(f)| = \begin{cases} 2 \cdot T_b \cdot \cos(\pi f \cdot T_b) & |f| \leq 1/T_b \\ 0 & |f| > 1/T_b \end{cases} \quad (2.29)$$

$$h(t) = \text{sinc}(t/T_b) + \text{sinc}((t-T_b)/T_b) \quad (2.30)$$

Wanneer men bemonstert op $t=0, t_b, 2t_b, \dots, nt_b$, kunnen drie verschillende niveau's optreden:

niveau(T_n)	$\{x_b(n-1)T_b, x_b(n.T_b)\}$
+2	{1,1}
0	{1,0} of {0,1}
-2	{0,0}

Omdat detectie van het n -de bit afhankelijk is van de waarde van het $(n-1)$ -de bit, kan er propagatie van een fout optreden.

Dit wordt voorkomen door de verzonden datastroom $\{b_k\}$ als volgt te coderen naar $\{d_k\}$:

$$\begin{aligned} d_k &= d_{k-1} \quad \text{als } b_k=0 \\ d_k &= \overline{d_{k-1}} \quad \text{als } b_k=1 \end{aligned}$$

$$\text{ofwel: } d_k = b_k \oplus d_{k-1} \quad (2.31)$$

Decoderen:

$$\begin{aligned} a_k &= 0 \quad \text{bij niveau } \pm 2 \\ a_k &= 1 \quad \text{bij niveau } 0 \end{aligned} \quad (2.32)$$

Detectie kan gebeuren met één niveaudetector, na gelijkrichten van het PRS-basisbandsignaal.

Q-PRS wordt verkregen door twee PRS-signalen in kwadratuur bij elkaar op te tellen (volgens QPSK-generatie) of door een QPSK-signaal duobinair te filteren op een middenfrequentie, met voorafgaande encoding volgens 2.31 (vergelijk de differentiele encoding volgens 2.21).

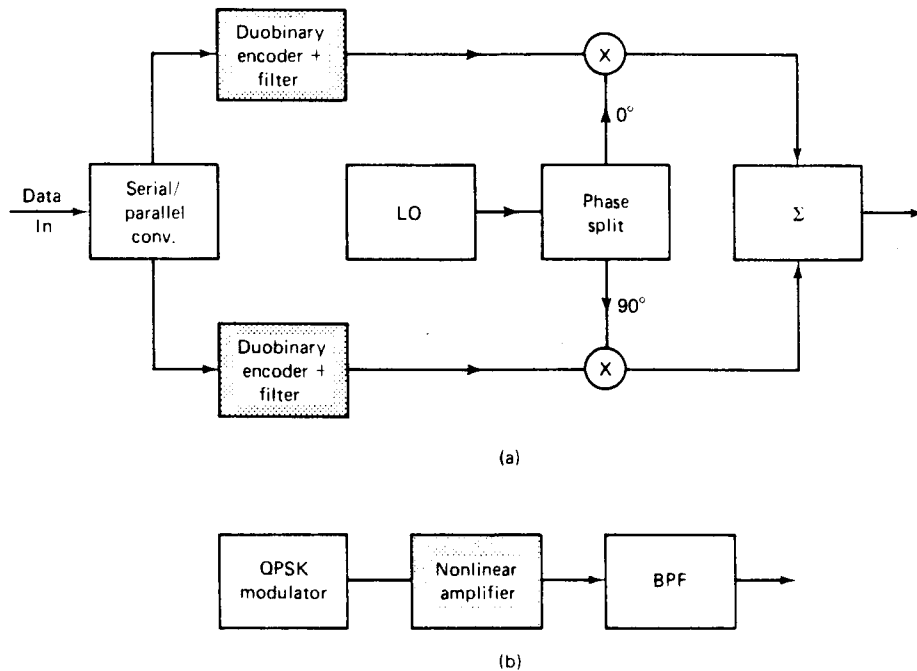


fig.2.19: Blokschema van QPRS-modulator:
 basisband-filtering (a), midden-
 frekwent-filtering (b) (lit 6).

2.3.4 Keuze van de (de-) modulatiemethode.

Vergelijking van de modulatiemethoden gebeurt aan de hand van de relatie tussen de bit-foutenkans (BER) en de ontvanger (E_b/N_o) - verhouding (fig 2.20).

De vermogensefficiëntie van BPSK, QPSK, S-QPSK en MSK zijn gelijk, terwijl (differentieel-coherent gedetekteerde) D-QPSK 2,5 tot 3 dB meer vermogen vraagt en non-coherent gedetekteerde FSK 4 tot 4,5 dB meer voor eenzelfde foutenkans (BER).

Ook Q-PRS is minder vermogensefficiënt (3 dB slechter), maar is daarentegen bandbreedte-efficiënter (tabel 2.3).

De draaggolfterugwinning is in het geval van coherente demodulatie perfect verondersteld; in de praktijk zal het verschil tussen coherente en differentieel-coherente detektie vooral bij kleine (E_b/N_o) kleiner zijn (lit. 28).

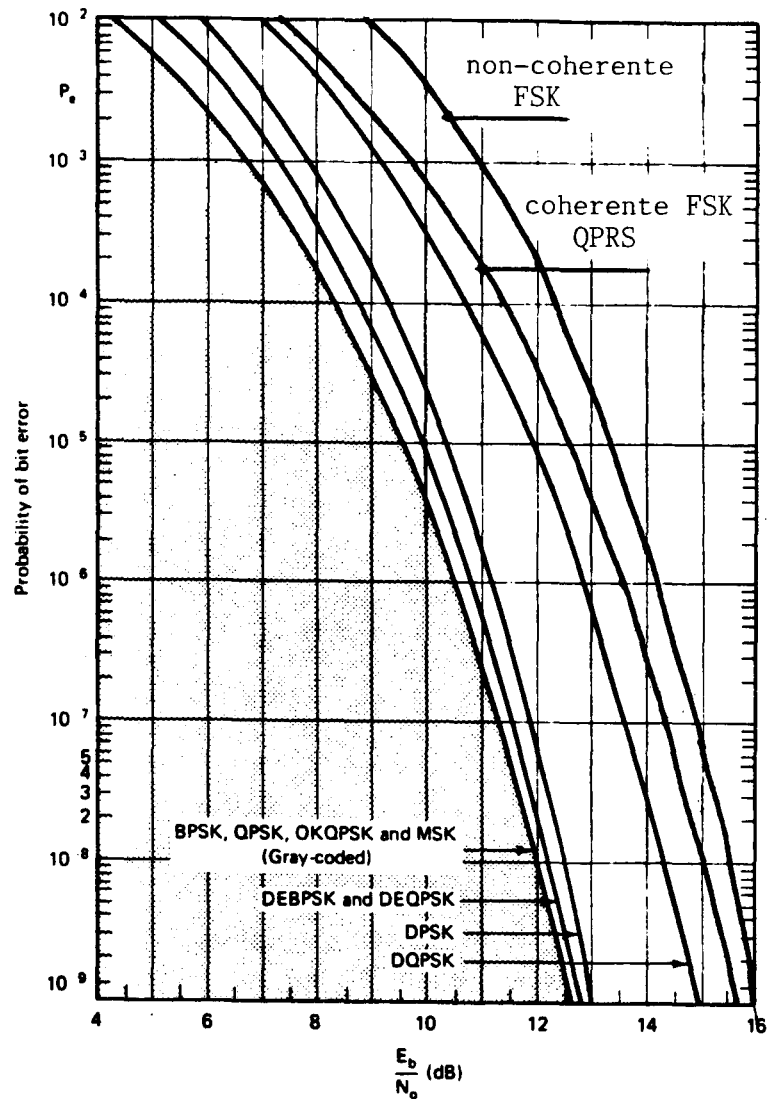


fig. 2.20: Theoretische BER-krommen van de diverse modulatiesoorten (AWGN, eliminatie van ISI en perfecte draaggolfterugwinning verondersteld).

Tevens zal een demodulator in de praktijk een hogere (E_b/N_0) nodig hebben om een bepaalde BER te bereiken dan men theoretisch (fig. 2.20) zou verwachten.

Dit verschil wordt de demodulatordegradatie genoemd en wordt veroorzaakt door imperfecties en eigen ruis in de circuits.

In het geval van een bitfrequentie van 20,48 Mb/s en een CAI-band-

modulatie- methode	(E_b/N_o) {dB}	bandbreedte- efficiëntie {b/s/Hz}	demodulator- degradatie	demodulator- complexiteit
BPSK	6,8	0,7 (1)	-	-
QPSK	6,8	1,5 (2)	2,0	idem
DEQPSK	7,4	1,5 (2)	2,0	iets complexer
DQPSK	9,9	1,5 (2)	2,0	eenvoudiger
SQPSK	6,8	1,5 (2)	2,5	iets complexer
DE-SQPSK	7,4	1,5 (2)	2,5	idem
MSK	6,8	1 (2)	2,5	idem
CPFSK (non-c.)	11,0	1 (2)	2,5	veel simpeler
QPRS	9,3	2...2,5	?	idem

tabel 2.3: Vergelijking van diverse demodulatiemethoden ten aanzien van vermogensefficiëntie, bandbreedte-efficiëntie (tussen haakjes het theoretisch maximum) en de demodulatordegradatie en -complexiteit; dit laatste vergeleken met een coherente QPSK-demodulator. De bandbreedte bedraagt 14 MHz en de BER= 10^{-3} .

breedte van 14 MHz moet de bandbreedte-efficiëntie minstens 1,5 bit/s/Hz bedragen, waardoor BPSK afvalt.

In lit 13, 14, 15 is de invloed van het bandbegrenste en niet-lineaire satellietkanaal op het BER-gedrag van QPSK, S-QPSK en MSK onderzocht.

Bandbegrenzing introduceert bij de fasesprongen ($\pm 90^\circ$ of 180°) amplitudevariatiën in het signaal. De TWTA van de satelliet, verzadigd door dit ene signaal, zal deze amplitudevariatiën gedeeltelijk ongedaan maken.

Als model voor een dergelijk kanaal kan de ideale "bandpass-limiter" dienst doen (lit 6 en 9).

Wanneer een QPSK-sigitaal aan de ingang van een ideale begrenzer wordt aangeboden, dan geldt voor de in-fasecomponent $i_o(t)$ en de kwadratuurcomponent $q_o(t)$ aan de uitgang:

$$i_o^2(t) + q_o^2(t) = C \quad (2.33)$$

$$\arg(\text{ingang}) = \arg(\text{uitgang})$$

$$\text{of: } q_i(t)/i_i(t) = q_o(t)/i_o(t) \quad (2.34)$$

C is de begrenzerconstante en er is aangenomen dat de begrenzer geen invloed heeft op de fase van het signaal.

Uit substitutie van 2.33 in 2.34 volgt:

$$i_o(t) = C^{\frac{1}{2}} \cdot i_i(t) / (i_i^2(t) + q_i^2(t))^{\frac{1}{2}} \quad (2.35)$$

$$q_o(t) = C^{\frac{1}{2}} \cdot q_i(t) / (i_i^2(t) + q_i^2(t))^{\frac{1}{2}} \quad (2.36)$$

Wanneer het ingangssigitaal geen amplitudevariatië vertoont, geldt:

$$i_i^2(t) + q_i^2(t) = K \quad (2.37)$$

en dus:

$$i_o(t) = i_i(t) \cdot (C/K)^{\frac{1}{2}} \quad (2.38)$$

$$q_o(t) = q_i(t) \cdot (C/K)^{\frac{1}{2}} \quad (2.39)$$

Maar wanneer de amplitude van bijvoorbeeld $i_i(t)$ fluctueert ($i_i(t_5) = 0$ bijvoorbeeld), dan zal ook de amplitude van $q_o(t)$ fluctueren ($q_o(t_5) = \sqrt{2} \cdot q_i(t_5) \cdot (C/K)^{\frac{1}{2}}$, dat wil zeggen: een factor $\sqrt{2}$ maal zo groot). Dit betekent dat er overspraak ontstaat tussen $i_o(t)$ en $q_o(t)$ op de bit-overgangen (fig 2.21).

De diverse onderzoeken aan de hierdoor veroorzaakte degradatie (lit 13, 14, 15) leverden ongeveer dezelfde resultaten op als weergegeven in fig 2.22 (resultaten van een computersimulatie).

Met $f_b = 1/T_b = 20,48$ Mb/s en $B = 14$ MHz geldt:

$$B \cdot T_b = 0,68 \quad , \quad (2.40)$$

en het is duidelijk dat gewone QPSK de kleinste degradatie vertoont ten opzichte van het als referentie genomen ideale PSK-systeem zònder bandbegrenzing.

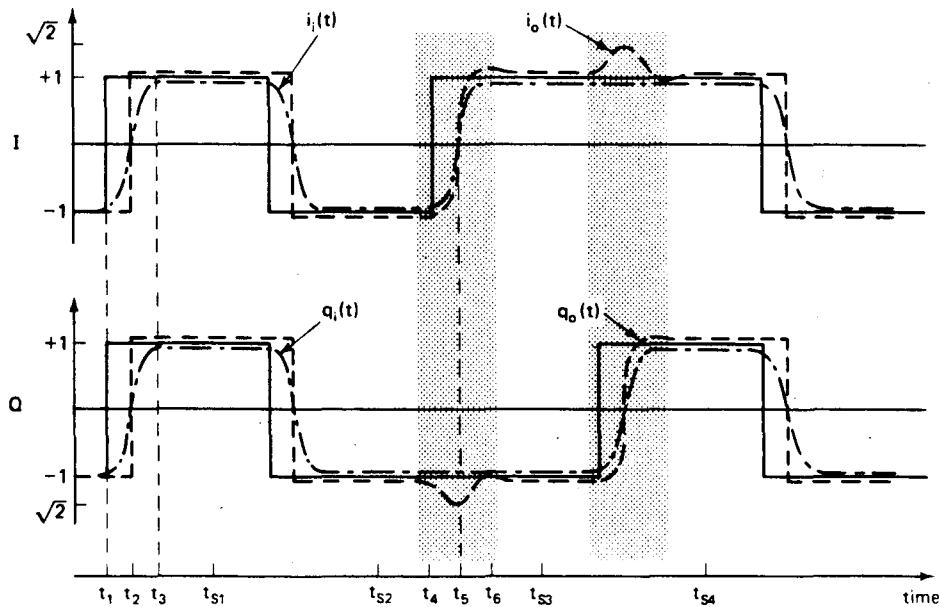


fig. 2.21: Invloed van filtering en begrenzing van het QPSK-signaal op de basisbandsignalen na demodulatie; getrokken lijn: ongefilterd, streep-puntlijn: gefilterd, onderbroken lijn: gefilterd en begrensd (lit 6).

Hoewel MSK in principe geen amplitudevariatiën kent, vertoont het eveneens een sterke degradatie bij bandbegrenzing; de (50% bredere) hoofdlob wordt door de filtering eerder aangetast dan bij QPSK. QPSK blijkt onder de genoemde omstandigheden dus de beste oplossing te zijn.

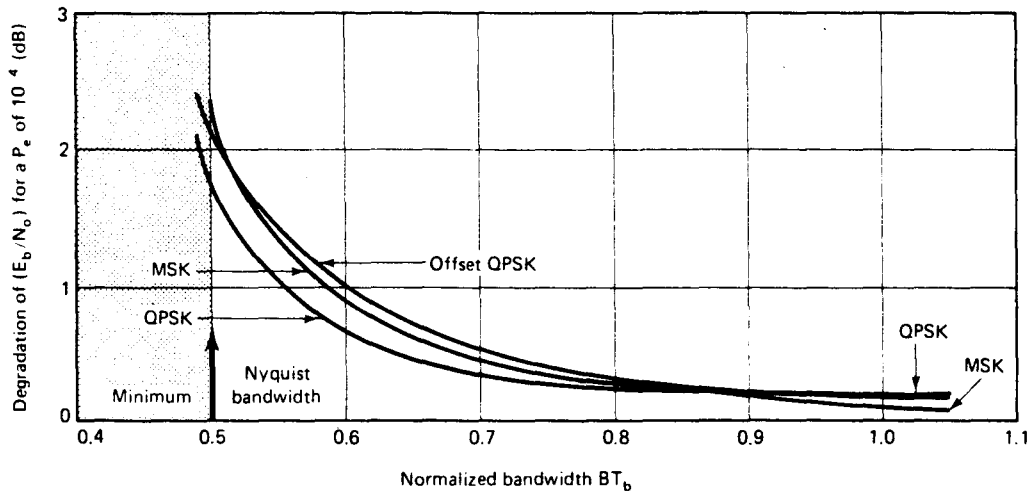
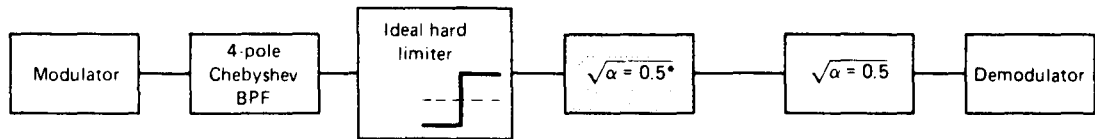


fig. 2.22: Degradatie van (S-)QPSK en MSK door "bandpass-limiting" ten opzichte van het ideale PSK systeem (lit 6).

2.4 Down-link calculatie.

In deze paragraaf wordt de (C/N)-verhouding berekend in het 27 MHz brede WARC-kanaal voor een ontvanger binnen het geplande verzorgingsgebied van de omroepsatelliet (fig 2.2).

Allereerst een aantal gegevens:

Positie "subsatellite point"	:0° N.Br., 19° W.L.
Positie Eindhoven	:52,4° N.Br., -5,5° W.L.
Elevatie ontvang-antenne	:26,0°
Azimuth ontvang-antenne	:209,9°
Down-link frekwentie	:circa 12 GHz
Afstand satelliet-ontvanger	:39709 km

In de "Final Acts" van de WARC-BS-'77 wordt het volgende aangenomen:

Vermogensflux	:	-103 dBW/m ²
g/T (individuele ontvangst)	:	6 dB/K
g/T (gemeenschappelijke ontvangst)	:	14 dB/K

De (C/N)-verhouding in het 27 MHz brede WARC-kanaal kan nu berekend worden:

$$(C/N) = E \cdot (1/L) \cdot (1/kB) \cdot (g/T) = \phi \cdot (\lambda^2/4\pi) \cdot (1/kB) \cdot (g/T) \quad (2.41)$$

E = EIRP van de satelliet		
L = vrije ruimte demping	:(4πR/λ) ²	(206,0 dB)
k = constante van Boltzmann	:1,38.10 ⁻²³ J/K	(-228,6 dBJ/K)
B = bandbreedte (WARC)	:27 MHz	(74,3 dBHz)
φ = vermogensflux op aarde	:E/4πR ²	(-103 dBW/m ²)
λ = golflengte	:1/40 m	
R = afstand tot de satelliet	:39709 km	

$$(g/T) = \text{"figure of merit"} = a \cdot g / (a \cdot T_a + (1-a)T_o + T_e) \quad (2.42)$$

g = antenne winst	:η(πD/λ) ²	(η=0,55)
a = koppelverliezen	:0,5 dB	
T _a = antenne-ruistemperatuur	:150 K	(CCIR Rep. 473-3)
T _o = omgevingstemperatuur	:300 K	
T _e = ontvanger-ruistemperatuur, betrokken op de ingang van de LNA		
F = 1 + T _e /T _o		

De te verwachten (C/N)-verhoudingen afhankelijk van de "figure of merit" van de ontvanginstallaties kunnen nu berekend worden uit:

$$(C/N)_{dB} = 8,3 + (g/T)_{dB}$$

Dit wordt in het geval van individuele ontvangst:

$$(C/N)_{\text{dB}} = 14,3 \text{ dB} \quad \text{en dus: } (E_b/N_o) = 15,5 \text{ dB},$$

en in geval van gemeenschappelijke ontvangst:

$$(C/N)_{\text{dB}} = 22,3 \text{ dB} \quad \text{en dus: } (E_b/N_o) = 23,5 \text{ dB}$$

De door Philips te ontwikkelen parabolantennes zullen een diameter van 90 cm en 160 cm hebben, terwijl er een "outdoor-unit" (12 GHz LNA, mixer en LO) met een ruisgetal van 4,5 dB ($T_e = 550 \text{ K}$ en $g = 28 \text{ dB}$ lit 16)) is aangekondigd.

Voor de "figure of merit" van deze systemen en de (C/N)- en (E_b/N_o) -verhoudingen volgt dan:

$$\begin{aligned} 90 \text{ cm antenne: } g/T &= 9,5 \text{ dB/K, } (C/N) = 17,8 \text{ dB,} \\ 160 \text{ cm antenne: } g/T &= 14,5 \text{ dB/K, } (C/N) = 22,8 \text{ dB} \end{aligned}$$

De (E_b/N_o) -verhouding ligt weer 1,2 dB hoger dan de (C/N)-verhouding (formule 2.20 a). Hiervan moet de ontvangerdegradatie (tabel 2.3) evenals de implementatieverliezen in het satellietkanaal (1.2 dB, lit 3) worden afgetrokken om de beschikbare (E_b/N_o) -verhouding te verkrijgen.

Bij vergelijking met tabel 2.3 blijkt dat binnen het verzorgingsgebied zelfs een antenne van 35 cm doorsnede nog voldoet in het geval van DE-QPSK-modulatie:

$$35 \text{ cm antenne: } g/T_n = 1,2 \text{ dB/K, } (C/N) = 9,5 \text{ dB.}$$

Enkele modificaties zouden het mogelijk maken, dat het systeem ook nog bij een $BER = 10^{-2}$ goed werkt (lit 8), zodat zelfs nog kleinere antennes gebruikt zouden kunnen worden.

2.5. Evaluatie van het systeem.

Het door het DFVLR, IRT en Telefunken, ontwikkelde systeem is gericht op een zo efficiënt mogelijk gebruik van de ter beschikking staande transmissie-media (datanet van de DBP, het satellietkanaal en kabelnet voor distributie van omroepsignalen), bij een zo groot mogelijk aantal geluidskanalen en een voldoende hoge kwaliteit, in volgorde van belangrijkheid.

Verder moet het systeem in een zo groot mogelijk gebied te ontvangen zijn; liefst groter nog dan voorzien tijdens de WARC-BS-'77.

Een groot aantal kanalen is belangrijk, omdat dan een groot aantal zendgemachtigden van het systeem gebruik kan maken, met de daarbij behorende economische voordelen.

In Nederland zou bijvoorbeeld elke zendgemachtigde zijn eigen stereo kanaal kunnen krijgen.

Verder bestaat er belangstelling voor het systeem in onder andere de Chinese Volksrepubliek, de Sovjet-Unie en India, zeer grote landen waar veel talen en dialecten gesproken worden (32 monokanalen voor nieuwsvoorziening, voorlichting en dergelijke).

Of er ook veel luisteraars zullen zijn hangt in eerste instantie af van de kwaliteit van het gebodene en de kosten die voor een ontvanger gemaakt moeten worden.

De bemonsteringsfrequentie van 32 kHz werd gekozen omdat dit:

1. een efficiënt gebruik van het PTT-transmissienet mogelijk maakt.
2. relatief gemakkelijk uit de 48 kHz studionorm af te leiden is.
3. een efficiënt gebruik van het satellietkanaal mogelijk maakt (33% besparing ten opzichte van 48 kHz ofwel 16 stereokanalen in plaats van 10 à 12).
4. voldoende is (wetenschappelijk gezien, lit. 2) F.M.-stereo heeft tenslotte ook een audiobandbreedte van 15 kHz, terwijl de verbetering ten aanzien van (stereo-)ruis, storing en overspraak in het digitale systeem groot is ten opzichte van het analoge FM-systeem.

Of een audiobandbreedte van 15 kHz voor de consument voldoende is, is nog maar de vraag.

De meeste moderne audio-apparatuur heeft een bandbreedte van 20 kHz (of zelfs meer!) en de vraag is, of de consument en de consumentenorganisaties deskundig en welwillend genoeg zijn om dit gebrek ten opzichte van bijvoorbeeld de Compact Disc ($f_s=44,1$ kHz) apparatuur, waar voor het systeem tenslotte een omroepalternatief zou moeten zijn, te accepteren.

Naar de wetenschappelijke relevantie van meetwaarden en eisen ten aanzien van vervorming, gevoeligheid, vermogen, bandbreedte en dergelijke wordt door de consument namelijk niet altijd gekeken.

De grote marge in het systeem geeft ruimte voor de volgende mogelijkheden:

- een eenvoudige ontvanger voor particulieren en gebruik in ontwikkelingslanden.
- een groot verzorgingsgebied ("van Oslo tot Napels").
- ontvangst in de auto met als antenne een "adaptive phased array" (zes maal zes elementen, $g=33$ dB, lit 17).

De marge van ongeveer 9 dB die ontstaat wanneer men gebruik maakt van de antenne-installatie voor TV-ontvangst (90 cm schotel) zou bijvoorbeeld ook gebruikt kunnen worden voor het verzenden van een hogere bitfrequentie (bemonsteringsfrequentie naar 44.1 kHz); het digitale transmissienet van de PTT is hiervoor geen fundamentele beperking (lit 18).

Men moet bij het bepalen van de definitieve opzet wel bedenken, dat het uiteindelijke succes van het systeem bepaald wordt door het aantal luisteraars en niet door de efficiëntie van de overdracht.

Tijdens gesprekken met vertegenwoordigers van het DFVLR en IRT bleek echter dat veranderingen in het systeem zoals het nu bestaat niet waarschijnlijk zijn, omdat:

- men haast heeft met de introductie in verband met concurrentie uit het Verre Oosten.
- men bang is dat het projekt zal verzanden in eindeloze vergaderingen wanneer er teveel "inspraak" wordt toegelaten (zoals bij het MAC-gebeuren bij satelliet-TV, waarvoor veel te veel alternatieven op tafel kwamen, waarover geen overeenstemming werd bereikt).

Wanneer het systeem echter eenmaal geaccepteerd is, zullen modificaties vrijwel uitgesloten zijn.

HOOFDSTUK 3

DE SATELLIET-ONTVANGER

Dit hoofdstuk geeft een globale beschrijving van de satelliet-ontvanger en zal op enkele gedeelten ervan dieper ingaan.

3.1. Globale opzet van de ontvanger.

De ontwikkelde ontvanger is in eerste instantie bedoeld voor ontvangst met behulp van een gemeenschappelijke antenne-inrichting (GAI) of een centrale antenne-inrichting (CAI).

Wegens de hoge signaal-ruis-verhouding die verwacht kan worden, kan een differentieel-coherente QPSK-demodulator gebruikt worden, die eenvoudiger van opzet en dus goedkoper is dan een coherente demodulator met bijvoorbeeld een Costas-lus of vermenigvuldigingslus (lit 22).

Of deze ontvanger ook voor individuele ontvangst een zo goedkoop mogelijk systeem oplevert is niet zeker.

Men kan namelijk de grootte van de paraboolantenne en het ruisgetal van de 12 GHz-ontvangerconverter ("outdoor-unit") uitwisselen tegen de ontvanger-degradatie (lit 10, H. 1.3.).

De degradatie ten gevolge van het gebruik van een differentieel-coherente demodulator (ongeveer 2,5 dB, paragraaf 2.3.4.) kan bijvoorbeeld gecompenseerd worden met een 30% grotere paraboolantenne vergeleken met een systeem met coherente detektie.

De "outdoor-unit" wordt verder buiten beschouwing gelaten; aangenomen wordt dat de ontvanger een QPSK-signaal op een (midden-)frequentie 118 MHz aangeboden krijgt.

Het eerste onderdeel van het blokschema (fig. 3.1.) is de middenfrequentieversterker die het gewenste signaal uit het ontvangen spectrum filtert en dit op een constant niveau brengt met behulp van een AGC-schakeling. Uit de twee basisbandsignalen, die door de QPSK-demodulator geleverd worden, worden door het klok-terugwinningscircuit en de beslissingsdetectoren respectievelijk de systeemklok en de datastromen A en B verkregen.

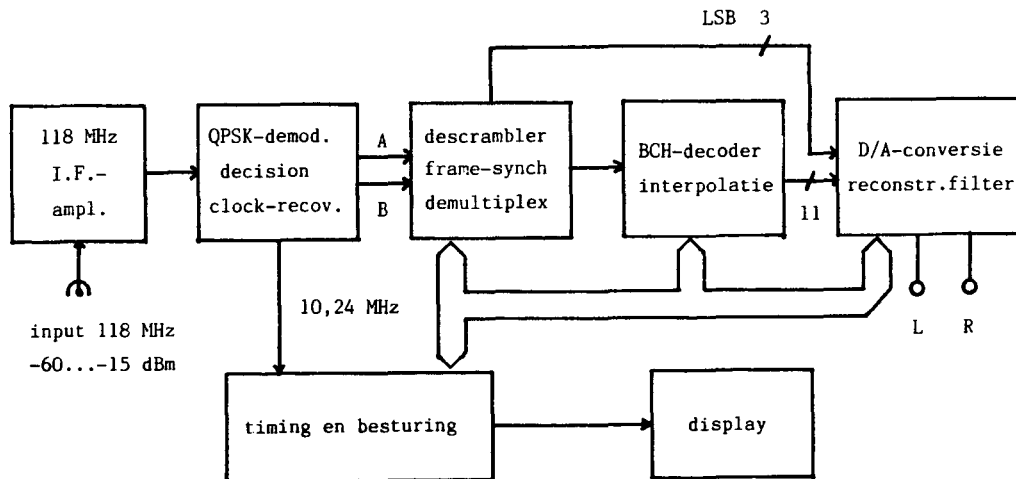


fig. 3.1: Blokschema van de ontvanger.

Het synchronisatie-circuit herkent vervolgens het Barker-rastersynchronisatie woord (FAW) en de descrambler elimineert de invloed van de bij de data opgetelde pseudo-random binaire bitreeks (PRBS).

De demultiplexer selecteert uit het raster (fig 2.7) de BCH-codewoorden en ZI-bits van het met behulp van de besturingslogica gekozen geluidskanaal en vormt tevens het S-raster (fig 2.8), waaruit het programma-aanbod gelezen kan worden.

Het aldus geselecteerde BCH-codewoord wordt nu gedecodeerd, eventuele bitfouten worden hersteld (of er vindt interpolatie plaats) en de zodoende verkregen PCM-codewoorden worden met behulp van een D/A-convertor omgezet in analoge signalen, die eerst het reconstructie-filter moeten passeren om het audiosignaal op te leveren.

3.2. Nadere beschouwing van enkele gedeelten.

3.2.1 Het middenfrequentgedeelte .

De versterking wordt hoofdzakelijk geleverd door enkele hybride breedbandversterkers, waardoor de middenfrequentie, afhankelijk van het middenfrequentfilter, vrij gekozen kan worden tussen 50 en 800 MHz. Het filter is opgebouwd uit losse onderdelen; wanneer de M.F. eenmaal vaststaat zal een filter in SAW-techniek (lit. 23) gebruikt worden, waarbij tevens de mogelijkheid bestaat om het M.F.-filter als Nyquist-filter te gebruiken (zie blz. 2.21).

Uit de amplitude- en groepslooptijd karakteristiek (fig. 3.2) blijkt dat het filter tussen 111 en 125 MHz weinig invloed op het signaal heeft.

Het AGC-circuit houdt het uitgangsvermogen constant op 0 dBm bij een variatie van het ingangsvermogen van -60 dBm tot -10dBm. (fig. 3.3)

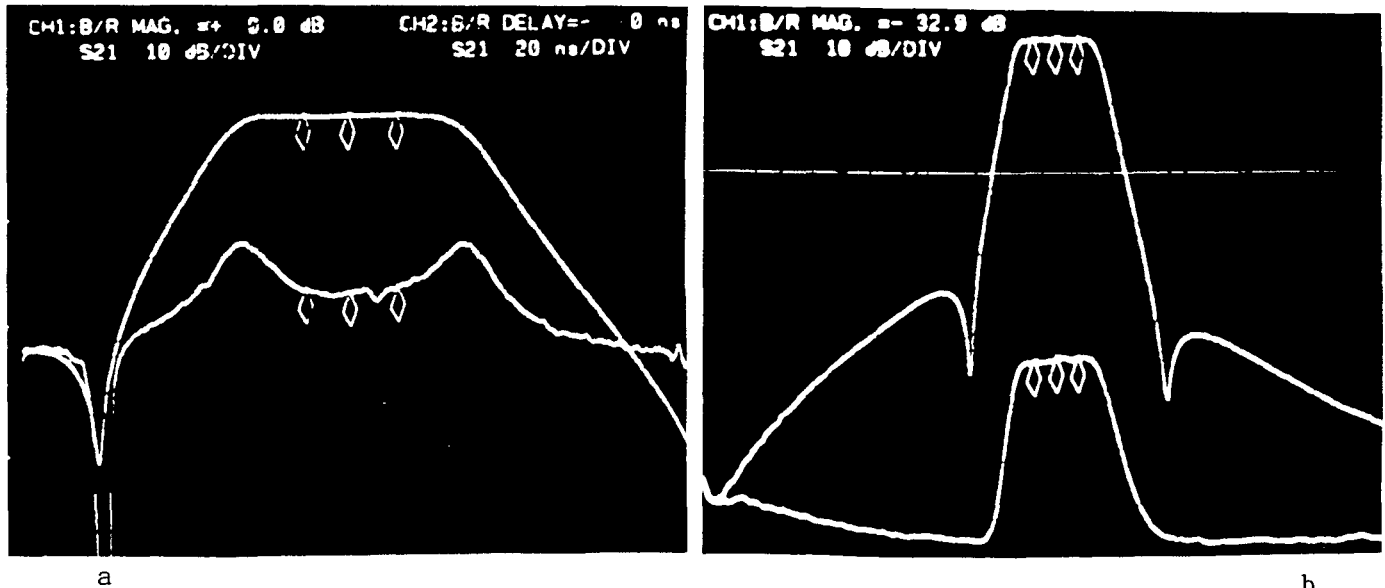


fig. 3.2: a) Amplitude- en groepslooptijd karakteristiek van het M.F.-gedeelte

b) Doorlaatkromme bij maximale en minimale versterking (Markers op 111, 118 en 125 MHz).

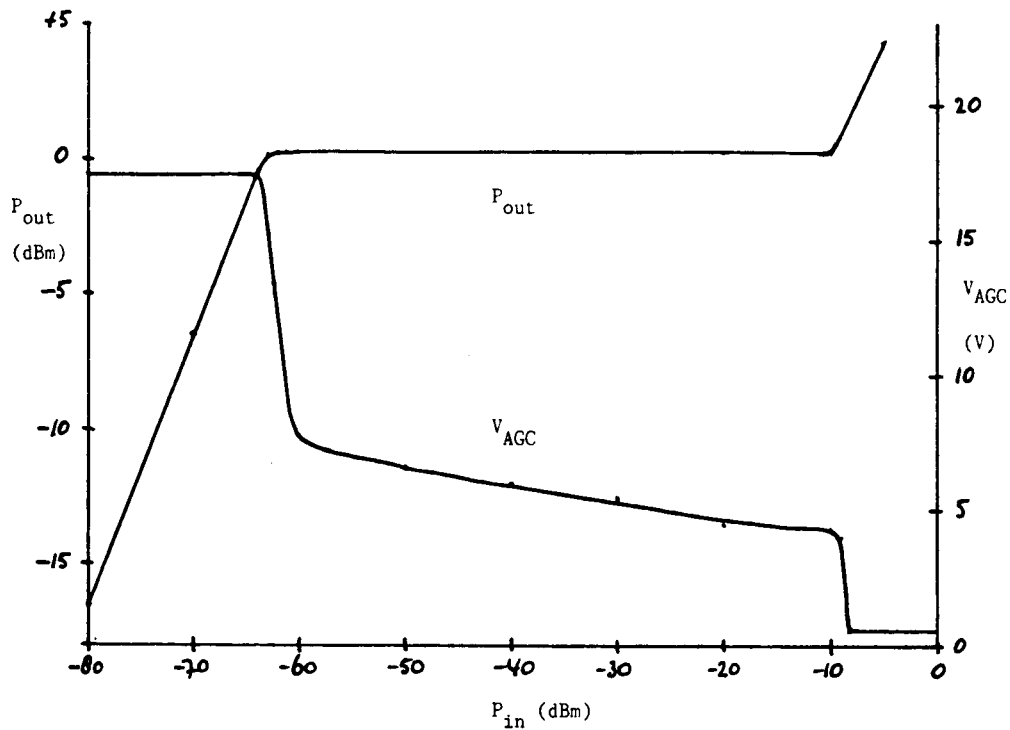


fig. 3.3: AGC-karakteristiek van M.F.-gedeelte.

De AGC-spanning kan gebruikt worden als signaalsterkte-indicator. Dit is een nuttig hulpmiddel als men een parabolantenne moet richten.

3.2.2 De differentieel-coherente QPSK-demodulator

Deze demodulator gebruikt geen referentie-draaggolf, maar gebruikt het over één kanaalbittijd ($T_D = 1/10,24 \cdot 10^{-6} \text{ s} = 97,6 \text{ ns}$) vertraagde ontvangen signaal $S_d(t)$ als referentie.

$$S_d(t) = A_c / \sqrt{2} \cdot \{x_i(t-T) \cdot \cos \omega_c(t-T) + x_q(t-T) \cdot \sin \omega_c(t-T)\} \quad (3.1)$$

De infase- en kwadratuursignalen $i(t)$ en $q(t)$ worden verkregen door het ontvangen signaal $S(t)$ (formule 2.19) te vermenigvuldigen met een respectievelijk over $\Delta\theta_1$ en $\Delta\theta_2$ verschoven versie van $S_d(t)$, waarbij geldt:

$$\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2 = 90^\circ, \text{ en dus:} \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned}
i(t) &= S(t) \cdot S_d(t, \Delta\theta_1) = \\
&= A_c^2/2 \cdot (x_i(t) \cdot \cos\omega_c t + x_q(t) \cdot \sin\omega_c t) \cdot \\
&\quad (x_i(t-T) \cdot \cos(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1) + x_q(t-T) \cdot \sin(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1)) = \\
&= A_c^2/2 \cdot \{x_i(t) \cdot x_i(t-T) \cdot \cos\omega_c t \cdot \cos(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_i(t) \cdot x_q(t-T) \cdot \cos\omega_c t \cdot \sin(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_q(t) \cdot x_i(t-T) \cdot \sin\omega_c t \cdot \cos(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_q(t) \cdot x_q(t-T) \cdot \sin\omega_c t \cdot \sin(\omega_c(t-T) + \Delta\theta_1)\}. \quad (3.3)
\end{aligned}$$

Na uitfilteren van de componenten op de dubbele draaggolffrequentie geldt:

$$\begin{aligned}
i(t) &= A_c^2/2 \cdot \{x_i(t) \cdot x_i(t-T) \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(-\omega_c T + \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_i(t) \cdot x_q(t-T) \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin(\omega_c T - \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_q(t) \cdot x_i(t-T) \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin(-\omega_c T + \Delta\theta_1) \\
&\quad + x_q(t) \cdot x_q(t-T) \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(-\omega_c T + \Delta\theta_1)\}. \quad (3.4)
\end{aligned}$$

Voor $q(t)$ geldt een analoge berekening.

Na substitutie van 3.5 volgt voor 3.4:

$$\begin{aligned}
i(t) &= K \cdot \{x_i(t) \cdot (x_i(t-T) + x_q(t-T)) + x_q(t) \cdot (-x_i(t-T) + x_q(t-T))\} \quad (3.7) \\
q(t) &= K \cdot \{x_i(t) \cdot (x_i(t-T) + x_q(t-T)) + x_q(t) \cdot (x_i(t-T) + x_q(t-T))\} \\
\text{met: } K &= \sqrt{2}/8 \cdot A_c^2, \\
\{x_i(t), x_q(t), x_i(t-T), x_q(t-T)\} &= \pm 1.
\end{aligned}$$

Dit levert de demodulatortabel 3.1 op.

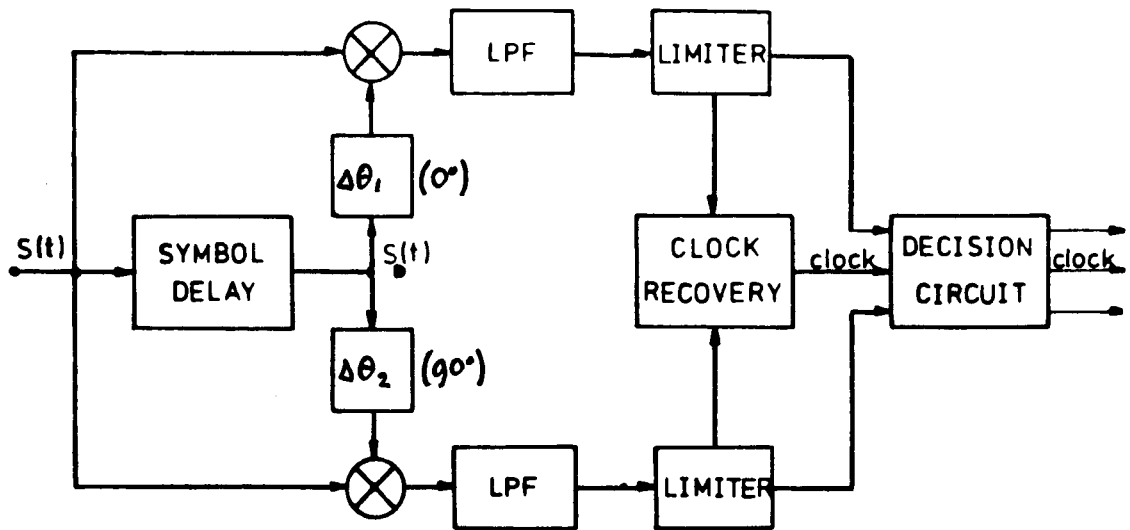


fig. 3.4: Blokschema van de differentieel-coherente QPSK-demodulator.

Hieruit blijkt dat de demodulator automatisch differentieel decodeert, waarop de differentiële encoding natuurlijk ook gericht is. (Vgl. lit 22, tabel 6.7) Uit $i(t)$ en $q(t)$ kan dus na Nyquistfiltering direct de data verkregen worden.

Als vermenigvuldigers worden dubbelgebalanceerde mixers gebruikt, waarbij gekozen kan worden tussen:

- Schottky-diode mixer
- vermenigvuldiger in i.c.-vorm

Wegens de kostprijs werd gekozen voor de tweede mogelijkheid (TDA 0820 T).

De vertraginglijn kan op een aantal manieren gerealiseerd worden:

- een stuk coaxkabel (lengte = $2T_b \cdot v_{\text{coax}} \approx 20 \text{ m}$)
- vertraginglijn in SAW-techniek (lit. 23)
- met "all-pass"-netwerken (lit. 24)

$x_i(t)$	$x_q(t)$	$x_i(t-T)$	$x_q(t-T)$	$i(t)/K$	$q(t)/K$
-1	-1	-1	-1	2	2
1	-1	1	-1		
1	1	1	1		
-1	1	-1	1		
-1	-1	-1	1	-2	2
1	-1	-1	-1		
1	1	1	-1		
-1	1	1	1		
-1	-1	1	1	-2	-2
1	-1	-1	1		
1	1	-1	-1		
-1	1	1	-1		
-1	-1	1	-1	2	-2
1	-1	1	1		
1	1	-1	1		
-1	1	-1	-1		

Tabel 3.1: $i(t)$ en $q(t)$ niveaus afhankelijk van de data.

Uit fig. 3.4 is overigens duidelijk dat de vertraginglijn en de 90° -fasesplitter breedbandig ($B = 14\text{MHz}$ op $f_0 = 118\text{MHz}$) dienen te zijn.

Een stuk coaxkabel van een dergelijke lengte is voor consumentenapparatuur volkomen onaanvaardbaar en een SAW-vertraginglijn (eventueel inclusief fasedraaier) was niet beschikbaar zodat een vertraginglijn met "all-pass"-netwerken is gerealiseerd. (fig. 3.5)

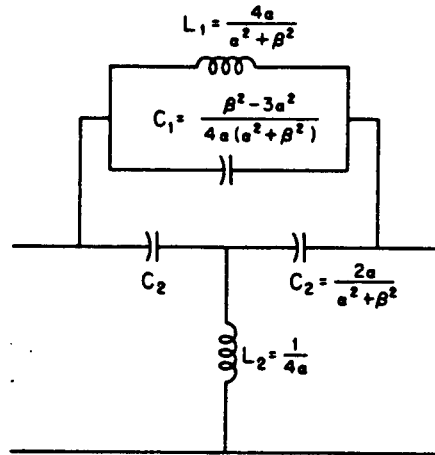


fig. 3.5: "All-pass"-netwerk (lit.24)

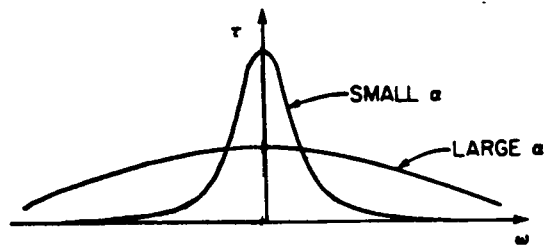
Een dergelijk circuit (met verliesvrije onderdelen) heeft een vlakke amplitudekarakteristiek ("all-pass") terwijl de groepslooptijd $\tau(\omega)$ frekwentie-afhankelijk is:

$$\tau(\omega) = 2\alpha / (\alpha^2 + (\omega - \omega_0)^2) + 2\alpha / (\alpha^2 + (\omega + \omega_0)^2), \quad \omega \geq 0 \quad (3.8)$$

waarbij α de breedte van de vertragingsspiek bepaalt. (fig.3.6)

Voor praktische toepassingen is $\tau(\omega)$ getabelleerd (lit.24).

De integraal van $\tau(\omega)$ over de frekwentie is echter onafhankelijk van α (namelijk 2π).

fig. 3.6: De breedte van de vertragingsspiek is afhankelijk van α .

Zes van deze circuits met verschillende centrumfrequenties $\omega_{o,i}$ leveren een vertraginglijn op met de volgende eigenschappen(fig.3.7):

$$\tau_{\text{tot}}(\omega) = \sum_{i=1}^6 \tau_i(\omega) = \sum_{i=1}^6 \{2\alpha/(\alpha^2 + (\omega - \omega_{o,i})^2) + 2\alpha/(\alpha^2 + (\omega + \omega_{o,i})^2)\}. \quad (3.9)$$

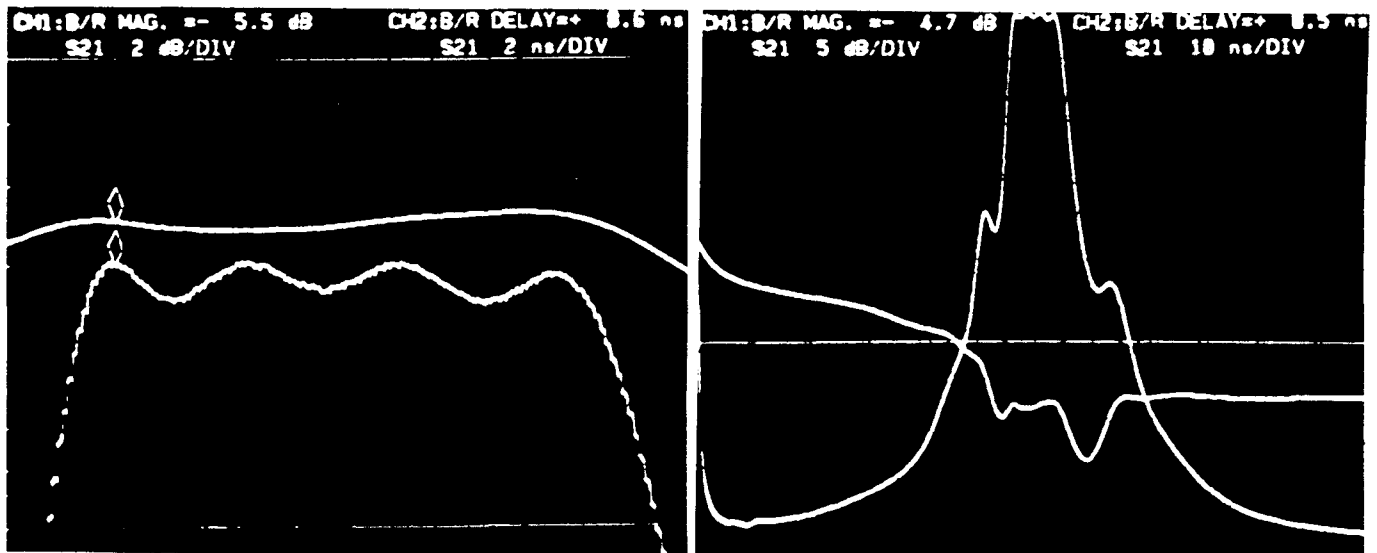


fig. 3.7: Amplitude- en groepslooptijd karakteristiek van de vertraginglijn; $\Delta\Gamma(\omega) = 0,9 \text{ dB}$, $\Delta\tau(\omega) = 2 \text{ ns}$.

$\omega/2\pi$	{MHz}	111	113	115	117	119	121	123	125
$\tau(\omega)$	{ns}	98	99	98	99	99	98	100	98
$\Gamma(\omega)$	{dB}	8,6	8,2	8,8	9,0	9,1	8,9	8,5	8,4

Tabel 3.2: Metingen aan de vertraginglijn ($\tau(\omega)$ en $\Gamma(\omega)$).

Aan de nauwkeurigheid en stabiliteit van de vertragingslijn worden hoge eisen gesteld: een fout van 1 ns ($\approx 1\%$) geeft een fasedraaiing van het 118 MHz signaal van 45° , waardoor één kanaal volkomen verloren gaat. Een nadeel van dit circuit is het grote aantal afregelpunten (18 stuks) zodat in een definitief apparaat een SAW-element gebruikt zal moeten worden.

Als splitter en fasedraaiër kan gebruikt worden:

- een -3dB "quadrature coupler" (lit. 25)
- een weerstandsnetwerk en een stukje coaxkabel (90° draaiend)

Met losse spoelen en condensatoren is een "lumped element quadrature coupler" gebouwd (fig. 3.8).

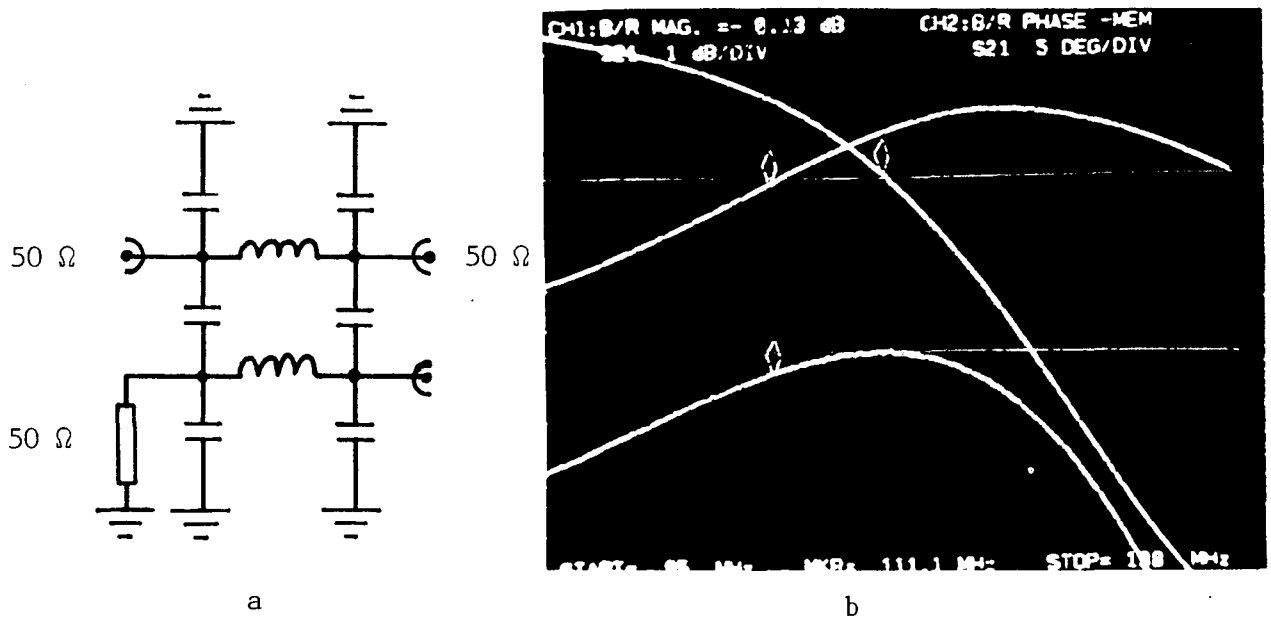


fig. 3.8: a) Schematische voorstelling en
b) amplitude- en fasekarakteristiek van de
-3 dB "quadrature coupler".

Het faseverschil tussen de twee uitgangen blijft over een groot frekwentiegebied constant. De groepslooptijd karakteristieken tussen de ingang en de twee uitgangen variëren sterker (waardoor de voorwaarden 3.5 en 3.6 worden overtreden) terwijl de amplitude-karakteristiek aanmerkelijk varieert tussen 111 en 125 MHz.

Dit zal vervorming veroorzaken in $i(t)$ en $q(t)$ en zal de ontvangerdegradatie verhogen.

De tweede mogelijkheid is minder elegant maar zal betere resultaten opleveren.

Het plan is (lit. 3) om de Nyquist-filtering te verdelen over modulator en demodulator, dat wil zeggen: elk heeft een filter met als karakteristiek de wortel uit de "cosinus roll-off"-karakteristiek $P(f)$ (lit. 1, blz. 382):

$$P(f) = \begin{cases} 1/r & |f| < r/2 - \\ (1/r) \cdot \cos^2\{(\pi/4\beta) \cdot (|f| - r/2 + \beta)\} & r/2 - \beta < |f| < r/2 + \beta \\ 0 & |f| < r/2 + \beta \end{cases} \quad (3.10)$$

In de literatuur wordt vaak een genormaliseerde roll-off factor gebruikt:

$$\alpha = \beta \cdot 2T_b = \beta \cdot 2/r \quad (3.11)$$

Verder wordt aan $P(f)$ een factor $1/\text{sinc}(f/r)$ toegevoegd om te compenseren voor het feit dat met rechthoekige datapulsen wordt gewerkt in plaats van met δ -pulsen ("Nyquist's generalized ISI-free signal transmission theorems", lit. 6, blz. 104).

Dit is theoretisch de optimale filtering voor een lineair, bandbegrensd kanaal met AWGN; in de praktijk (niet-lineair kanaal) is dit waarschijnlijk niet de optimale keuze.

Door (gedeeltelijke) filtering aan de modulatorzijde wordt AM in het QPSK-sigitaal geïntroduceerd (blz 2-30), waardoor (in het niet-lineaire kanaal) overspraak en zijlob-regeneratie wordt veroorzaakt.

Als gevolg van dit laatste valt meer zendervermogen buiten het ontvangerfilter en gaat dit vermogen dus verloren voor de demodulator.

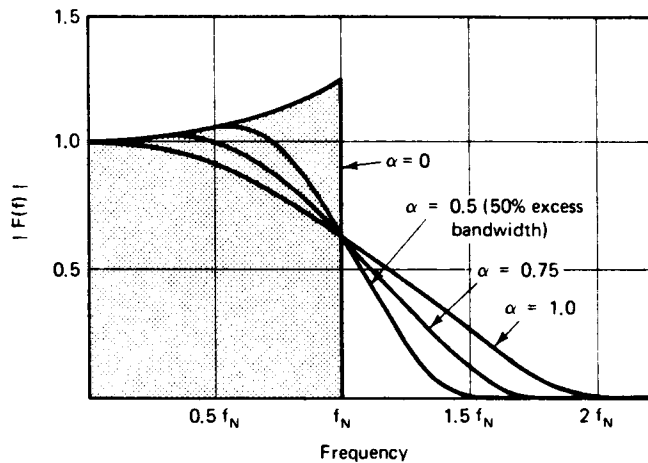


fig. 3.9: Nyquist filterkrommen voor diverse waarden (lit. 6) van α .

De voor deze ontvanger gekozen opzet van Nyquist-filtering geheel aan de demodulatorzijde, geeft theoretisch een degradatie van slechts 0,3 dB (lit. 22); voor het vinden van een optimaal filter zal waarschijnlijk een test over het gebruikte satellietkanaal noodzakelijk zijn.

Vier filters zijn geprobeerd (zie H.4.) :

- $\alpha = 0,5$; 5e orde Butterworth filter, $f_{-3dB} = 5,12$ MHz
- (lit. 14) ; 2e orde Butterworth filter, $f_{-3dB} = 5,6$ MHz
- 3e orde Butterworth filter, $f_{-3dB} = 5,6$ MHz
- 4e orde Butterworth filter, $f_{-3dB} = 5,6$ MHz

Uit onderzoeken (lit. 14) blijkt dat een optimale werking (met Butterworth filters) in het niet-lineaire kanaal wordt bereikt met essentiële Nyquist-filtering aan de demodulatorzijde met een 2e of 3e orde Butter-

worth filter met een $f_{-3dB} = 0,55/(2T_b)$. (fig. 3.10)

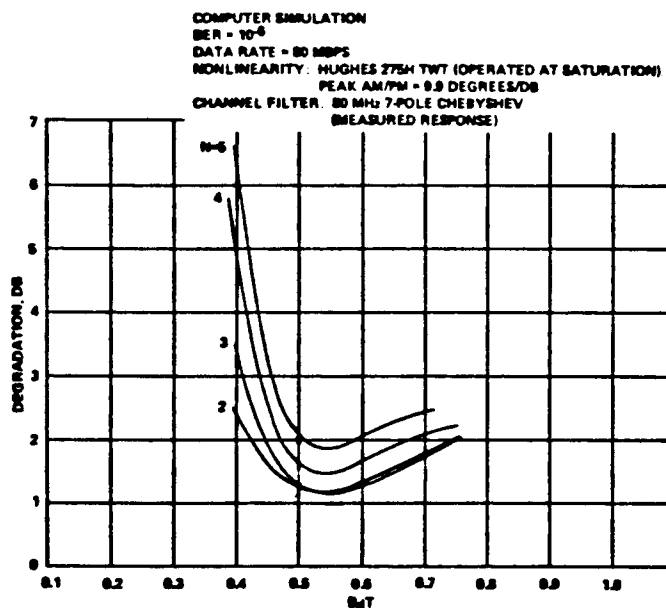


fig. 3.10: Ontvangerdegradatie als functie van de genormaliseerde filterbandbreedte met het aantal polen n als parameter. B = -3dB bandbreedte (lit. 14)
 T = kanaalbittijd

Dit optimum (1,2 dB degradatie) is niet bijzonder kritiek; $\pm 10\%$ variatie van f_{-3dB} geeft 0,2 dB variatie in de degradatie. Egalisatie van de groepslooptijd karakteristiek kan nog winst opleveren. Als het (Nyquist-) gefilterde signaal op de y-ingang van een oscilloscoop wordt aangesloten en extern wordt "getriggered" met de systeemklok (10,24 MHz) ontstaat het zogenaamde oogpatroon (fig. 3.11, 3.12). De systeemklok wordt gesynchroniseerd met de data-overgangen ("zero-crossings"). De ISI op deze momenten is nul bij een filter met $\alpha = 1$ (Nyquist's ISI and jitterfree transmission theorem", lit. 6). Dit komt de klokterugwinning ten goede, maar het filter is nu breder dan bijvoorbeeld bij $\alpha = 0,5$ (fig. 3.9).

Het resultaat uit de nu volgende niveaudetector (NE 521) wordt op het optimale bemonsteringsmoment in een register ingeklokt (beslissings-circuit).

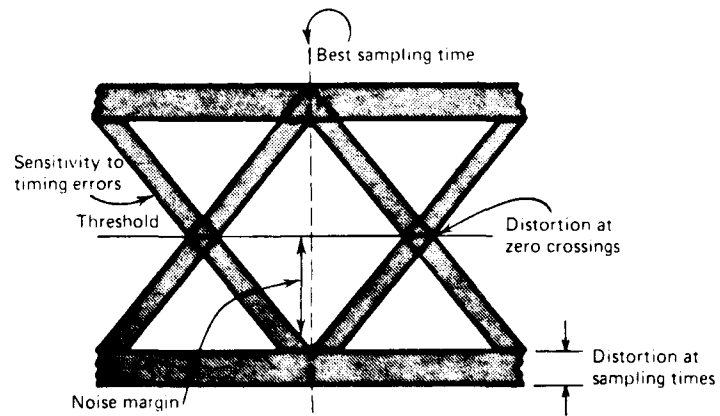


fig. 3.11: Gestileerd oogpatroon met vervorming op de optimale bemonsteringsmomenten en data-overgangen ("zero-crossings") (lit. 27).

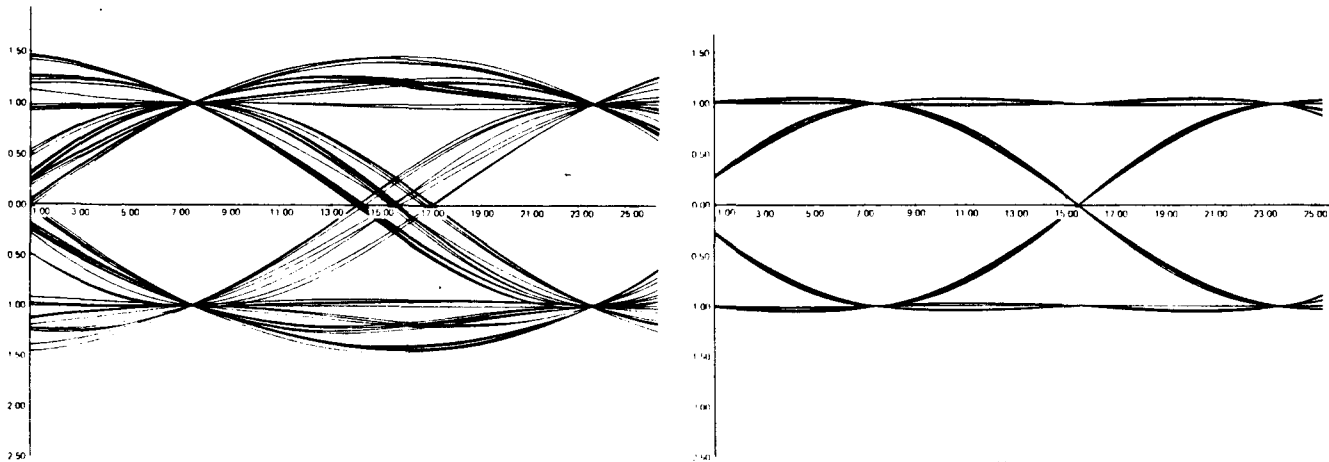


fig. 3.12: Invloed van α op het oogpatroon (lit. 6):

a) $\alpha = 0,5$

b) $\alpha = 1$

Het klokterugwinningscircuit gebruikt een "differentieer- en gelijkricht"-circuit (lit. 22) dat de pulsen levert waarmee (met behulp van een PLL) de systeemklok gesynchroniseerd wordt (fig. 3.13). De PLL heeft een vanggebied dat groot genoeg is om instabiliteiten in de modulator- en demodulatorklok te kunnen verwerken; er worden geen speciale vangcircuits gebruikt.

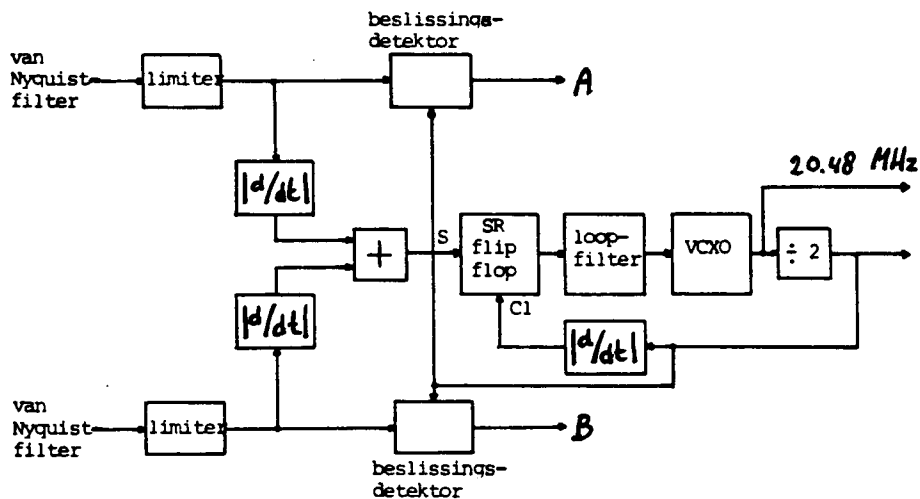


fig. 3.13: Klokterugwinningscircuit.

3.2.3 Rastersynchronisatie .

Het rastersynchronisatie-circuit zoekt met behulp van een correlator naar het 11-bit Barkercodewoord (FAW): $A = 11100010010$, $B = 00011101101$ (inverse van B, fig. 2.7) en bepaalt dan het meest waarschijnlijke moment waarop de rasters beginnen.

Het circuit kan zich in een aantal toestanden bevinden (lit. 10):

- 1) "lock mode"
- 2) "search mode"
- 3) "check mode"

In deze toestanden is het circuit al dan niet gesynchroniseerd (fig. 3.14)

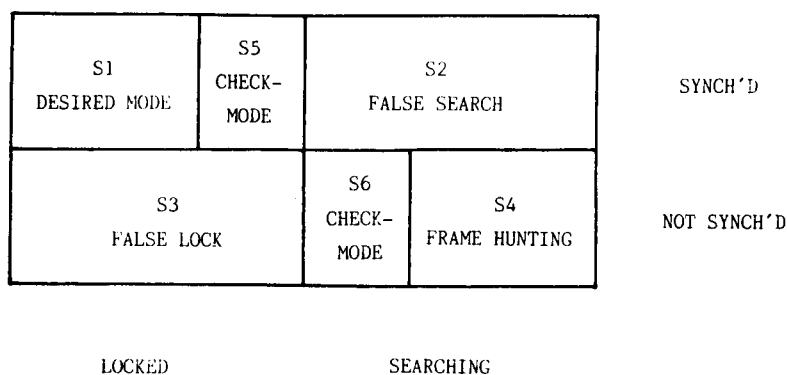


fig. 3.14: Diagram van de diverse toestanden van het rastersynchronisatie-circuit.

De "check mode" is toegevoegd om te voorkomen dat het circuit onterecht gaat zoeken als door bitfouten een incorrect FAW wordt ontvangen terwijl het toch gesynchroniseerd is ("false search") en verder om te voorkomen dat een toevallige imitatie door databits voor het echte FAW wordt aangezien ("false lock"). Als beveiliging bij bitslip is het mogelijk om de correlator door een tijdsvenster ter breedte van meer dan één bittijd (met een herhalingstijd gelijk aan de rasterduur) naar de correlatiepiek te laten "kijken".

Als correlator doen een schuifregister (seriëel in; parallel uit) en een snelle PROM (82HS185 A, 2k-bit x 4) dienst. Het bepalen van de mate van correlatie is niets anders dan het tellen van het aantal bitplaatsen waarin het FAW en 11 opeenvolgende bits met elkaar overeenkomen; de PROM voert deze bewerking uit volgens tabel 3.3.

Van de correlatortabel worden alleen de 2 MSB's gebruikt om te bepalen of men met het FAW van kanaal A of B te doen heeft (positieve of negatieve correlatie) en of er zich minder dan 2 foutieve bits in het ontvangen woord bevinden.

Eigenlijk is dus slechts een 2k x 2 PROM nodig.

n	correlator- resultaat	aantal mogelijke woorden	correlatie
11	0101	1	+5
10	0100	11	+4
9	0011	55	+3
8	0010	.	+2
7	0001	.	+1
6	0000		0
5	1000	$\binom{11}{n}$	0
4	1001	.	-1
3	1010	.	-2
2	1011	55	-3
1	1100	11	-4
0	1101	1	-5

Tabel 3.3: Correlator-resultaat afhankelijk van het aantal overeenkomende bits in het ingeklokte woord en het rastersynchronisatiewoord.

Het circuit komt vanuit de gewenste toestand S1 in de zoektoestand S2 wanneer i achtereenvolgende FAW's meer dan e foute bits bevatten en het dus aannemelijk is dat het ontvangen woord geen FAW is. De gemiddelde tijd $T_{\delta}(i)$ tussen deze gebeurtenissen bij een BER = 10^{-3} is als volgt te berekenen. (tabel 3.4)

$$\delta(e) = \sum_{j=e+1}^n \binom{11}{j} \cdot P_e^j \cdot (1-P_e)^{n-j} \approx n! \cdot P_e^{e+1} / ((e+1)! \cdot (n-e-1)!) \quad (3.12)$$

met: $P_e \ll 0,1$
 $n = 11$

$$T_{\delta}(i) = i \cdot T_f / \delta^i(e) \quad (3.13)$$

met: $T_f = \text{frametijd} = 1/32 \cdot 10^3 \text{ s.}$

$\delta(e) = \text{kans op meer dan } e \text{ fouten in een } n\text{-bit FAW}$
 bij een $\text{BER} = P_e$

$T_{\delta}(i)$ moet veel groter zijn dan de tijd tussen "klik" storingen in het geluid; bij een $\text{BER} = 10^{-3}$ geldt dan:

$$T_{\delta}(i) \gg 5,63 \text{ dagen} = 4,9 \cdot 10^5 \text{ s.} \quad (3.14)$$

e	$\delta(e)$	$T_{\delta}(i) \text{ {s}}$			
		i=1	i=2	i=3	i=4
0	$1,1 \cdot 10^{-2}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$	$6,3 \cdot 10^1$	$9,5 \cdot 10^4$	$\frac{1,3 \cdot 10^8}{4,1 \cdot 10^{13}}$
1	$5,5 \cdot 10^{-5}$	$5,7 \cdot 10^{-1}$	$2,1 \cdot 10^4$	$\frac{1,7 \cdot 10^9}{2,1 \cdot 10^{15}}$	$4,1 \cdot 10^{13}$
2	$1,7 \cdot 10^{-7}$	$1,9 \cdot 10^2$	$\frac{2,3 \cdot 10^9}{\dots}$	$2,1 \cdot 10^{15}$...
3	$1,3 \cdot 10^{-10}$	$9,5 \cdot 10^4$

tabel 3.4: Gemiddelde tijd $T_{\delta}(i)$ tussen het verliezen van rastersynchronisatie bij i-maal testen.

We kunnen nu het aantal testen i uitwisselen tegen het aantal toegestane bitfouten e in het FAW; een gunstige mogelijkheid is: $e = 1$ en $i = 3$ (vergelijk tabel 3.3). Eenzelfde strategie kan opgezet worden voor de datastroom van S-bits.

3.2.4. De descrambler.

"Scrambling" bestaat hieruit, dat bij elk verzonden databit modulo-2 een bit uit een PRBS wordt opgeteld; de descrambler doet in dit binaire geval precies hetzelfde.

Een PRBS kan gegenereerd worden met behulp van een teruggekoppeld m-bits schuifregister; identiek voor scrambler en descrambler.

Het maximale aantal verschillende registerinhouden van een m-bits register is:

$$L_m = 2^m - 1 \quad (3.15)$$

Een registerinhoud van enkel nullen wordt uitgesloten, omdat deze toestand niet verandert bij het cyclisch rondschiiven van het register. Na L maal schuiven ($L \leq L_m$) herhaalt de reeks zichzelf; wanneer geldt: $L=L_m$ heet de reeks een "maximum lengte reeks". Een maximum-lengte reeks met een 4-bits schuifregister kan gemaakt worden door de inhoud van het 0^e en het 1^e register modulo-2 op te tellen en terug te koppelen naar de ingang (fig. 3.15). Tabel 3.5 geeft de achtereenvolgende registerinhouden wanneer het register start met de inhoud {1,1,1,1}.

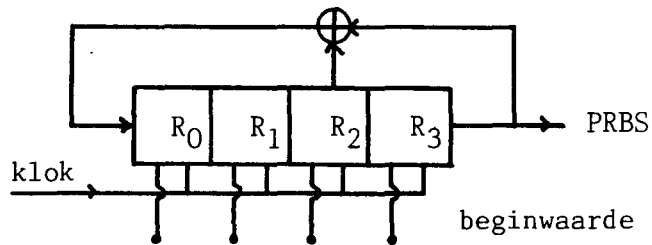


fig. 3.15: PRBS-generator met 4-bits schuifregister.

t	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
R ₃	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
R ₂	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
R ₁	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1
R ₀	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1

Tabel 3.5: Achtereenvolgende registerinhouden gedurende een cyclus.

De inhoud van elk afzonderlijk register R_3 , R_2 , R_1 , R_0 levert de zelfde PRBS, echter verschoven over één, twee of drie kloktijden, evenals de modulo-2 som van twee registers: $R_0 + R_3$ geeft een over 8 kloktijden verschoven PRBS.

Voor deze ontvanger is een PRBS-generator nodig met een herhalingslengte van $L > 320 - 12 = 308$, hetgeen gerealiseerd kan worden met een 9-bits schuifregister met terugkoppeling met de modulo-2 som van R_0 en R_4 (fig. 3.16).

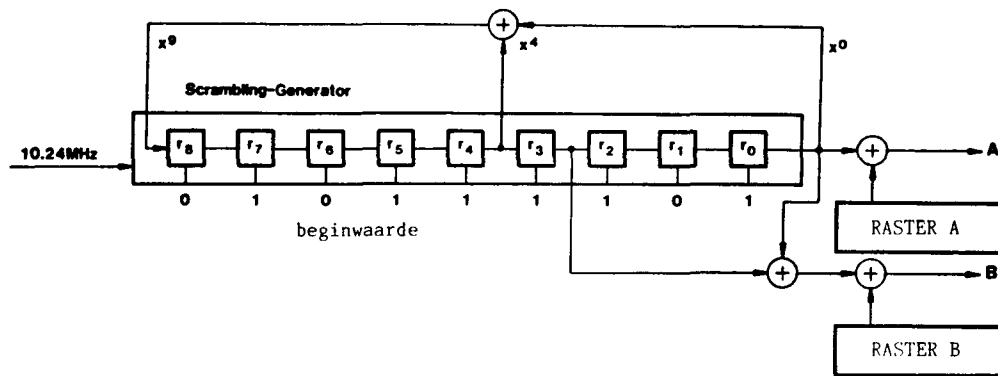


fig. 3.16: PRBS-generator met $L=L_m = 512-1$ (lit 8).

De beginwaarde 0,1,0,1,1,1,1,0,1 wordt zodanig gekozen dat de nu volgende reeks van 308 bits zo weinig mogelijk correlatie vertoont met het 11-bits FAW.

De reeks start op het 13^e bit van het frame, na het FAW en het S-bit.

3.2.5. De BCH-decoder.

Als BCH-decoder wordt een gemodificeerde Meggitt-decoder gebruikt (Appendix A); de modificatie bestaat hieruit, dat de syndroomvormer opgesplitst is in twee deel-syndroomvormers die gebaseerd zijn op de twee deelsyndromen $g_1(x)$ en $g_2(x)$ waarvoor geldt (Appendix A, blz. A-11):

$$g(x) = g_1(x) \cdot g_2(x)$$

$$g(x) = x^{19} + x^{15} + x^{10} + x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + 1 = \quad (3.16)$$

$$= (x^{12} + x^{10} + x^8 + x^5 + x^4 + x^3 + 1) \cdot (x^7 + x^5 + x^3 + 1) \quad (3.17)$$

Dat het generator-polynoom $g(x)$ te splitsen is in twee deelpolynomen $g_1(x)$ en $g_2(x)$ is ook te verifiëren door de binaire representatie van $g(x)$:

{10001000011101010001}

te delen door die van $g_2(x)$:

{10101001},

hetgeen de representatie van $g_1(x)$ oplevert:

{1010100111001}.

De eerste deelsyndroomvormer werkt volgens $g_1(x)$ (fig. 3.17). Het benodigde teruggekoppelde schuifregister (fig. 3.18) heeft een herhalingslengte $L=63$ en kan dus ook 63 verschillende syndromen (registerinhouden) leveren aan de patroonherkenner ($4 \text{ k} \times 1$ PROM), die overeen komen met de volgende foutpatronen:

1. 1 bitfout :fout in de laatste positie van het code-woord
2. 2 bitfouten:fout in de laatste positie en een fout in een willekeurige andere positie.

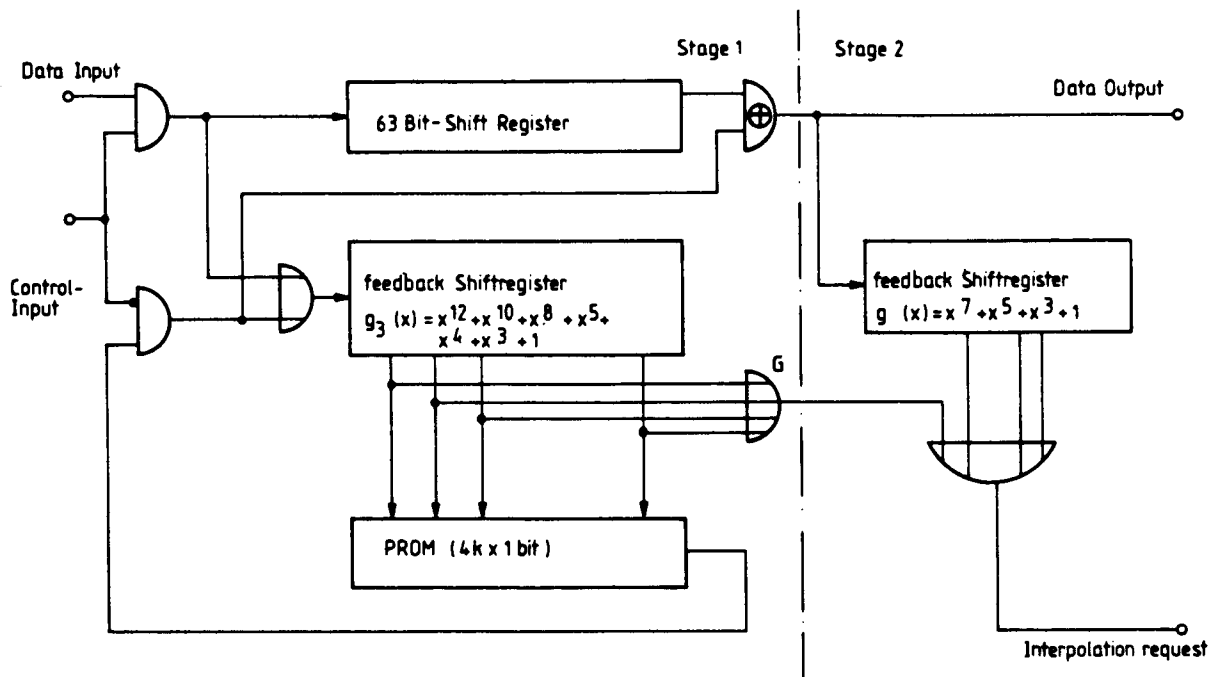


fig. 3.17: De BCH-decoder voor de (63,44)-BCH-code (lit 3).

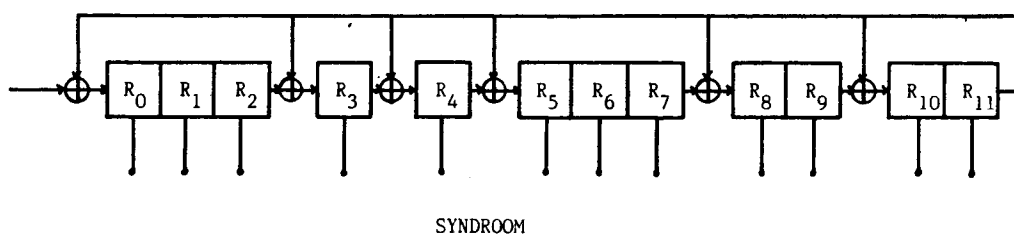


fig. 3.18: De syndroomvormer.

De parity-check matrix H van deze code en deze syndromen zijn uitgerekend in Appendix B.

De decoderwerking is als volgt:

Fase 1: Het 63-bits codewoord wordt ingeklokt in het tussenregister (een 63-bits schuifregister) en tegelijkertijd wordt het bijbehorende syndroom in de syndroomvormer

gevormd.

Fase 2: Het 63-bits codewoord wordt uitgeklokt uit het tussenregister waarbij tegelijkertijd eventuele bitfouten worden gecorrigeerd (maximaal twee per 63-bits codewoord) en een tweede syndroom wordt gevormd volgens $g_2(x)$.

Wanneer de beide syndromen nu nul zijn, is het uitgeklokte codewoord foutloos.

Is dit niet het geval, dan wordt het codewoord niet gebruikt, maar worden door interpolatie twee nieuwe samples gevormd (voor één stereokanaal).

De interpolator berekent de gemiddelde waarde van het aan het foute monster voorafgaande en het volgende monster door optellen van de 11-bits MSB-gedeelten en vervolgens door twee delen.

Tenslotte worden aan het zodoende verkregen 11-bits woord de 3 LSB's toegevoegd, die zonder verdere bewerking uit het raster worden gehaald. Afhankelijk van de schaalfactor worden bits tussen-gevoegd na het MSB, waarna A/D-conversie volgt.

HOOFDSTUK 4

RESULTATEN EN CONCLUSIES

Dit hoofdstuk beschrijft de toegepaste meetopstelling en geeft de resultaten van metingen aan een differentieel-coherente en aan een coherente QPSK-demodulator.

Tenslotte volgen enkele conclusies en aanbevelingen.

4.1. De meetopstelling en -resultaten.

In de meetopstelling van fig. 4.1 werden de BER-krommen van de demodulatoren gemeten.

De datagenerator levert het kloksignaal van 20,48 MHz en een PRBS ($n = 23$; $f_b = 20,48$ Mb/s) aan de QPSK-modulator.

De modulator levert een zo goed als ongefilterd QPSK-signaal met een draaggolffrekwentie van 118 MHz.

Bij dit QPSK-signaal kan ruis toegevoegd worden, zodanig dat aan de demodulatoringang de (E_b/N_o) -verhouding gevarieerd kan worden tussen 4 dB en 14 dB.

De (E_b/N_o) -verhouding bepaalt men door de (C/N) -verhouding na het meetfilter ($B_N = 28,6$ MHz) te meten en om te rekenen volgens:

$$(E_b/N_o) = (C/N) \cdot (B_N/f_b) = (C/N) \cdot 1,4 \quad (4.1 \text{ a})$$

$$\text{in dB} : (E_b/N_o)_{\text{dB}} = (C/N)_{\text{dB}} + 1,45 \text{ dB.} \quad (4.1 \text{ b})$$

De (C/N) -verhouding wordt gemeten bij een ongemoduleerde draaggolf (neem het gemiddelde van de vermogens bij de vier verschillende fasestanden).

Dit vermogen is 0,5 dB hoger dan het vermogen van de gemoduleerde en gefilterde draaggolf die de demodulator aangeboden krijgt.

Uitgaan van het gemoduleerde draaggolfvermogen zou een 0,5 dB gunstigere BER-kromme opleveren, maar in dat geval zou het vermogensverlies in de afgefilterde zijlobben van het QPSK-spectrum niet worden verdisconteerd.

De BER-meter telt het aantal bitfouten in een meetcyclus van 10^6 , 10^8 of 10^{10} bits lang en berekent de foutenkans P_e .

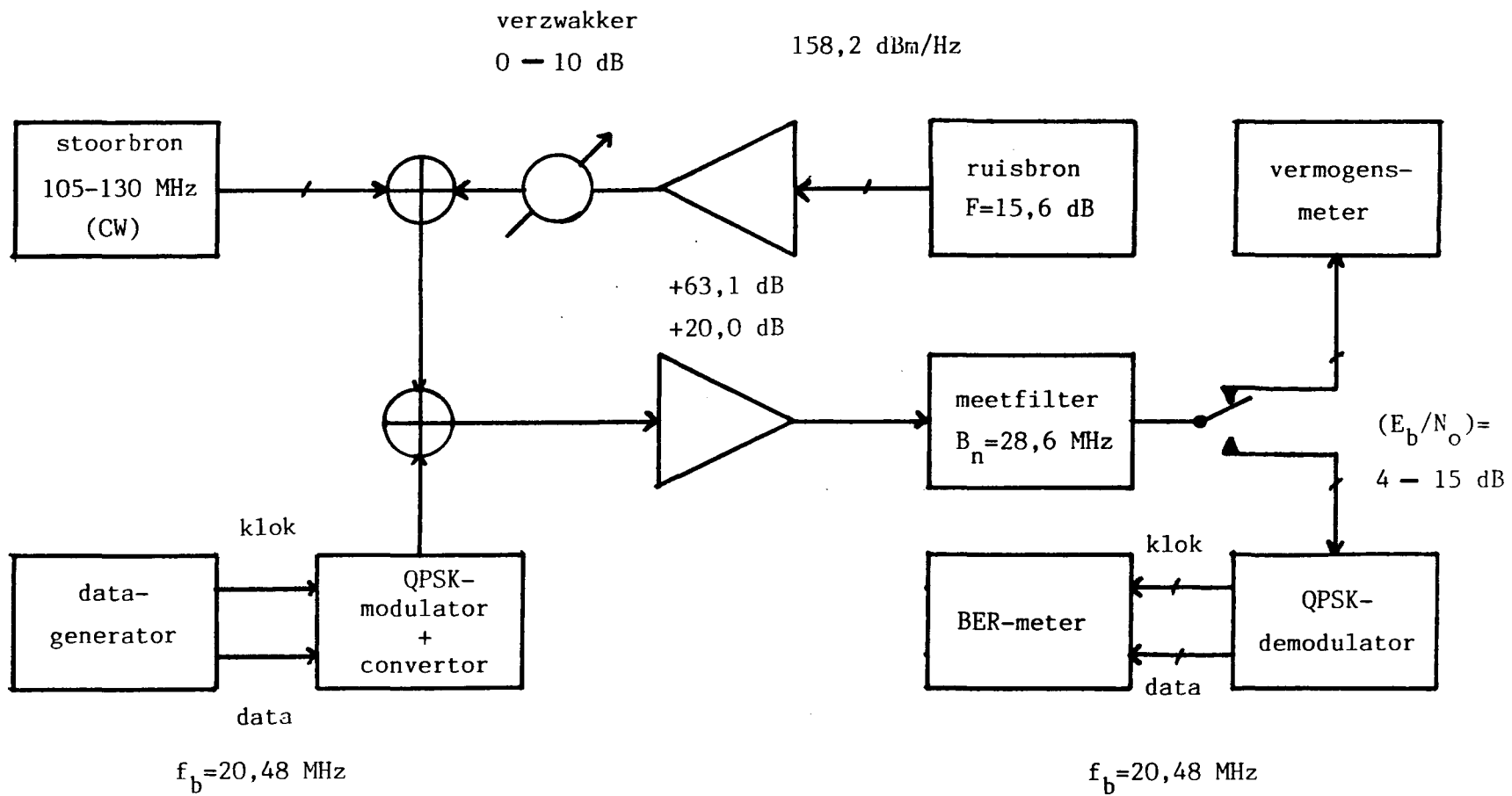


fig. 4.1: De meetopstelling.

Tevens kan een ongemoduleerde draaggolf worden toegevoegd met een frekwentie tussen 105 MHz en 130 MHz om de BER als functie van de signaal-stoorverhouding te kunnen meten.

De QPSK-modulator is een professioneel apparaat, ontwikkeld voor een bitsnelheid van 34 Mbit/s en een middenfrekwentie van 70 MHz (lit. 29). Omdat de totale Nyquistfiltering in de demodulator geschiedt, moest enkel een conversie van het PSK-signaal plaatsvinden van 70 MHz naar 118 MHz om een voor deze opstelling bruikbare modulator op te leveren.

Van de bijbehorende coherente demodulator (lit. 29, 30) werd de draaggolfterugwinning (met een Costas-lus) gemodificeerd van 70 MHz naar 118 MHz en werd het Nyquist-filter vervangen door een 2^e orde Butterworth-filter ($B_{-3dB} = 5,6$ dB) zonder groepslooptijd-egalisatie.

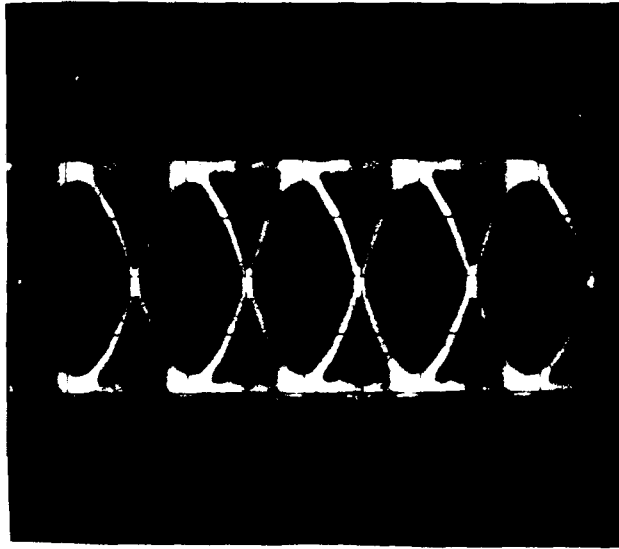
De differentieel-coherente demodulator met vertrageningslijn werd gedimensioneerd volgens hoofdstuk 3.

Een eerste beoordeling van de kwaliteit van een transmissiesysteem kan gebeuren aan de hand van het oogpatroon (fig. 4.2).

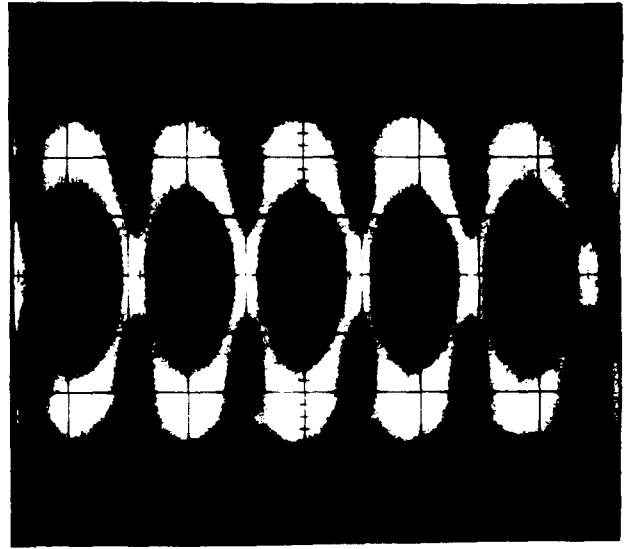
Bij vergelijking van fig.4.2 b en fig. 4.2 d blijkt dat het gebruik van een ruisend referentiesignaal in de differentieel-coherente demodulator bij dezelfde (C/N)-verhouding meer ruis in het oogpatroon veroorzaakt en dus een hogere bitfoutenkans veroorzaakt.

Bij vergelijking met de meetwaarden van de originele modulator en demodulator (lit. 29) blijken de eigenschappen nauwelijks beïnvloed te zijn door de modificaties.

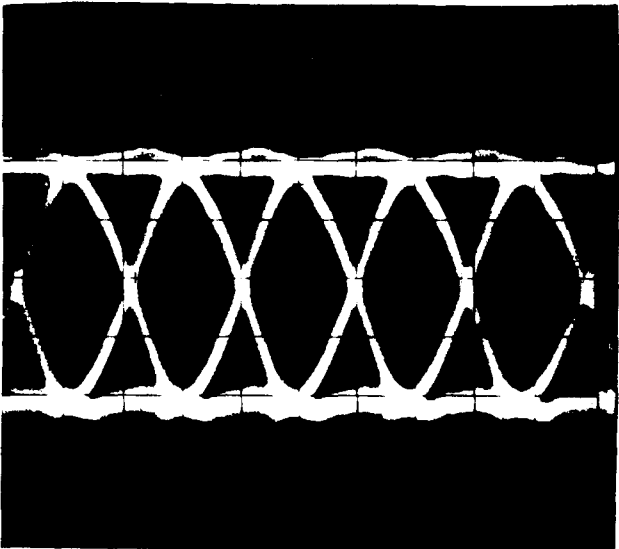
De degradatie ten opzichte van de ideale DEQPSK-kromme bedraagt 1,2 dB bij een $BER=10^{-3}$ (lit. 29: 1,2 dB).



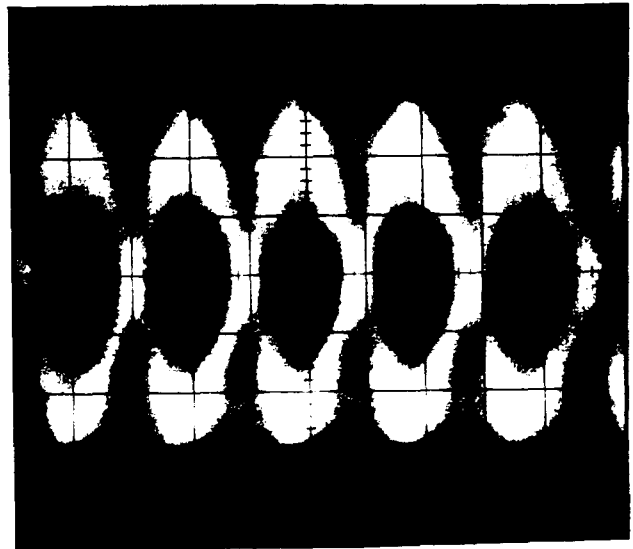
a



b



c



d

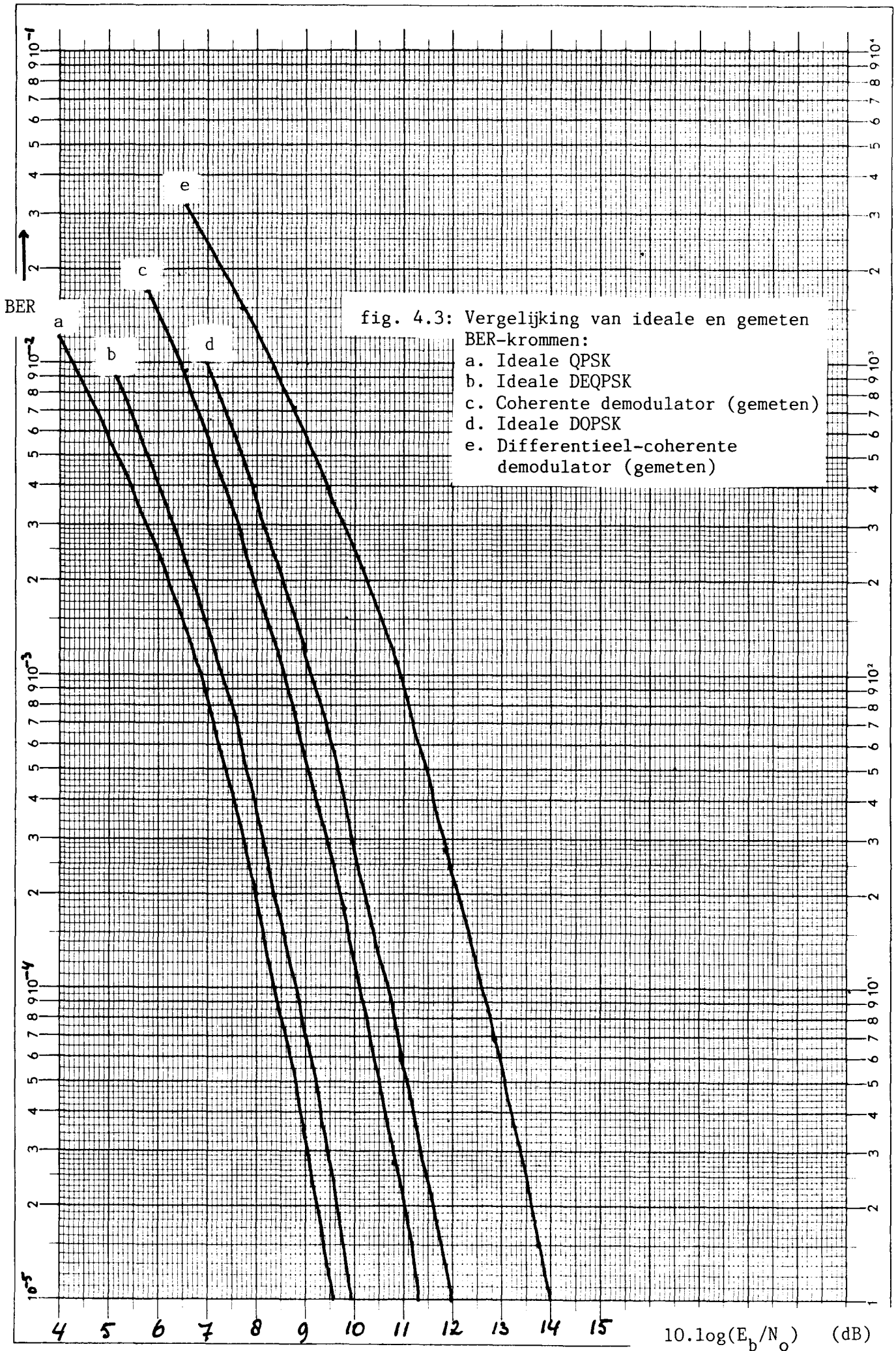
fig. 4.2: De oogpatronen:

a) coherente demodulator (geen ruis toegevoegd)

b) idem; $E_b/N_0 = 10$ dB

c) differentieel-coherente demodulator
(geen ruis toegevoegd)

d) idem; $E_b/N_0 = 10$ dB



De degradatie van de differentieel-coherente demodulator bedraagt 1,8 dB (BER= 10^{-3}).

Het verschil met de coherente demodulator bedraagt 2,4 dB (BER= 10^{-3}).

4.2. Invloed van de vertragingstijd op de degradatie

Om een indicatie te verkrijgen omtrent de nauwkeurigheid waarmee de vertragingstijd in de differentieel-coherente demodulator vervaardigd dient te worden, is het verband onderzocht tussen de toename van de ontvangerdegradatie en de afwijking van de vertragingstijd van de ideale waarde (fig. 4.4).

De vertragingstijd wordt in stappen van een zodanige grootte gevarieerd, dat de fase (die immers ook beïnvloed wordt) in stappen van 90° gevarieerd wordt.

Op een draaggolffrequentie van 118 MHz komt 90° overeen met een tijd van 2,1 ns.

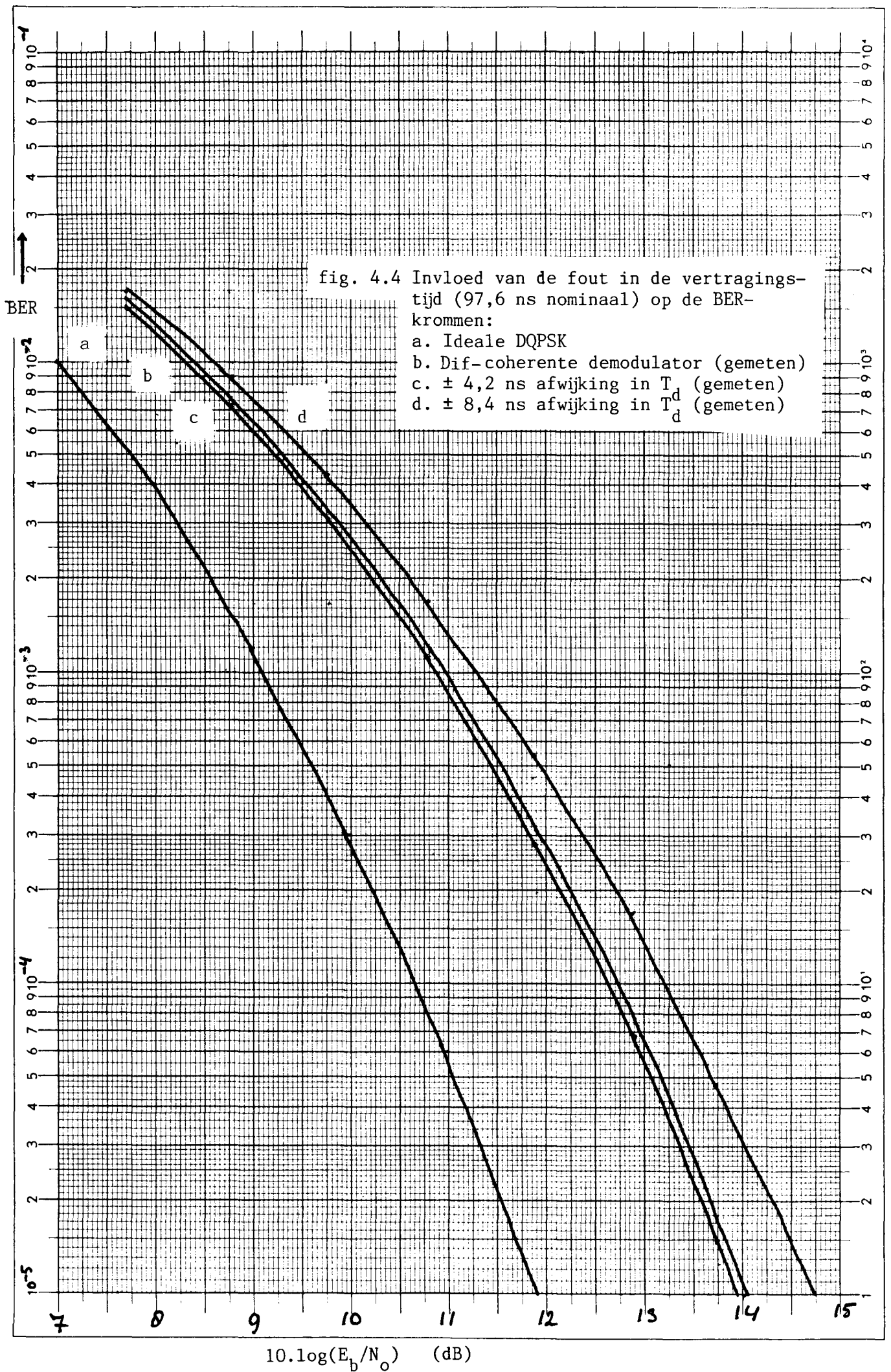
De bitstromen kunnen hierdoor geïnverteerd en/of verwisseld worden, hetgeen in het digitale deel van de ontvanger gemakkelijk weer ongedaan kan worden gemaakt.

Uit fig. 4.4 blijkt, dat een afwijking ten opzichte van de nominale waarde van 97,6 ns van +4,2 ns of -4,2 ns een extra degradatie veroorzaakt van 0,1 dB; de degradatie veroorzaakt door een afwijking van +2,1 ns of -2,1 ns was zelfs nauwelijks meetbaar.

Een afwijking van +8,2 ns of -8,2 ns geeft een toename van de degradatie van 0,4 dB bij een BER= 10^{-3} .

Kritischer dan de vertragingstijd zelf, is het faseverschil waarmee het ontvangen signaal en het vertraagde signaal bij de vermenigvuldiger aankomen.

Enkel ter illustratie: in het geval van coherente detectie van QPSK is het verband tussen de fasefout in de referentiedraaggolf en de foutenkans gegeven door (lit. 10):



$$P_e(\text{QPSK}) = \frac{1}{2} \cdot [Q\{\sqrt{(2E_b/N_o)} \cdot (\cos \theta_e + \sin \theta_e)\} + Q\{\sqrt{(2E_b/N_o)} \cdot (\cos \theta_e - \sin \theta_e)\}] \quad (4.2)$$

Het verband tussen de statische fasefout θ_e en de veroorzaakte extra degradatie is weergegeven in fig. 4.5.

Bij $\theta_e = 45^\circ$ blijkt de informatie in één bitstroom geheel verloren te gaan, terwijl de (E_b/N_o) -verhouding in de andere bitstroom met 3 dB verhoogd wordt.

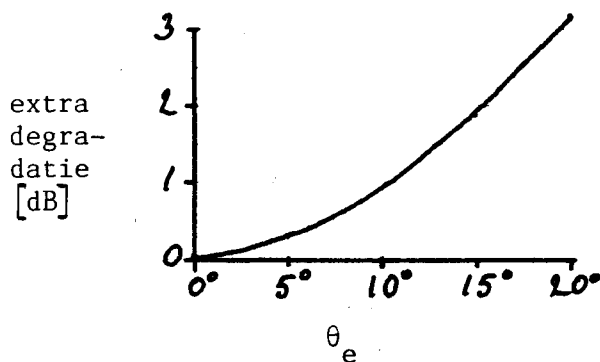


fig. 4.5: Theoretisch verband tussen de extra degradatie en de statische fout in de fase van de referentiedraaggolf. De fasefout kan ook als een fout in de vertragingstijd worden opgevat: $f_o = 118$ MHz.

Wanneer men een extra degradatie van 0,3 dB toelaat moet de fase nauwkeurig zijn binnen 5° .

Het verband tussen de fasefout en de extra degradatie in het geval van de differentiële demodulatie met een vertraginglijn moet echter nog onderzocht worden.

4.3. Invloed van de Nyquistfiltering op de degradatie.

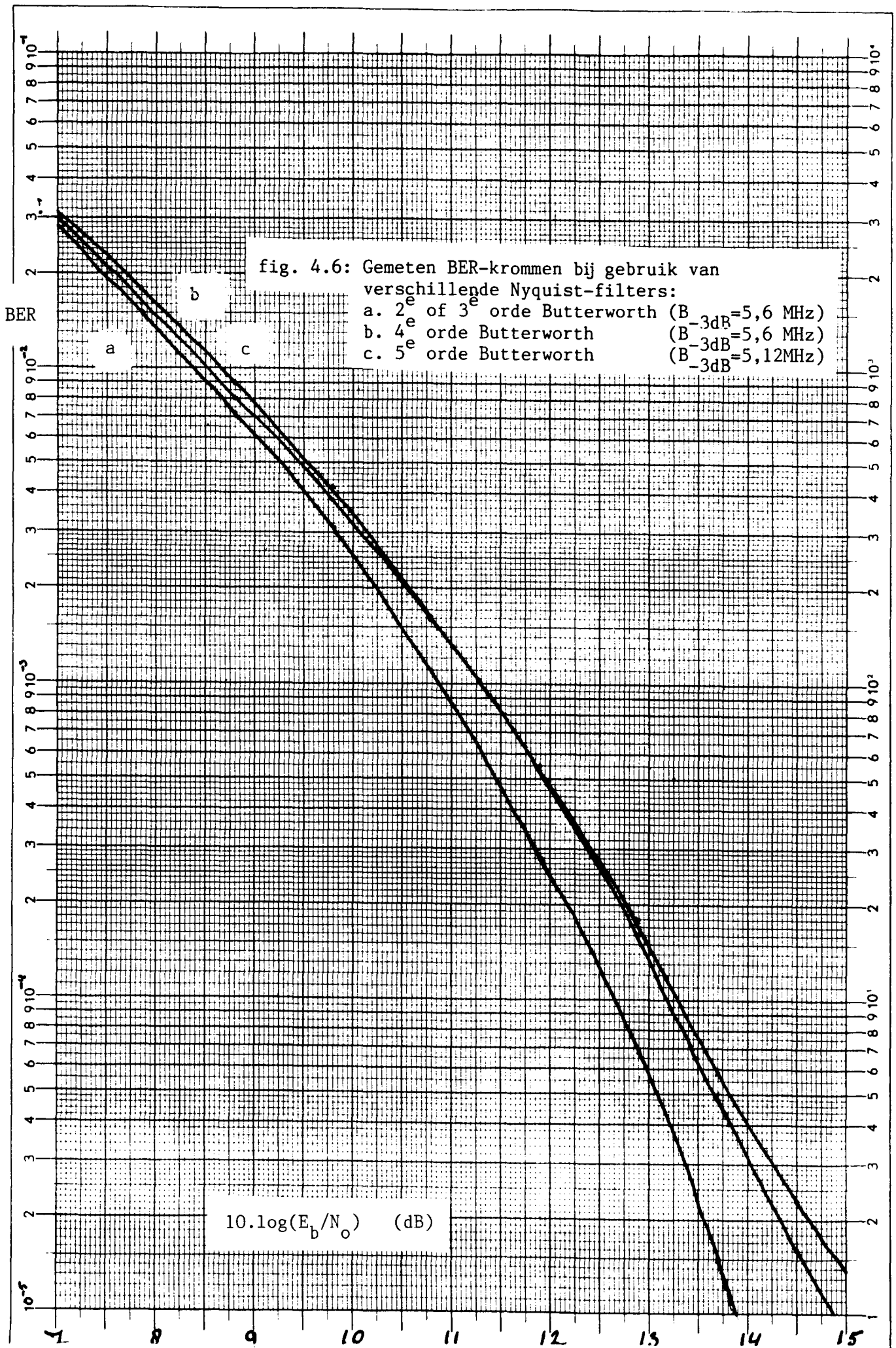
De ideale Nyquistfilterkromme (blz 3.12) kan in de praktijk helaas enkel benaderd worden.

De nauwkeurigheid van deze benadering bepaalt de door de Nyquist-filtering veroorzaakte degradatie ten opzichte van het denkbeeldige geval met ideale filtering.

Een 4-tal filters is onderzocht (fig. 4.6):

1. 2^e orde Butterworthfilter ; $B_{-3dB} = 0,55/T_b = 5,6$ MHz (lit 14)
2. 3^e orde Butterworthfilter ; $B_{-3dB} = 0,55/T_b = 5,6$ MHz (lit 14)
3. 4^e orde Butterworthfilter ; $B_{-3dB} = 0,55/T_b = 5,6$ MHz (lit 14)
4. 5^e orde Butterworthfilter ; $B_{-3dB} = 5,12$ MHz , met groepslooptijd egalisatie), als benadering van het "cosine roll-off"-filter met $\alpha = 0,5$ (lit 3).

Overeenkomstig de literatuur (lit 14) blijken de twee eenvoudigste filters de beste resultaten op te leveren. Oorzaken hiervan kunnen zijn : de toename van de verliezen en van de afwijking in de groepslooptijd van hogere orde filters in het gebied van de hoogste frekventies in de doorlaatband.



4.4. Onderlinge beïnvloeding van het QPSK-systeem en FM-radio-omroep in één kabelsysteem

Onderzoek naar de invloed van een stoorsignaal op de degradatie is in dit geval zeer relevant, omdat men het QPSK-signaal over kabelnetten wil distribueren in het frequentiegebied van 111 MHz tot 125 MHz.

Naast dit QPSK-signaal worden tevens de T.V.-signalen en FM-radio-omroepsignalen over deze kabelnetten gedistribueerd.

Bij de meeste ontvangers voor de FM-omroep is de frequentie van de meng-oscillator 10,7 MHz hoger dan het te ontvangen FM-signaal.

De FM-band bevindt zich tussen 87,5 MHz en 108 MHz en dus varieert de frequentie van de oscillator tussen 98,2 MHz en 118,7 MHz, dat wil zeggen, ook door de helft van het voor het QPSK-signaal gereserveerde frequentiegebied.

Dit kan storing veroorzaken omdat het oscillatorsignaal onbedoeld via de mixer en de hoogfrequenttrap van de FM-ontvanger in het kabelnet terecht komt. Verder bevindt zich het gebied van de spiegel-frequenties van deze FM-ontvangers zich tussen 108,9 MHz en 129,4 MHz. Het zich in dit gebied bevindende QPSK-signaal zal het ruisniveau in de FM-ontvanger doen toenemen.

Onderzocht is, welke signaal-stoor verhouding (C/S) aan de demodulator toelaatbaar is om nog een bepaalde BER te kunnen halen (fig. 4.7), afhankelijk van de frequentie van het stoorsignaal.

Deze metingen zijn verricht zonder toevoeging van ruis (fig. 4.7.a) en bij een $(E_b/N_o) = 14,7$ dB, zoals verwacht in het WARC-kanaal (figuur 4.7.b,c,d).

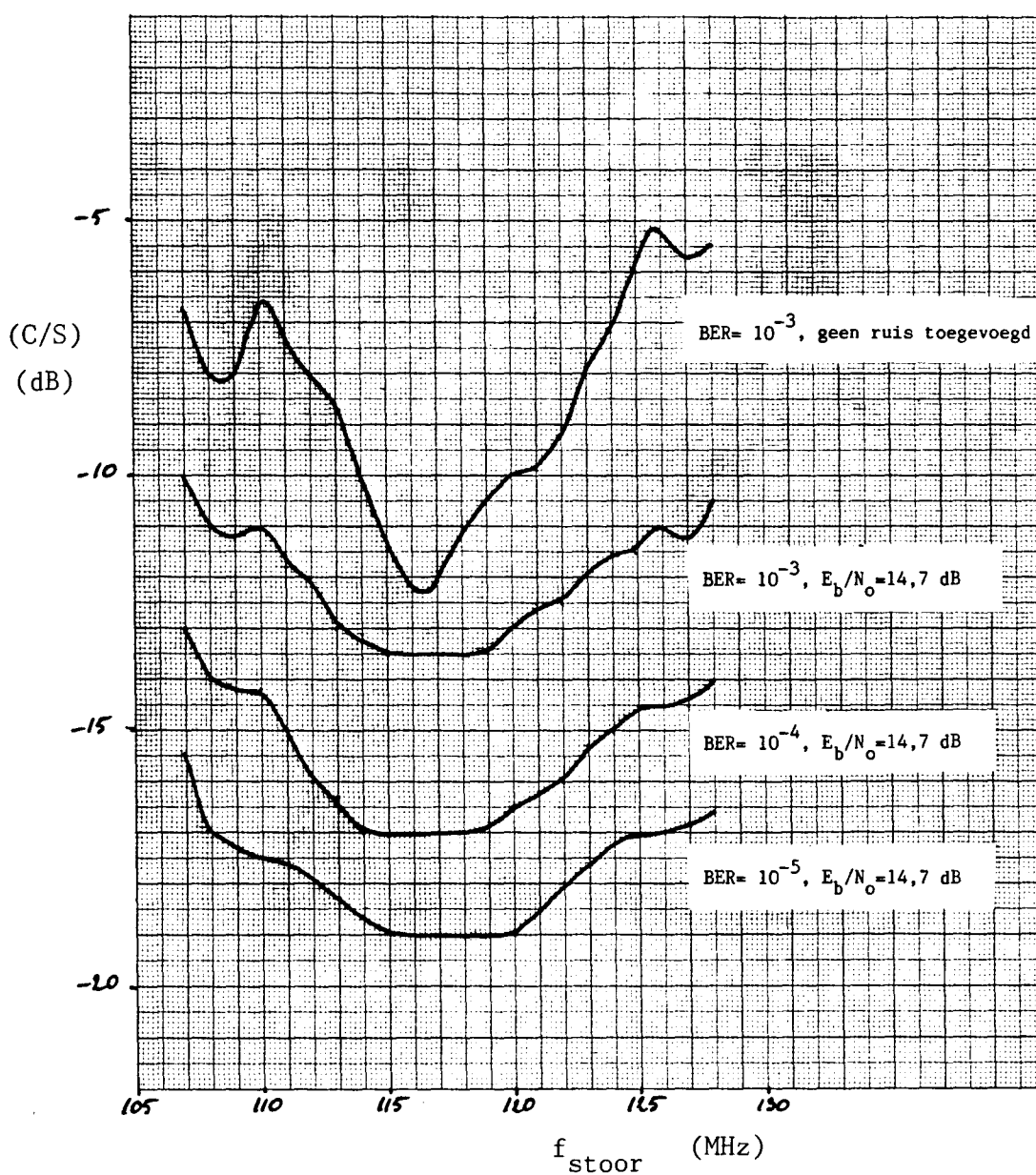


fig. 4.7: Toelaatbaar niveau van een stoorsignaal S bij een bepaalde BER en (E_b/N_0) (differentieel-coherente demodulator).

4.5 Conclusies en aanbevelingen.

4.5.1 Resultaten en conclusies.

Als onderdeel van het afstudeerwerk bij het APL van de HIG-Audio van de Nederlandse Philips bedrijven is een differentieel-coherente QPSK-demodulator voor een bitsnelheid van 20,48 Mb/s en een middenfrequentie van 118 MHz ontwikkeld, bedoeld voor een ontvanger voor digitale radio-omroep. Een vergelijking met de coherente demodulatiemethode kon getrokken worden door metingen te verrichten aan een naar deze bitsnelheid en middenfrequentie omgebouwde professionele coherente demodulator (met Costas-lus draaggolfsterugwinning). Oorspronkelijk was deze demodulator bedoeld voor een bitsnelheid van 34 Mb/s en een middenfrequentie van 70 MHz. Verder is de middenfrequentieversterker, die in de ontvanger aan de QPSK-demodulator voorafgaat, ontwikkeld.

De differentieel-coherente demodulator, die met relatief goedkope onderdelen gerealiseerd is, blijkt een degradatie van 1,8 dB te vertonen. Dit is gemeten bij een BER = 10^{-3} ; bij het meten van de (C/N)-verhouding, waaruit de (E_b/N_o) -verhouding kan worden afgeleid, is het vermogen van de ongemoduleerde draaggolf genomen.

De degradatie van de coherente demodulator blijkt niet veranderd te zijn door de modificaties en blijkt een BER = 10^{-3} te kunnen bereiken bij een 2,4 dB lagere (E_b/N_o) -verhouding.

Een tolerantie van 4% in de vertrageningslijn in de differentieel-coherente demodulator geeft een extra degradatie van maximaal 0,4 dB.

De sterke degradatie die veroorzaakt kan worden door een fout in het faseverschil tussen het vertraagde en het directe signaal maakt een fijnafstelling van dit faseverschil waarschijnlijk noodzakelijk.

De Nyquistfiltering kan (geheel aan de demodulatorzijde) met een 2^e orde Butterworthfilter geschieden, zonder groepslooptijd-egalisatie.

Een stabiele voedingsspanning is zeer belangrijk, in het bijzonder voor de beslissingsdetektoren.

Tenslotte blijkt de distributiefrekwentie van 118 MHz geen goede keuze te zijn, wegens de te verwachten onderlinge storing tussen de op het kabelnet aangesloten ontvangers voor FM-omroep en het digitale omroepsysteem.

4.5.2 Aanbevelingen voor de verdere ontwikkeling van de ontvanger

Onderzocht moet nog worden, wat het preciese verband is tussen de fout in het faseverschil tussen het directe en het vertraagde signaal, en de hierdoor veroorzaakte toename van de degradatie.

Beter is, om te demoduleren op de standaard middenfrequentie van 70 MHz en de ontvanger te voorzien van een afstembare frequentie-omzetter, zodat de distributiefrequentie afhankelijk van de plaatselijke omstandigheden gekozen kan worden.

Een afstembare ontvanger zal zeker noodzakelijk zijn, wanneer er meerdere digitale omroepsignalen over hetzelfde kabelnet gedistribueerd worden. Tevens biedt de standaard middenfrequentie van 70 MHz voordelen bij het ontwerpen en produceren van de ontvanger.

De verdragingslijn (en het middenfrequentfilter) zullen in SAW-techniek gerealiseerd moeten worden, in het geval van produktie van de ontvanger in grote aantallen.

De tijdrovende en dus kostenverhogende afregeling van deze gedeelten kan dan grotendeels vervallen. Realisatie op glas-epoxy printplaat is eveneens het overwegen waard.

Een interessant punt voor verder onderzoek is de gevoeligheid van de coherente demodulator, in het bijzonder de draaggolfterugwinning, voor storende draaggolven.

Deze gevoeligheid is waarschijnlijk groter dan die van de differentieel-coherente demodulator.

LITERATUUROPGAVE

1. A.B. Carlson,
Communication - systems, second edition,
Tokyo : Mc Graw-Hill Kogakusha, 1975.
2. G. Plenge, H. Jakubowski, P. Schöne,
"Which bandwidth is necessary for optimal sound transmission?",
Journal of the audio engineering society, vol. 28, No 3, pp. 114-119,
maart 1980.
3. Div. auteurs,
Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten.
Brochure Bundesministerium für Forschung und Technologie
Heinemannstrasse 2, D.5300 Bonn 2
4. H. Hessenmüller,
"Gedanken zur digitalen Tonsignalübertragung in Nachrichtennetzen der
Zukunft",
Rundfunktechnische Mitteilungen, No 25, pp. 113-118, 1981.
5. J. Ölmann, H. Twietmeyer,
"Bitfehlerstörungen und deren überdeckung",
Rundfunktechnische Mitteilungen, No 28, pp. 23-27, 1984.
6. K. Feher,
Digital Communications,
Englewood Cliffs, USA : Prentice Hall, 1983.
7. J.J. Spilker jr.
Digital Communications by Satellite,
Englewood Cliff, USA : Prentice Hall, 1977.

8. H. Jakubowski,
Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten ;
Spezifikation des Übertragungsverfahrens im TV-sat.
München : Institut für Rundfunktechnik GmbH, 1984
9. W.C. Lindsey, M.K. Simon,
Telecommunication systems Engineering.
Englewood Cliffs, USA : Prentice Hall, 1973.
10. J.C. Arnbak,
"Digital Transmission Systems",
Collegediktaat T.H. Eindhoven, afd. EC, 1980
11. E.R. Cacciamani, C.J. Wolessa,
"Phase-ambiguity resolution in a 4-PSK communications system",
IEEE - trans. comm. techn., vol. com-19, No 6, pp. 1200-1210, dec. 1971
12. K. Feher,
Digital Communications (Microwave applications).
Englewood Cliffs, USA : Prentice Hall, 1981
13. S.A. Gronemeyer, A.L. McBride,
"MSK and Offset QPSK Modulation",
IEEE - trans. on Comm., vol. com-24, No 8, pp. 809-820, aug. 1976
14. M.C. Austin et al,
"QPSK, SQPSK and MSK, a comparative evaluation",
IEEE - trans. on Comm., vol. com-31, No 2, pp. 171-182, febr. 1983
15. D.H. Morais, K. Feher,
"The effects of filtering and limiting on the performance of QPSK,
Offset-QPSK and MSK-systems",
IEEE - trans. on Comm., vol. com-28, No 12, dec. 1980

16. R.T. Gallagher,
"Single GaAs - chip holds circuitry for T.V.-reception",
Electronics International, pp. 81,82, maart 1984
17. W. Kumm,
"Beiträge zum modernen Rundfunkempfang",
Rundfunktechnische Mitteilungen, No 27, pp. 287-291, 1983
18. G.L.P. van Eijck e.a.,
"Compact - Disc signals via satellite",
Philips rapport AR 17 - AP - 054
19. J.E. Meggitt,
"Error-correcting codes and their implementation for
datatransmissionsystems",
IRE trans. Inf. theory, pp. 234-244, oct. 1971
20. E.R. Berlekamp,
Algebraic Coding Theory.
New York : McGraw - Hill, 1968
21. G.J. Clark jr., J.B. Cain,
Error-correcting codes for digital communications.
New York : Plenum Press, 1981
22. J.Th. Nagelhout,
"Een 8.448 Mb/s QPSK - modem voor beeldtelefonie-experimenten
via communicatie satellieten",
Afstudeerverslag THE, febr. 1983
23. H. Stocker,
"Akustische Oberflächenwellen - Bauelemente",
Elektronik, No 18, pp. 87-93, sept. 1984
24. P.R. Geffe,
Simplified filter design.
London : Iliffe Books Ltd., 1964

25. C.Y. Ho,
"Design of lumped Quadrature Couplers",
Microwave Journal, pp. 67-70, sept. 1979

26. L. Foreman,
"Satellieten voor omroepdoeleinden",
Radio Bulletin, No 2, pp. 57-60, febr. 1984

27. K.S. Shanmugam,
Digital and Analog Communication Systems.
New York : John Wiley and Sons, 1979

28. V.K. Bhargava et. al.,
Digital Communications by Satellite; Modulation, Multiple
Acces and Coding.
New York : John Wiley and Sons, 1981

29. K. Everaarts, J. v.d. Poel, M.M.A.A.G. Verstraten, L.P.L. Zandstra,
"An experimental model of a 34 Mbit/s 70 MHz modem with four
phase modulation",
Lab. rapport Philips Telecommunicatie Industrie B.V.,
Huizen (N.H.) : VOR - PTI SR 2363 - 0 - 484, 27-11-1974

30. R.M. Barbieri,
"Application of the Costas's techniques for carrier regeneration
in a 34 Mbit/s, 70 MHz modem",
Lab. rapport Philips Telecommunicatie Industrie B.V.,
Huizen (N.H.) : VOR - PTI SR 2363 - 0 - 499, 22-8-1975

APPENDIX A

FOUTEN-CORRIGERENDE CODES

Een van de vele mogelijkheden om digitale data te coderen is gebruik te maken van blok-codes: de inkomende bitstroom met een datafrequentie R wordt verdeeld in blokken ter lengte k , waarna aan elk blok $n-k$ redundante bits worden toegevoegd volgens een nader te bepalen algoritme. Hieruit resulteert een (n,k) -blok-code (fig. A-1).

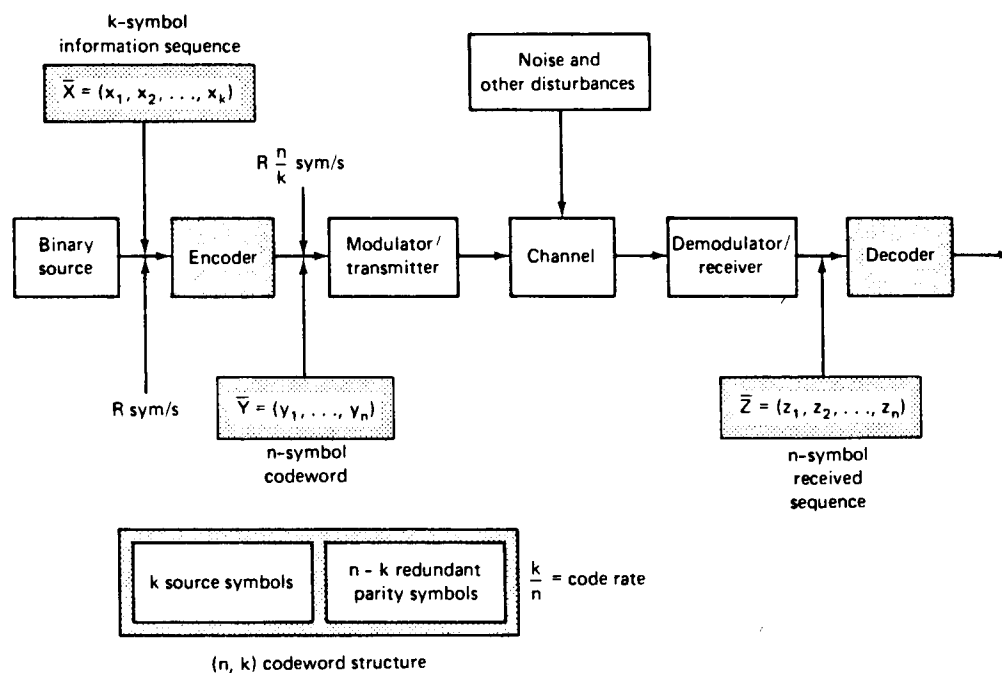


fig. A.1: Blokschema van het communicatie systeem (lit. 6)

De encoder zet het data-woord \bar{x}

$$\bar{x} = (x_1, x_2, \dots, x_k) \quad (\text{A.1})$$

om in het code-woord \bar{y}

$$\bar{y} = (y_1, y_2, \dots, y_n), \quad (\text{A.2})$$

waarna de decoder het ontvangen woord \bar{z}

$$\bar{z} = (z_1, z_2, \dots, z_n) \quad (\text{A.3})$$

aangeboden krijgt, dat behoudens transmissiefouten identiek aan \bar{y} is. De decoder kiest nu voor dat codewoord dat een Hamming afstand e of minder tot het ontvangen woord heeft ("Bounded distance decoding").

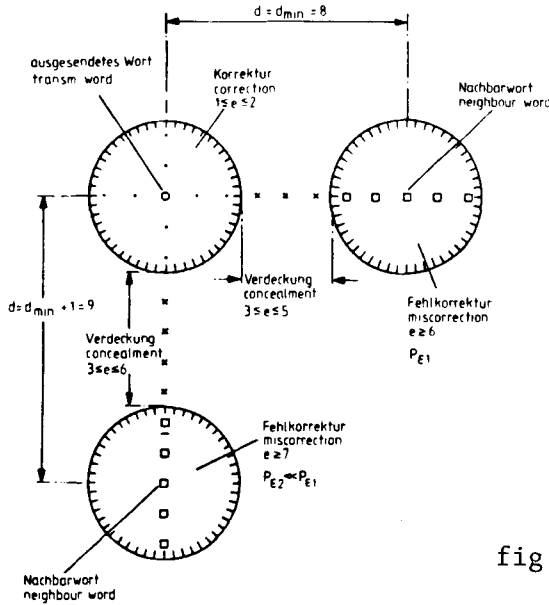


fig. A.2: "Bounded distance decoding".

Wanneer \bar{z} niet binnen een bepaalde cirkel rond een codewoord valt, volgt een foutmelding. De Hamming afstand tussen \bar{y} en \bar{z} is gedefinieerd als het aantal (binaire) "één"-en in de modulo-twee som (de modulo-twee som wordt element voor element genomen zonder carry, (exclusive-or)) van \bar{y} en \bar{z} .

Omdat de informatiebitfrequentie R gelijk moet blijven, zal de codebitfrequentie toenemen met een faktor n/k ; hierdoor neemt bij een constant zendervermogen de ontvangen energie per bit af. Een efficiënte code levert echter door zijn fouten-corrigerende capaciteiten toch een netto winst op. Voor een vergelijking bekijken we de woordfoutenkansen P_{weu} en P_{wec} in het ongecodeerde en gecodeerde geval, met synchrone demodulatie (Q -functie), en perfecte draaggolf terugwinning.

Ongecodeerd: P_{weu} is één minus de kans dat alle bits correct zijn overgebracht (q is de bit-foutenkans).

$$P_{weu} = 1 - (1 - q_u)^k \tag{A.4}$$

$$q_u = Q\{\sqrt{2 \cdot (E_b/N_o)}_u\} \tag{A.5}$$

Gecodeerd: een woordfout treedt op wanneer er meer dan e fouten gemaakt worden, waarbij e het maximale aantal fouten is, dat de code kan corrigeren.

$$P_{wec} = \sum_{i=e+1}^n \binom{n}{i} \cdot q_c^i \cdot (1-q_c)^{n-i} \tag{A.6}$$

$$q_c = Q\{\sqrt{2 \cdot (k/n) \cdot (E_b/N_o)}_u\} \tag{A.7}$$

De q_c -curve ligt $10 \cdot \log (n/k)$ dB boven de q_u -curve. Fig. A-2 illustreert hoe verschillende codes desondanks een netto winst opleveren in de bitfoutenkans.

Let wel: bij gebruik van krachtigere codes (langere woorden en hogere redundantie) gaat de BER -kromme steeds steiler verlopen en de grens tussen correcte werking en volledig uitvallen van het systeem wordt nu steeds abrupter; (tijdelijke) systeemdegradaties moeten in dit geval zeer goed in de hand gehouden worden.

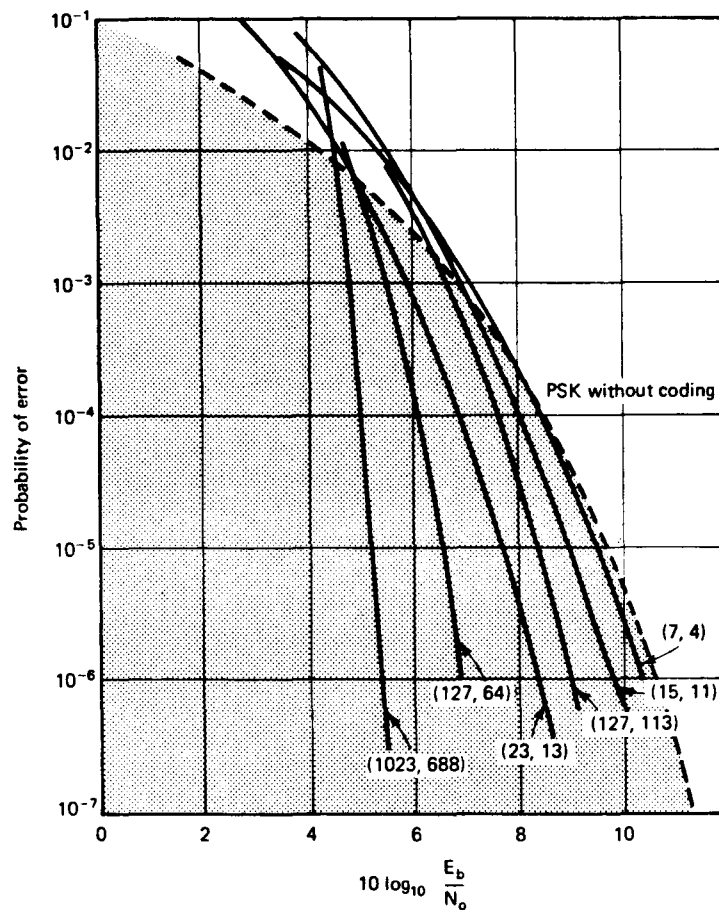


fig. A.3: Bitfoutenkans bij gebruik van verschillende BCH -codes (lit. 6).

Een speciaal soort blok-code is de lineaire code, waarbij het code-woord als volgt kan worden berekend:

$$\bar{Y} = \bar{X} \cdot \bar{G} \quad (\text{A.8})$$

\bar{G} is de generator-matrix (n bij k), zodat

$$y_j = \sum_{i=1}^k x_i \cdot g_{ij} \quad , \quad j=1,2,\dots,n \quad (\text{A.9})$$

De systematische codes zijn weer een speciaal soort lineaire code, waarbij de eerste of laatste k codesymbolen identiek zijn aan de data symbolen:

$$\bar{Y} = [x_1, x_2, \dots, x_k, y_{k+1}, \dots, y_n] \quad (\text{A.10a})$$

$$\text{of: } \bar{Y} = [y_1, y_2, \dots, y_{n-k}, x_1, \dots, x_k] \quad (\text{A.10b})$$

De generator-matrix neemt nu de volgende vorm aan:

$$\bar{G} = \left[\begin{array}{ccc|ccc} 1, 0, \dots, 0 & g_{1,k+1} & \dots & g_{1,n} \\ 0, 1, & 0 & & \\ \vdots & & & \\ 0, 0, \dots, 1 & g_{k,k+1} & \dots & g_{k,n} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} I_k & P \end{array} \right] \quad (\text{A.11a})$$

$$\text{of: } \bar{G} = \left[\begin{array}{c|c} P & I_k \end{array} \right] \quad (\text{A.11b})$$

Uit de j -de kolom is af te lezen welke data-bits modulo-twee moeten worden opgeteld om het j -de codewoord te krijgen (zie ook het voorbeeld op blz. A-5).

Uit de generatormatrix is eenvoudig de "parity-check" -matrix \bar{H} af te leiden:

$$\bar{H} = \left[\begin{array}{c} \bar{I}_{n-k} \\ \hline \bar{P} \end{array} \right] \quad (\text{A.12})$$

De ontvanger berekent het produkt van het ontvangen woord \bar{Z} en de parity-check-matrix, waarbij \bar{Z} de modulo-twee som is van het verzonden woord en het foutenpatroon E:

$$\bar{S} = \bar{Z} \cdot \bar{H} = (\bar{Y} \oplus \bar{E}) \cdot \bar{H} = \bar{Y} \cdot \bar{H} \oplus \bar{E} \cdot \bar{H} \quad (\text{A.13})$$

* modulo-2 sommatie

Uit (A.9) en (A.10a) volgt nu voor de elementen y_{h_j} van het produkt $\bar{Y} \cdot \bar{H}$:

$$\begin{aligned} y_{h_j} &= \left(\sum_{i=1}^k y_i \cdot g_{i,k+j} \right) \oplus y_{k+j} = \left(\sum_{i=1}^k x_i \cdot g_{i,k+j} \right) \oplus y_{k+j} = \\ &= y_{k+j} \oplus y_{k+j} \equiv 0 \quad (j = 1, \dots, n-k) \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Alle elementen van $\bar{Y} \cdot \bar{H}$ zijn dus identiek aan nul, dus:

$$\bar{S} = \bar{E} \cdot \bar{H} \quad (\text{A.15})$$

en \bar{S} wordt dus enkel door het foutenpatroon \bar{E} bepaald en niet door de data zelf.

\bar{S} wordt het "syndroom" (ziektebeeld) genoemd; een syndroom bestaande uit enkel nullen wil zeggen dat er een correct codewoord is ontvangen (dat wil niet zeggen dat er geen fouten zijn gemaakt tijdens de transmissie!).

Tot een bepaald maximum aantal bitfouten e kan een correct codewoord verkregen worden door \bar{E} modulo-twee bij het ontvangen woord \bar{Z} op te tellen.

Een andere manier om een codewoord te representeren is als coëfficiënten van een polynoom van x :

$$c(x) = a_0 + a_1x + a_2x^2 + \dots + a_{n-1}x^{n-1}. \quad (\text{A.16})$$

Een polynoomcode is een verzameling van polynomen van de graad $n-1$, die alleen restloos deelbaar zijn door een polynoom $g(x)$, het zogenaamde generatorpolynoom van de code.

Neem bijvoorbeeld het volgende generatorpolynoom $g(x)$ en datapolynoom $d(x)$:

$$g(x) = 1 + x + x^3 \quad (\text{A.17})$$

$$d(x) = d_0 + d_1x + d_2x^2 + d_3x^3 \quad (\text{A.18})$$

De code-polynomen ((7,4)-Hamming-code) zijn nu van de vorm:

$$\begin{aligned} c(x) &= g(x) \cdot d(x) = (1+x+x^3)(d_0+d_1x+d_2x^2+d_3x^3) = \\ &= d_0 + (d_0+d_1)x + (d_1+d_2)x^2 + (d_0+d_2+d_3)x^3 + (d_1+d_3)x^4 + d_2x^5 + d_3x^6 \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Omdat dit over het algemeen geen systematisch encodeerschema oplevert, moet het volgende stelsel worden opgelost, waarbij $b(x)$ het "informatiepolynoom" wordt genoemd:

$$\left. \begin{array}{l} b_0 = d_0 + d_2 + d_3 \\ b_1 = d_1 + d_3 \\ b_2 = d_2 \\ b_3 = d_3 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} d_0 = b_0 + b_2 + b_3 \\ d_1 = b_1 + b_3 \\ d_2 = b_2 \\ d_3 = b_3 \end{array} \quad (\text{A.20})$$

Dit levert na substitutie een systematische code (op de laatste 4 posities) op:

$$\begin{aligned} c(x) &= (b_0+b_2+b_3) + (b_0+b_1+b_2)x + (b_1+b_2+b_3)x^2 + b_0x^3 + \\ &\quad b_1x^4 + b_2x^5 + b_3x^6 = \\ &= a_0 + a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + b_4x^4 + b_5x^5 + b_6x^6 \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

De generator matrix \bar{G} kan nu bepaald worden:

	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
b_0	1	1	0	1	0	0	0
b_1	0	1	1	0	1	0	0
b_2	1	1	1	0	0	1	0
b_3	1	0	1	0	0	0	1

Tabel A.1: Bepaling van de generatormatrix $\bar{G} = \left[\begin{array}{c|ccc} P \\ \hline I_k \end{array} \right]$.

$$\bar{G} = \left[\begin{array}{ccc|cccc} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad \text{en } \bar{H} = \left[\begin{array}{ccc} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \hline 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (\text{A.22})$$

Eén andere methode om de pariteitscoëfficiënten te berekenen is als volgt:

$$p(x) = x^3 \cdot b(x) \bmod g(x) \quad (\text{A.23})$$

Dit is de rest van de (staart-) deling $x^3 \cdot b(x)$ door $g(x)$.

Dit levert bij ons voorbeeld op:

$$x^3 \cdot b(x) / g(x) = b_3 x^3 + b_2 x^2 + (b_1 + b_3)x + b_0 + b_2 + b_3, \text{ rest } p(x)$$

$$p(x) = (b_0 + b_2 + b_3) + (b_0 + b_1 + b_2)x + (b_1 + b_2 + b_3)x^2$$

(A.24)

Het codewoord in de systematische vorm wordt:

$$c(x) = p(x) + x^3 \cdot b(x) \tag{A.25}$$

Omdat $p(x)$ de coëfficiënten 0 tot en met $n-k$, en $x^3 \cdot b(x)$ de coëfficiënten $n-k+1$ tot en met n bepalen van $c(x)$, kan $c(x)$ eenvoudig bepaald worden door $p(x)$ en $x^3 \cdot b(x)$ "achter elkaar" te plaatsen (er hoeven bij formule (A.25) geen coëfficiënten te worden opgeteld).

Dit is van belang bij de implementatie met behulp van schuifregisters en "exclusive-or" -poorten.

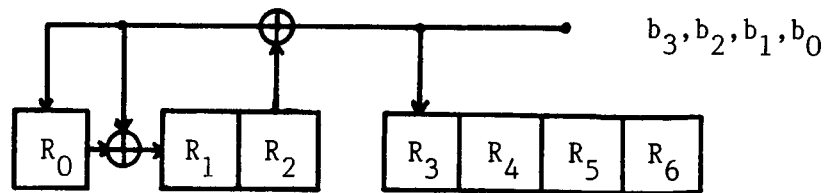


fig. A.4: Encoder met schuifregisters en EXOR-poorten.

t=	REGISTER-INHOUD						
	R ₀	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆
0	0	0	0	0	0	0	0
1	b ₃	b ₃	0	b ₃	0	0	0
2	b ₂	b ₂ +b ₃	b ₃	b ₂	b ₃	0	0
3	b ₁ +b ₃	b ₁ +b ₂ +b ₃	b ₂ +b ₃	b ₁	b ₂	b ₃	0
4	b ₀ +b ₂ +b ₃	b ₀ +b ₁ +b ₂	b ₁ +b ₂ +b ₃	b ₀	b ₁	b ₂	b ₃

tabel A.2: Achtereenvolgende registerinhouden na elke klokpuls.

De vier informatie-bits b_3, b_2, b_1, b_0 worden achtereenvolgens in de schakeling ingeklokt; tabel 2 geeft de inhoud van de registers weer na elke keer schuiven; na vier keer schuiven bevatten zij het codewoord $c(x)$.

De registers R_0 tot en met R_2 zijn geschakeld volgens het generator-polynoom $g(x) = 1 + x + x^3$ en bevatten tenslotte de pariteits-bits (formule (A.23)). De registers R_3 tot en met R_6 bevatten de informatie-bits (systematische code) en het woord kan nu verzonden worden. Interessant is de responsie van R_0 tot en met R_2 op de volgende reeks: $\{1,0,0,0,0,0,0\}$ ("impulsresponsie").

R_0	R_1	R_2
1	1	0
0	1	1
1	1	1
1	0	1

1	0	0
0	1	0
0	0	1

Tabel A.3: Responsie op de input $\{1,0,0,0,0,0,0\}$

Dit is precies de "parity-check" -matrix van de (7,4) -Hamming code.

Een veel gebruikte decoder voor BCH -codes (de Hamming-codes zijn eenvoudige BCH -codes) is de Meggitt -decoder (lit. 19). Deze decoder maakt gebruik van een alternatieve definitie van het syndroom \bar{S} :

$$S(x) = z(x) \cdot \text{mod } g(x) \tag{A.26}$$

Implementatie met schuifregisters ligt nu voor de hand (vergelijk (A.23)) Omdat alle codewoorden restloos deelbaar zijn door $g(x)$ (formule (A.19)) zal $S(x)$ ook hier alleen afhankelijk zijn van het foutenpatroon in het ontvangen polynoom $z(x)$.

Een gemodificeerde vorm van $S(x)$ is:

$$\begin{aligned} S_1(x) &= z(x) \text{ mod } g_1(x) \\ S_2(x) &= z(x) \text{ mod } g_2(x) \\ &\dots\dots\dots \\ S_n(x) &= z(x) \text{ mod } g_n(x) \end{aligned} \tag{A.27}$$

$$\text{als } g(x) = g_1(x) \cdot g_2(x) \cdot \dots \cdot g_n(x) \tag{A.28}$$

De deelsyndromen $S_1(x) \dots S_n(x)$ bevatten gezamenlijk dezelfde informatie als $S(x)$ (lit. 20,21); dit kan handig zijn bij de realisatie van een decoder.

Verder maakt de decoder gebruik van de volgende aannamen:

1. Er is een één -éénduidige relatie tussen de verzameling van corrigeerbare foutenpatronen en de verzameling van syndromen.
2. Als het foutenpatroon (codewoord) één plaats rechts-cyclisch verschoven wordt, dan kan het nieuwe, daarmee corresponderende syndroom gevonden worden door de inhoud van de schuifregisters van de syndroomvormer ook één maal rechts-cyclisch dóór te klokken.

De n bits van het ontvangen codewoord $z(x)$ worden tegelijkertijd ingeklokt in het n -bits schuifregister en in de syndroomvormer. Het aldus gevormde syndroom wordt door de patroonherkenner (ROM of logica) beoordeeld volgens tabel 4.

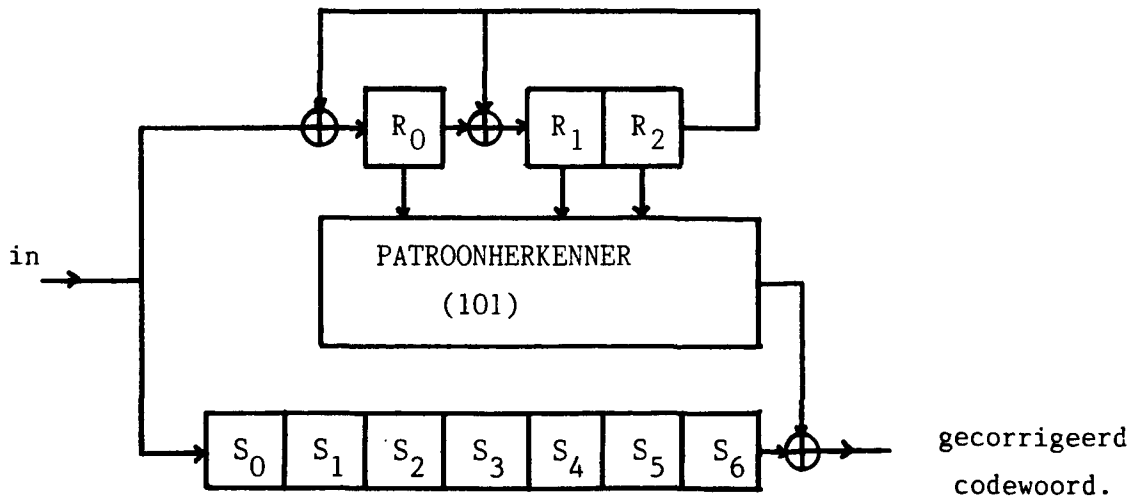


fig. A.5: Meggitt -decoder voor (7,4) - Hamming code.

SYNDROOM	BITFOUT IN POSITIE:	e
1 0 0	6	0
0 1 0	5	0
0 0 1	4	0
1 1 0	3	0
0 1 1	2	0
1 1 1	1	0
1 0 1	0	1

tabel A.4: Werking van de patroonherkenner voor de (7,4)-Hamming-code.

De één -éénduidige relatie tussen de syndromen en de foutenpatronen is duidelijk, evenals het feit dat de code niet meer dan één fout kan corrigeren; er zijn slechts acht verschillende syndromen.

Het codewoord wordt nu serieel uit het schuifregister geschoven waarbij tevens het syndroom in de syndroomvormer wordt rondgeschoven. De patroonherkenner levert $e = 1$ als output wanneer het patroon $s = 101$ herkend wordt, dat wil zeggen: het symbool in het register S_1 is fout en moet bij het uitklokken geïnverteerd worden.

Voorbeeld: Een datawoord $b = (1,0,0,0)$ wordt gecodeerd tot $c = (1,0,0,0,1,0,1)$; het tweede bit in het ontvangen woord z blijkt echter geïnverteerd te zijn: $z = (1,1,0,0,1,0,1)$ en de syndroomvormer bevat het syndroom $s = (1,1,1)$, dat wil zeggen: het tweede bit is fout, wat gecorrigeerd wordt bij het uitklokken (tabel 5).

t=	in	R_1	R_2	R_3	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	e	uit
1	1	1	0	0	1	-	-	-	-	-	-	-	-
2	1	1	1	0	1	1	-	-	-	-	-	-	-
3	0	0	1	1	0	1	1	-	-	-	-	-	-
4	0	1	1	1	0	0	1	1	-	-	-	-	-
5	1	0	0	1	1	0	0	1	1	-	-	-	-
6	0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	-	-	-
7	1	1	1	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1
8	-	1	0	1	-	1	0	1	0	0	1	1	0
9	-	1	0	0	-	-	1	0	1	0	0	0	0
10	-	0	1	0	-	-	-	1	0	1	0	0	0
11	-	0	0	1	-	-	-	-	1	0	1	0	1
12	-	1	1	0	-	-	-	-	-	1	0	0	0
13	-	0	1	1	-	-	-	-	-	-	1	0	1

tabel A.5: Voorbeeld van de werking van de decoder.

Het is ook mogelijk de output van de patroonherkenner terug te koppelen naar de syndroomvormer. Het effect van een gecorrigeerde fout wordt zodoende uit het syndroom verwijderd, zodat een syndroom bestaande uit enkel nullen resulteert, wanneer een correct codeword wordt uitgeklokt.

Als men ervoor kiest om niet alle corrigeerbare fouten te corrigeren (om redenen van een lagere decoder-complexiteit en een grotere betrouwbaarheid bij het voorkomen van "burst-errors") kan men "error-alarm" genereren aan de hand van het syndroom, wanneer een codeword met één of meerdere fouten werd uitgeklokt.

Ter illustratie: een decoder voor een drie fouten corrigerende (15,7)-BCH -code moet één patroon kunnen herkennen voor single-error-correctie; acht patronen voor twee fouten en negentien verschillende patronen om drie fouten in één woord te kunnen verbeteren (lit. 21).

APPENDIX B

BEREKENING VAN DE DECODER-SYNDROMEN

Als eerste syndroomvormer wordt een 12-bits teruggekoppeld schuifregister gebruikt (fig.B.1) met als generatorpolynoom:

$$g_1(x) = 1+x^3+x^4+x^5+x^8+x^{10}+x^{12} \quad (B.1)$$

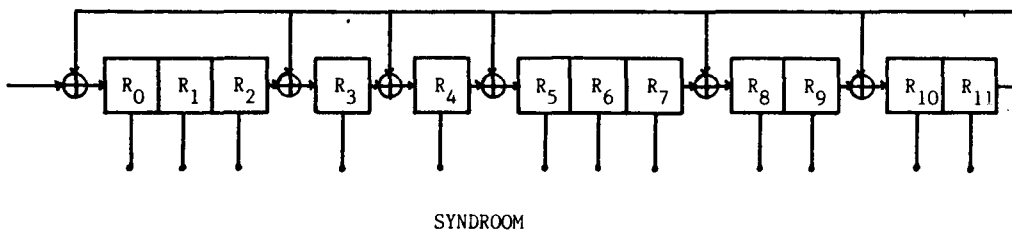


fig.B.1 : Syndroomvormer volgens $g_1(x)$

De syndroomvormer levert een 12-bits woord bestaande uit enkel nullen wanneer een foutloos codewoord ontvangen is ; is bijvoorbeeld het laatst ingeklokte bit van het codewoord fout, dan wordt het patroon:

$$S_1 = \{1,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0,0\}$$

Het syndroom behorende bij een bit-fout in de op één na laatste positie wordt gevonden door het patroon S_1 één plaats naar rechts door te schuiven in de syndroomvormer.

Zodoende kunnen de syndromen S_i gevonden worden behorende bij één bitfout in het codewoord op de 1^e t/m de 63^e plaats (tabel B.1). De gevonden tabel van syndromen komt overeen met de "paritycheck"-matrix \bar{H} van het generatorpolynoom $g_1(x)$.

De patroon herkenner hoeft echter alleen dat patroon te herkennen, behorende bij een bitfout in de momenteel uit te kloppen positie (de meest rechtse in het tussenregister).

Dit syndroom is :

$$S_{63} = \{0,0,1,1,1,0,0,1,0,1,0,1\}$$

Bij herkenning van dit patroon levert de patroonherkenner een "1", waardoor het uitgeklokte bit geïnverteerd (dus gecorrigeerd) wordt.

De syndromen behorende bij een bitfout op positie 63 plus een bitfout op een willekeurige andere positie i worden gevonden door de syndromen S_{63} en S_i modulo-2 op te tellen (Tabel B.2).

Als patroonherkenner doet een ROM dienst : de syndromen van Tabel B.2 zijn nu die adressen van de $2^{12} = 4k$ bit brede ROM waar een "een" als data is opgeslagen ; alle andere adressen bevatten een "nul".

De tweede syndroomvormer (volgens $g_2(x)$) heeft als patroonherkenner een "OF"-poort, die test of het syndroom enkel nullen bevat.

Dezelfde test ondergaat het na uitklokken en corrigeren van het codewoord overgebleven eerste syndroom.

Omdat een foutloze berekening van tabellen van een dergelijke grootte met de hand ondoenlijk is, is er een computerprogramma gemaakt.

Dit programma leest eerst de parameters van het teruggekoppelde schuifregister (aantal cellen n , terugkoppelpunten $g_i = 0$ of 1), vult het register met de beginstand $R_0(t=0), \dots, R_{11}(t=0) = 1,0,\dots,0$. Zolang er geen "1" in R_{11} staat heeft de terugkoppeling geen invloed (voor $t=1,2,\dots,n$ ($n=11$), alleen maar schuiven van de registerinhoud). Vanaf de $(n+1)^e$ keer schuiven moeten de registerinhouden berekend worden volgens :

$$R_i(t) = R_{i-1}(t-1) + (R_{11}(t-1) \cdot g_i) \quad (B.2)$$

$$i = 0 \dots 11$$

$$g_i = 0 \text{ of } 1$$

$$t = 12 \dots 62$$

Op $t=63$ wordt de begintoestand weer bereikt (Tabel B.1).

Tenslotte worden de registerinhouden van $t=62$ (S_{63}) en één van de inhouden op $t=0\dots61$ (S_i) bij elkaar opgeteld en afgedrukt (Tabel B.2).

M.b.v. deze laatste tabel wordt de patroonherkenner geprogrammeerd.

number of stages in shiftregister =12

g 0	=1		
g 1	=0		
g 2	=0		
g 3	=1		
g 4	=1		
g 5	=1		
g 6	=0		
g 7	=0		
g 8	=1		
g 9	=0		
g10	=1		
g11	=0		
g12	=1		
r1j	1=100000000000	r1j	48=110101001000
r1j	2=010000000000	r1j	49=011010100100
r1j	3=001000000000	r1j	50=001101010010
r1j	4=000100000000	r1j	51=000110101001
r1j	5=000010000000	r1j	52=100100011110
r1j	6=000001000000	r1j	53=010010001111
r1j	7=000000100000	r1j	54=101110001101
r1j	8=000000010000	r1j	55=110000001100
r1j	9=000000001000	r1j	56=011000000110
r1j	10=000000000100	r1j	57=001100000011
r1j	11=000000000010	r1j	58=100001001011
r1j	12=000000000001	r1j	59=110111101111
r1j	13=100111001010	r1j	60=111100111101
r1j	14=010011100101	r1j	61=111001010100
r1j	15=101110111000	r1j	62=011100101010
r1j	16=010111011100	r1j	63=001110010101
r1j	17=001011101110		
r1j	18=000101110111		
r1j	19=100101110001		
r1j	20=110101110010		
r1j	21=011010111001		
r1j	22=101010010110		
r1j	23=010101001011		
r1j	24=101101101111		
r1j	25=110001111101		
r1j	26=111111110100		
r1j	27=011111111010		
r1j	28=001111111101		
r1j	29=100000110100		
r1j	30=010000011010		
r1j	31=001000001101		
r1j	32=100011001100		
r1j	33=010001100110		
r1j	34=001000110011		
r1j	35=100011010011		
r1j	36=110110100011		
r1j	37=111100011011		
r1j	38=111001000111		
r1j	39=111011101001		
r1j	40=111010111110		
r1j	41=011101011111		
r1j	42=101001100101		
r1j	43=110011111000		
r1j	44=011001111100		
r1j	45=001100111110		
r1j	46=000110011111		
r1j	47=100100000101		

tabel B.1: Syndromen S_i , ($i = 1, \dots, 63$)
voor één bitfout.

recognizable error-patterns

error in last position 001110010101

error in last pos with second error in other pos

nij	1=101110010101	nij	43=111101101101
nij	2=011110010101	nij	44=010111101001
nij	3=000110010101	nij	45=000010101011
nij	4=001010010101	nij	46=001000001010
nij	5=001100010101	nij	47=101010010000
nij	6=001111010101	nij	48=111011011101
nij	7=001110110101	nij	49=010100110001
nij	8=001110000101	nij	50=000011000111
nij	9=001110011101	nij	51=001000111100
nij	10=001110010001	nij	52=101010001011
nij	11=001110010111	nij	53=011100011010
nij	12=001110010100	nij	54=100000011000
nij	13=101001011111	nij	55=111110011001
nij	14=011101110000	nij	56=010110010011
nij	15=100000101101	nij	57=000010010110
nij	16=011001001001	nij	58=101111011110
nij	17=000101111011	nij	59=111001111010
nij	18=001011100010	nij	60=110010101000
nij	19=101011100100	nij	61=110111000001
nij	20=111011100111	nij	62=010010111111
nij	21=010100101100		
nij	22=100100000011		
nij	23=011011011110		
nij	24=100011111010		
nij	25=111111101000		
nij	26=110001100001		
nij	27=010001101111		
nij	28=000001101000		
nij	29=101110100001		
nij	30=011110001111		
nij	31=000110011000		
nij	32=101101011001		
nij	33=011111110011		
nij	34=000110100110		
nij	35=101101000110		
nij	36=111000110110		
nij	37=111000001110		
nij	38=110111010010		
nij	39=110101111000		
nij	40=111000101011		
nij	41=011110011010		
nij	42=100111100000		

tabel B.2: Te herkennen enkelvoudige en dubbele foutpatronen.