

TECHNISCHE UNIVERSITEIT DELFT
Faculteit der Elektrotechniek
Mekelweg 4, 2628 CD Delft

Vakgroep Telecommunicatie- en Verkeersbegeleidingssystemen

Titel : Opties voor een meerkanaals digitaal
radiosysteem voor simultane overdracht
van gedigitaliseerde microfoonsignalen
in een studio- of podiumwerkomgeving.

Auteur : M. Nilsson

Codenummer : 68240-258

Aard : afstudeerverslag
Omvang : 240 pagina's
Datering : 16 december 1987
Inspec : 6450

Korte inhoud : Onderzoek naar de mogelijkheden om een
aantal gedigitaliseerde audio-signalen
binnenshuis simultaan te verzenden,
vanaf verscheidene mobiele bronnen naar
een vast gesitueerde ontvanger.

Mentor : Ir. A. Kegel
Hoogleraar : Prof. dr. J.C. Arnbak

LIJST VAN AFKORTINGEN

ADM	:	adaptive delta-modulation
AGC	:	adaptive gain combining
AVC	:	automatische versterking-regeling (adaptive gain control)
AF	:	audio frequency
ASK	:	amplitude shift-keying
AWGN	:	additive white Gaussian noise
BER	:	bit-error-rate
BPSK	:	binary phase shift-keying
CCIR	:	the international radio consultative committee
CCITT	:	the int. telegraph and telephone consult. comm.
CDMA	:	code division multiple access
CPDM	:	companded linear-predictive delta-modulation
CNR	:	carrier noise ratio
DAC	:	digital-analog converter
DAT	:	digital audio tape
DBS	:	direct broadcast satellite
DPCM	:	differential puls-code-modulation
DPSK	:	differential phase shift-keying
DS	:	direct spread
ELL	:	early-late-loop
FDMA	:	frequency division multiple access
FFH	:	fast frequency hopping
FH	:	frequency hopping
FM	:	frequency-modulation
FSK	:	frequency shift-keying
GF	:	Galois-field
GMSF	:	Gaussian filtered minimum shift-keying
GWSSUS	:	Gaussian wide-sense stationary uncorrelated scattering
IF	:	intermediate frequency
MFSK	:	multiple frequency shift-keying
MNB	:	multiple narrow-band
PCM	:	puls-code-modulation
PPL	:	phase-lock-loop
PROM	:	programmable read only memory
QPSK	:	quaternary phase shift-keying
RF	:	radio frequency
SFH	:	slow frequency hopping
TDMA	:	time division multiple access
THD	:	third harmonic distortion
UHF	:	ultra-high frequency
VCO	:	voltage controlled oscillator
VHF	:	very-high frequency

OPTIES VOOR EEN MEERKANAALS DIGITAAL RADIOSYSTEEM VOOR
SIMULTANE OVERDRACHT VAN GEDIGITALISEERDE MICROFOONSIGNALEN
IN EEN STUDIO- OF PODIUMWERKOMGEVING.

SAMENVATTING

Onderzoek is verricht naar de mogelijkheden om een aantal gedigitaliseerde audio-signalen tegelijk in een binnenshuis-omgeving te verzenden.

Dit onderzoek is gericht op het meervoudig toepassen van draadloze microfoons, en gaat uit van het benutten van een toekomstig eventueel vrij te geven frequentie-band voor "indoor" propagatie doeleinden in de 900 MHz-band.

Opgezet is een systeem voor 12 gebruikers met een systeem-bandbreedte van 20 Mhz, waarin elke gebruiker een 500 kbit/s puls-code gemoduleerd audio-signaal verzendt.

Eisen, ten aanzien van een hoge kwaliteit en een grote betrouwbaarheid, zijn voor een mobiel zender gebruik afgewogen tegenover een zo doelmatig mogelijk benutten van het frequentie-spectrum.

Het inbrengen van diversity-technieken, in zowel plaats als frequentie, blijkt noodzakelijk, teneinde de invloed van de nadelige aspecten van de propagatie binnenshuis te matigen.

Een efficient spectrum gebruik is mogelijk, als gebruik wordt gemaakt van een FDMA configuratie, voorzien van een tijd-frequentie-codering uitgaande van een 2 uit 5 MFSK modulatie-vorm.

OPTIES VOOR EEN MEERKANAALS DIGITAAL RADIOSYSTEEM VOOR
SIMULTANE OVERDRACHT VAN GEDIGITALISEERDE MICROFOONSIGNALEN
IN EEN STUDIO- OF PODIUMWERKOMGEVING.

INHOUDS-OPGAVE	blz.
1 INLEIDING	1- 1
2 DRAADLOZE MICROFOONS	2- 1
STAND VAN ZAKEN	
- Selectie van modulatie en frequentie	2- 2
- UHF meervoudige systemen	2- 3
- Companding	2- 4
BEPERKINGEN	
- Marktonderzoek	2- 4
- Intermodulatie	2- 8
SYSTEEM-ONTWERP-OPZET	2- 9
MICROFOON-TOEPASSINGS-ASPECTEN	
- Audio tijdsvertraging	2-10
- Classe C	2-10
- Eenrichtingsverkeer	2-11
3 SIGNAAL TRANSMISSIE	3- 1
DIGITALISERING	3- 2
PROPAGATIE EIGENSCHAPPEN BINNENSHUIS	
- Dichtbij-veraf probleem	3- 7
- Schaduwwerking	3- 7
- Meerwegigheid (multipath)	3- 9
- Modellen	3-10
- Tijd-dispersie	3-11
- Coherentie bandbreedte	3-12
- Coherentie tijd	3-14
- Trage fading	3-14
DIVERSITY-TECHNIEKEN	
- Plaats-diversity	3-16
- Tijd-diversity	3-20
- Frequentie-diversity	3-21

OPTIES VOOR EEN MEERKANAALS DIGITAAL RADIOSYSTEEM VOOR
SIMULTANE OVERDRACHT VAN GEDIGITALISEERDE MICROFOONSIGNALEN
IN EEN STUDIO- OF PODIUMWERKOMGEVING

INHOUDS-OPGAVE vervolg blz.

4	SIMULTANE TOEGANGS TECHNIEKEN (MULTIPLE ACCESS)	4- 1
	FDMA (frequency division multiple access)	4- 2
	TDMA (time division multiple access)	4- 5
	CDMA (code division multiple access)	4- 6
	FREQUENTIE HOPPEN	
	- Definitie	4- 8
	- FH/PSK	4-11
	- FH/FSK	4-12
	- FH/MFSK	4-13
	- Time-frequency-coded spread-spectrum	4-15
	- PSK versus FSK	4-16
	SYSTEEM-ONTWERP-ASPECTEN	4-17
5	CODERING	5- 1
	FH ONTVANGER STRATEGIE	5- 1
	- Alleen-interferentie kanaalmodel	5- 5
	CDMA/EINARSSON TOEPASSING	5- 6
	- Code rate	5-12
	- Meervoudige adressering	5-14
	- Uitwerking	5-18
	FDMA/MFSK TOEPASSING	5-25
	- q uit Q MFSK	5-30
	- Een 2 uit 5 MFSK codering	5-31
	- Woord-synchronisatie	5-37
	- De redundantie van de 2 uit 5 MFSK code	5-42
	- Het decoderen van de 2 uit 5 MFSK code	5-42

OPTIES VOOR EEN MEERKANAALS DIGITAAL RADIOSYSTEEM VOOR
SIMULTANE OVERDRACHT VAN GEDIGITALISEERDE MICROFOONSIGNALEN
IN EEN STUDIO- OF PODIUMWERKOMGEVING.

INHOUDS-OPGAVE vervolg blz.

6 SYSTEEM CONCEPT 6- 1

 SYSTEEM OPSTELLING

- Toewijzing van aaneengesloten transmissie kanalen 6- 1
- Het genereren van chips 6- 6
- Synchronisatie 6- 7
- Amplitude "windowing" 6- 9
- Betrouwbaarheids meting 6-10
- Meervoudige DPSK 6-12

 DETECTIE

- Detectie drempel 6-14
- De symbool synchronisatie 6-16

7 REALISATIE VAN SYSTEEM CONCEPT 7- 1

 DE MFSK SIGNAAL GENERATOR 7- 2

- Resultaten 7- 3
- Toekomst 7- 6

 DE DETECTOR 7- 7

- Het regenereren van een draaggolf door de ontvanger 7- 7
- Integrate and dump filters 7-12
- Kwadratureer schakeling 7-15
- Mark/space beslisser 7-16
- Early late loop 7-17
- Bevindingen 7-19
- Mogelijke verbeteringen 7-22

 SAMENVATTING 7-24

OPTIES VOOR EEN MEERKANAALS DIGITAAL RADIOSYSTEEM VOOR
SIMULTANE OVERDRACHT VAN GEDIGITALISEERDE MICROFOONSIGNALEN
IN EEN STUDIO- OF PODIUMWERKOMGEVING.

INHOUDS-OPGAVE vervolg blz.

8	EVALUATIE	8- 1
9	CONCLUSIE	9- 1
10	LITERATUUR	10- 1
11	OVERIGE BRONNEN	11- 1
12	APPENDICES :	
A	Theoretische beschouwingen t.a.v. optimale FH-codering.	
B	De methode van Einarsson.	
C	Merknamen van bestaande analoge FM systemen.	
D	De specificaties van twee microfoons.	
E	De specificaties van drie FM microfoon systemen, en een illustratie van het effect van de 2 : 1 ln-companding.	
F	Uitwerking maximum likelihood detector	
G	Systeem opstelling voor UHF 2-channel diversity.	
H	Prijslijst van MICRON.	
I	De benodigde CNR voor analoge brede-band FM systemen.	
E	CPDM versus PCM.	

HOOFDSTUK 1

INLEIDING

Mobiele communicatiemiddelen kunnen de mens een verhoogde mate van vrijheid verschaffen en voor veel moderne verkeerspatronen is dit een noodzaak. Daarom is het gebruik van mobiele communicatiesystemen de laatste decennia sterk toegenomen. Deze nog verder expanderende groei zal daar, waar gebruik wordt gemaakt van de radioweg, moeten leiden tot een toenemende doelmatigheid in drie richtingen : plaats, tijd en frequentie.

Een vernieuwd en uitgebreid dienstenpakket zal mogelijk worden met de invoer van de glasvezel-transmissie en distributie. Korte mobiele radio verbindingen zullen essentieel zijn voor een aantal van deze diensten in een toekomstige informatie-maatschappij.

Niet de huidige populariteit, maar vooral de accelererende behoefte aan het toepassen van digitale signalen bij de mobiele telecommunicatie rechtvaardigt onderzoek. Het is noodzakelijk om toekomstige capaciteitsproblemen te voorkomen of op te lossen.

Het medium, de radioweg, is niet vanzelfsprekend geschikt om een betrouwbare transmissie van digitale signalen te combineren met een zuinig gebruik, doch ; "Eén van de nieuwe ontwikkelingen op het terrein van de mobiele radio-communicatie is het invoeren van correlatieve codering (gebruik makend van digitale technieken) om te komen tot een optimale benutting van het beschikbare frequentie-spectrum" [1].

Als start van dit afstudeerwerk, en om vorm te geven aan een op de praktijk gerichte belangstelling, is een klein marktonderzoek gehouden. Dit onderzoek heeft geresulteerd in het kiezen van de draadloze microfoon als onderwerp.

Als draadloze microfoon wordt in deze rapportage een systeem beschouwd, dat gebruik maakt van éénrichtingsverkeer vanaf een mobiele microfoonzender naar een gefixeerd ontvangstation.

Voor de keuze van de draadloze microfoon als onderwerp zijn de volgende overwegingen van belang :

- Ten eerste bestaat er vanuit de gebruikerswereld (de huidige gebruikers) een innovatief verlangen naar een hogere audio-transmissie kwaliteit en een grotere betrouwbaarheid.
- Ten tweede initieëren vele praktijksituaties een sterke behoefte aan simultane toegang, een ter plaatse gelijktijdig benutten van meerdere draadloze microfoons, waarbij gebruik gemaakt wordt van hetzelfde communicatie-kanaal.
- Ten derde biedt de draadloze microfonie de mogelijkheid om de tendens, om over te gaan naar gedigitaliseerde audio transmissie, te toetsen aan moderne data-transmissie methoden.

De draadloze microfoon zal over het algemeen binnenshuis worden gebruikt. De radio-transmissie binnenshuis wordt bemoeilijkt door meerweg-propagatie (multipath) en schaduw-effecten (shadowing).

Asynchrone simultane toegang zal leiden tot een verhoogde interferentie tussen de onderlinge gebruikers, terwijl men zich ook dient te wapenen tegen opzettelijke en onbedoelde externe stoorbronnen.

Met het inbrengen van verschillende diversity-technieken moet het mogelijk zijn toch een betrouwbare transmissie te concipieeren. Voor diversity in plaats, tijd en frequentie is het gewenst, zo niet noodzakelijk, dat het audio-ingangssignaal voor verzending wordt omgezet in een binair bronsignaal.

In dit onderzoek heeft de vraag naar de mogelijkheid van implementatie van een methode van frequentie hoppen, zoals deze is aangegeven door Einarsson [2], een belangrijke plaats ingenomen.

Na een beschrijving van bestaande draadloze microfoon systemen in hoofdstuk 2 , wordt in hoofdstuk 3 de omzetting van het analoge audiosignaal in een binair bronsignaal behandeld. Uitgegaan is van puls-code-modulatie. Een bron-datasnelheid van 500 kbit/s per gebruiker is het noodzakelijke gevolg van de beoogde hoge audio-transmissie kwaliteit. Enkele overwegingen ten aanzien van het digitaliseren van audiosignalen zijn toegevoegd als bijlage.

Tevens worden in hoofdstuk 3 de propagatie eigenschappen behandeld. Kenmerkend voor de binnenshuis omgeving is meerweg propagatie, welke kan leiden tot fading en tijd-dispersie. De nadelige beïnvloeding door fading, en mogelijke schaduwwerking, moet worden bestreden door het toepassen van plaats-diversity.

Uit intersymbool-interferentie overwegingen wordt een bovengrens voor de maximale seïnsnelheid gesteld van ongeveer 400 kBaud. Deze beperking van de toepasbare signalerings-tijdsduur en de gewenste bescherming tegen jammers en stoorbronnen (frequentie-diversity) maken het gebruik van een meerniveau modulatie vorm noodzakelijk.

In hoofdstuk 4 worden de simultane toegangstechnieken beschreven tegen de achtergrond van een doelmatig spectrumgebruik.

In hoofdstuk 5 wordt eerst beargumenteerd, waarom door de ontvanger, voor het toepassen van de tijd-frequentie gecodeerde methode van frequentie-hoppen, volgens Einarsson, het beste gebruik kan worden gemaakt van "harde" beslissingen voor elke wel of niet verzonden chip. Na deze inleiding in de ontvanger-strategie, worden in hoofdstuk 5 de CDMA/Einarsson en de FDMA/MFSK methodes met elkaar vergeleken. Vanuit een constructieve beschouwing ten aanzien van de broncodering, gebruik makend van een alleen-interferentie kanaalmodel, wordt uiteindelijk voor een FDMA configuratie gekozen.

Een theoretische beschouwing ten aanzien van een optimale codering voor het frequentie hoppen is toegevoegd als bijlage.

Ten opzichte van het 4-FSK concept, met een Reed-Solomon codering, kan een verbetering worden ingebracht door middel van het steeds gelijktijdig verzenden van twee chips per gebruiker. Hiertoe is een code-recept ontwikkeld en uitgewerkt.

In hoofdstuk 6 wordt een aanzet gegeven tot een mogelijke praktische systeem opstelling, welke wordt ondersteund door een aantal proefnemingen, beschreven in hoofdstuk 7.

Een uitwerking van een maximum likelihood detector is toegevoegd als bijlage.

Hoofdstuk 8 bevat een evaluatie, en wordt gevolgd door de conclusie in hoofdstuk 9.

HOOFDSTUK 2

DRAADLOZE-MICROFOONS

In dit hoofdstuk wordt eerst een actuele stand van zaken gegeven en worden enkele algemeen toegepaste technieken aangestipt. Een uitgebreide en gedetailleerde beschrijving van draadloze microfoons is te vinden in de handleidingen : "Wireless Microfoons and Reporter Sets" en "Wireless Transmission System for the UHF-range" van Sennheiser [3,4].

In het tweede gedeelte van dit hoofdstuk worden enkele, door de gebruikers van bestaande systemen gesignaleerde, beperkingen aangeduid.

Vervolgens zal een systeem-ontwerp-opzet worden geponeerd en tenslotte worden enkele specifieke aspecten van de draadloze microfoon toepassing gepresenteerd.

De draadloze en verplaatsbare telecommunicatie-middelen worden algemeen beschreven met de term mobiel. Wanneer deze mobiele middelen zijn gericht op een binnenshuis (indoor) gebruik, spreekt men wel van "wireless" , "cordless" of "portable" .

Voor de mobiele audiotransmissie of radiofonie zijn niet alleen microfoonsignalen interessant. Als audio-opnemers worden behalve microfoonelementen ook magneto-dynamische en piezo-elektrische transducenten gebruikt. In sommige gevallen kan de zender direct op muziekinstrumenten, zoals keyboard of synthesizer worden aangesloten.

De meer algemene term "mobiele audio-zender" zal daarom in dit rapport veelvuldig voor het kleine en gemakkelijk verplaatsbare zendgedeelte van het draadloze systeem worden gebezigd.

STAND VAN ZAKENSelectie van modulatie en frequentie

In alle huidige systemen (zie Appendix C) wordt analoge FM modulatie toegepast, steeds voorzien van preemphasis. De frequentie-draaggolfstabiliteit is altijd beter dan 0,005 % . De zenders zijn voorzien van een DC-DC converter, zodat enige variatie van de batterijspanning kan worden getolereerd en niet van invloed is op de stabiliteit.

Over het algemeen zal space-diversity moeten worden toegepast, om "dead-spots" te vermijden, zie hfdst 3.

De transmissie kanalen kunnen, afhankelijk van de fabrikant en de ter plaatse geldende wetten en regels, in de volgende banden worden gekozen :

- a) 30 - 50 MHz (8 m. band)
- b) 100 - 250 MHz (VHF band)
- c) 400 - 950 MHz (UHF Band)

Ten aanzien van de kanaalbandbreedte kan onderscheid worden gemaakt in twee systemen :

1) Smal-band FM (narrow-band).

Nominale frequentie deviatie 8 kHz en piek deviatie 15 kHz.

De kanaal-afstand (spacing) bedraagt minimaal 40 kHz.

Deze systemen zijn voornamelijk bedoeld voor spraaksignalen en zijn minder geschikt voor zang of muziekinstrumenten, vanwege een beperkt audio frequentie bereik, zie ook de appendix E,F.

2) Brede-band FM (wide-band).

Nominale frequentie deviatie 40 kHz en piek deviatie 75 kHz.

De kanaal-afstand bedraagt minimaal 300 kHz.

De beste audio transmissie kwaliteit wordt met brede-band FM

bereikt. In Appendix I wordt aannemelijk gemaakt, dat een

draaggolf-ruis verhouding (CNR) van tenminste 40 dB noodzakelijk

is, om tot een systeem signaal-ruis niveau van 70 dB te komen.

UHF meervoudige systemen

De meest kostbare systemen vormen de 6-gebruikers brede band FM systemen, die in de UHF band worden toegepast.

Voor de toewijzing van de 6 transmissie kanalen maakt men gebruik van een ter plaatse onbenut TV kanaal. Zo'n "leeg" TV kanaal met een bandbreedte van 8 MHz wordt onderverdeeld in 64 subkanalen, elk met een breedte van 125 kHz. Het toepassen van brede band FM impliceert een minimale transmissiekanaal-afstand van drie subkanalen :
 $3 \times 125 = 375 \text{ kHz}$.

Grotere transmissiekanaal-afstanden zijn het gevolg van het vermijden van die subkanalen, waarin intermodulatie producten tot en met de vijfde orde vallen. Ook wordt een aantal subkanalen geelimineerd, waarin storing door veraf gelegen TV zenders zou kunnen optreden.

Wordt bijvoorbeeld gebruik gemaakt van kanaal 21 (470 - 478 MHz), dan is de volgende indeling (FDMA-raster) mogelijk :

2 : microfoon gebruiker 1	470,25 MHz
6 : microfoon gebruiker 2	470,75 MHz
10 : beelddraaggolf TV	471,25 MHz
16 : microfoon gebruiker 3	472,00 MHz
41 : microfoon gebruiker 4	475,125 MHz
46 : kleurendraaggolf TV	475,75 MHz
50 : microfoon gebruiker 5	476,25 MHz
53 : microfoon gebruiker 6	476,625 MHz
54 : geluidsdraaggolf TV	476,75 MHz
56 : geluidsdraaggolf TV	477,00 MHz
57 t/m 64 : TV guard-band (1 MHz)	

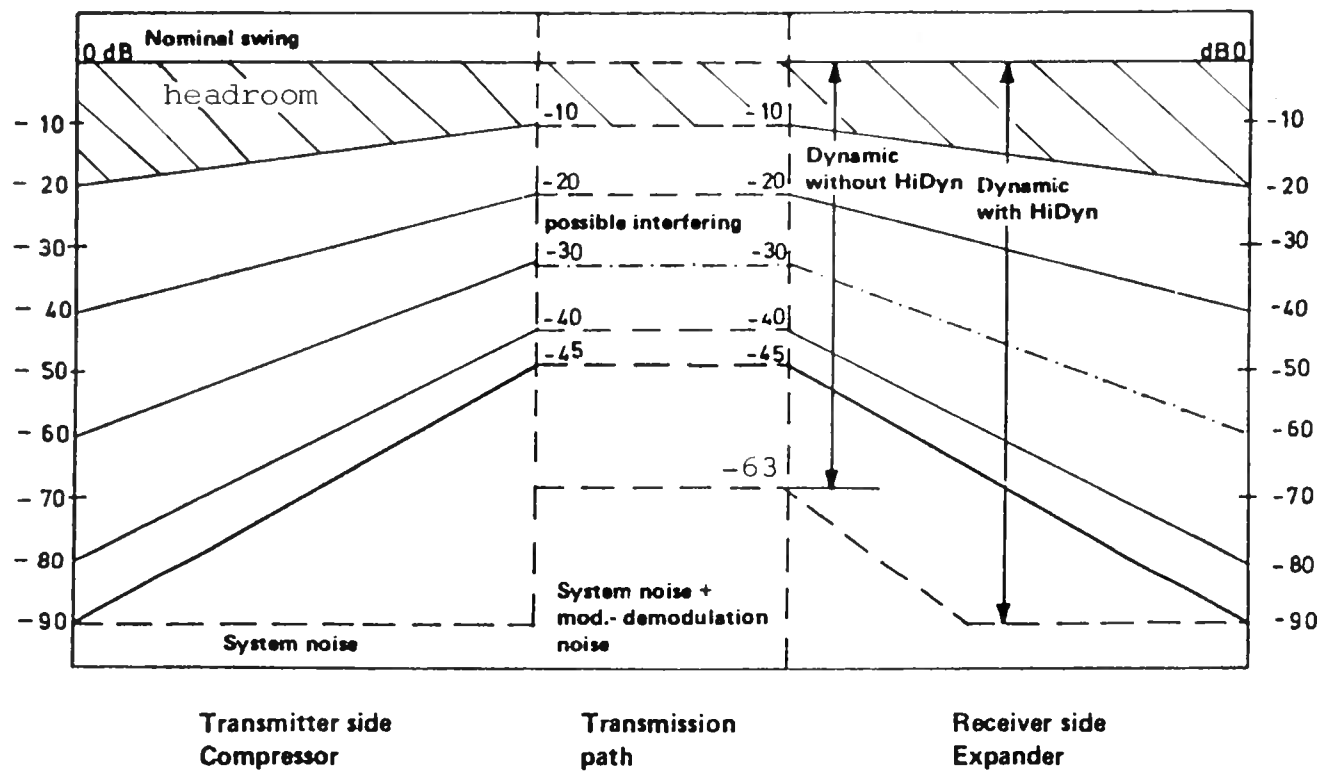


Fig 2. A | Schematische weergave van de functie van een
2 : 1 ln-compander (HiDyn) [3]

Companding

Een vrij algemeen aanvaarde techniek, waarmee het dynamische bereik van de mobiele audio-zender wordt vergroot om tot betere systeem specificaties te komen, is companding : een analoge codeer (compressor) en decodeer (expander) techniek. Door aan de ingang van het draaggolfcircuit een niveau-compressie toe te passen, welke wordt gecombineerd met een complementaire expansie aan de uitgang, behoudt men de dynamiek die het audiosignaal aan de ingang kenmerkte. Hierdoor wordt een betere aanpassing verkregen van de momentele ingangsniveaus aan de beperkte dynamische omvang van de transmissieweg ("it lowers the inherent noise floor dramatically" [2]). Bij geringe signaalniveaus op de ingang wordt de systeem-uitgangsruijs sterk onderdrukt (receiver quieting). Zie fig 2.A.

Doordat de meeste companders niet onmiddellijk (instantaneous) werken, maar op een over enkele miliseconden gemiddelde waarde reageren, treedt een geringe vervorming op.

Bekende voorbeelden zijn dBX en Dolby. In veel mobiele audio-zenders wordt van logaritmische (2 : 1) companding gebruik gemaakt en past men een eenvoudig IC, de NE 570 (Signetics), toe, met uitstekende resultaten.

BEPERKINGEN

Marktonderzoek

Voor het marktonderzoek zijn twee bedrijven benaderd : de NOS en AMPCO SOUND SYSTEMS.

Tevens is de ESA '85 conventie te Hamburg bezocht.

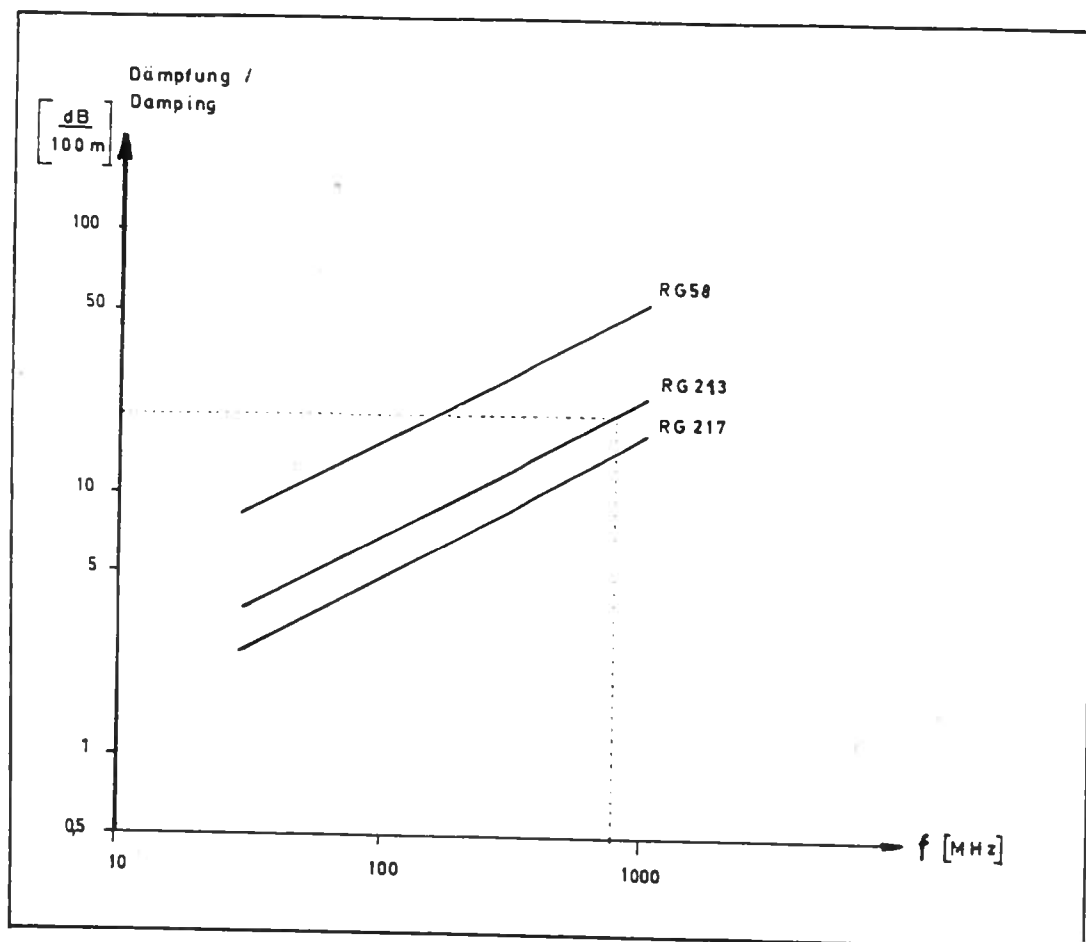


Fig 2.B De demping van enkele 50Ω antenne-kabels.

NOS

De televisie- en radio-omroep zijn vooral gebaat bij een zeer hoge betrouwbaarheid. Volgens de NOS wordt deze betrouwbaarheid beperkt door de volgende stoorbronnen :

- 1) Storing door radio-piraterij.
- 2) Storing door intermodulatie-producten, veroorzaakt door de andere zenders en de relatief te sterke signalen in de ontvanger.
- 3) Storing geïnduceerd vanuit video-processing apparatuur.
- 4) Urbanisatie storing, vooral in de vorm van storing door ontstekings-mechanismen van verbrandingsmotoren.

De NOS maakt gebruik van de brede-band FM systemen van Sennheiser, waarmee, in praktijk-situaties, gemiddelde signaal-ruis verhoudingen rond de 50 dB worden behaald. De erop aangesloten studio-apparatuur is geschikt voor signalen met een signaal-ruis verhouding van 100 dB.

Thans maakt men gebruik van kanalen in de 200 MHz band, maar op grond van de indeling van de studio-ruimten verwacht men een veel betere propagatie bij toepassing van kortere golflengten in de 900 MHz band. De dan kortere antenne-lengten en de meer effectieve vermogens-aanpassing tussen de zender en de antenne vormen additieve voordelen. Een nadeel is de toegenomen demping in de ontvangantenne-kabels. Zie fig 2.B. Antenne versterkers zijn dan zeker noodzakelijk.

Voor een toekomstige 8-gebruikers toepassing in een 30 MHz brede frequentie ruimte, in de 900 MHz band, heeft de NOS een FDMA-raster opgesteld. De NOS research-afdeling acht het noodzakelijk voor dit raster intermodulatie producten tot en met de zevende orde in de berekeningen te betrekken.

AMPCO SOUND SYSTEMS bv.

AMPCO is een Nederlands bedrijf, dat is gespecialiseerd in de verhuur van professionele geluidssystemen en de verzorging van podium geluids-versterkings installaties (stage-PA systems). Bij moderne

muziekuitvoeringen en aanverwante spektakels heeft men tegenwoordig te maken met een grote hoeveelheid elektrische signaaldragers. Men moet dan rekenen met op z'n minst 24 audiosignalen. Een grote hoeveelheid aansluitkabels is evident. Voor een snelle podium-ombouw zijn daarom de meervoudige draadloze systemen interessant. De mobiele audio zender behoeft met verse batterijen maar een beperkte tijd te functioneren, omdat voor elk optreden de batterijen worden vervangen.

De ervaring van AMPCO is dat de huidige meervoudige systemen niet altijd betrouwbaar functioneren. De systemen zijn gevoelig voor storing, die wordt geïnduceerd door triac- of thyristor geregelde lichtsystemen. Deze impulsvormige storing moet worden bestreden, daar de geluids-weergave apparatuur, waar men mee werkt, wordt gekenmerkt door het verwerken van grote vermogens (vanaf 3000 Watt), en dientengevolge kwetsbaar is.

ESA, 77 th convention, maart 1985 te Hamburg.

"The widest collection of technical papers on audio, and the largest exhibition of professional audio products available in Europe".

De ESA conventies bieden een uitstekende gelegenheid tot inventarisatie. Tijdens de conventie in 1985 bleek :

- 1) Smalband systemen zijn ongeschikt voor studio-gebruik wegens de te slechte audio specificaties. Bij een nauwkeurige configuratie kunnen zes tot negen smal-band FM systemen gelijktijdig worden gebruikt, dit verschilt enigszins van merk tot merk.
- 2) De kostprijs van een (meervoudig uit te breiden) basis-set, bestaande uit een microfoon-zender, een diversity-ontvanger en aanvullende accessoires bedraagt meer dan f 10.000,-.
Zie ook Appendix H.
- 3) Met inachtneming van een FDMA-raster is een beperkt gelijktijdig gebruik van meerdere brede-band FM systemen mogelijk, maar alle fabrikanten, behalve Sennheiser, raden het simultaan gebruiken van meer dan drie brede-band FM systemen af.

Intermodulatie

Intermodulatie ontstaat voornamelijk in de ontvanger. Voor meer kanalen ontvangst zijn ontvangers met een hoge intermodulatie afstand benodigd. Typische waarden liggen rond de 85 dB.

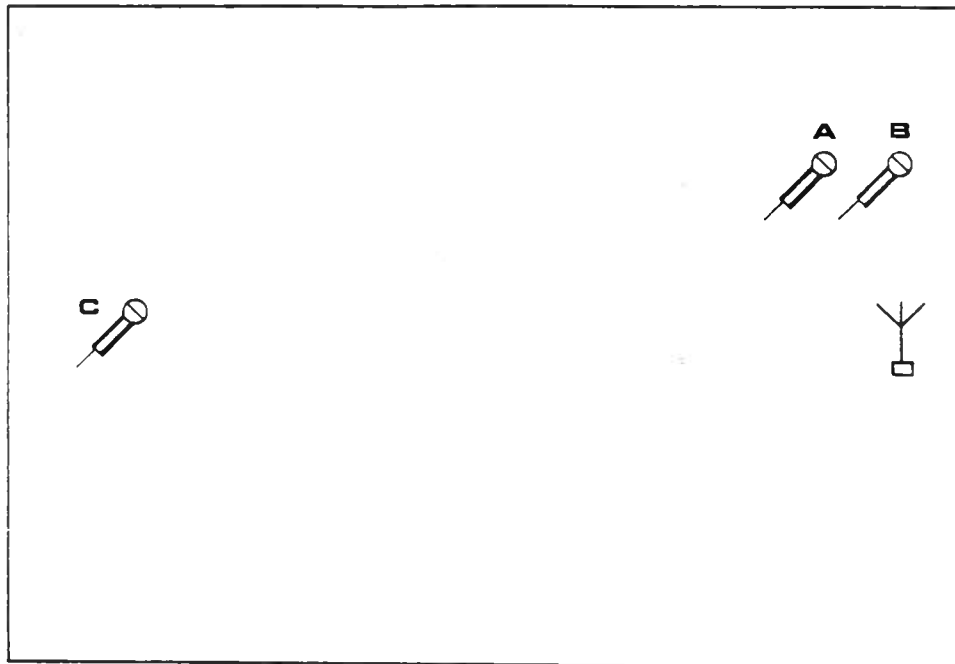
Interferentie, veroorzaakt door intermodulatie, wordt mogelijk indien twee of meer zenders zich op enkele meters van een ontvangende antenne bevinden en te grote signaalsterkten in het hoogfrequente gedeelte van de ontvanger veroorzaken. De elektronische componenten met niet-lineaire karakteristieken produceren dan kruismodulatie producten. De interferentie, die hierdoor ontstaat, kan leiden tot een knetterende ruis (twitter), wanneer teveel kruismodulatie-energie terecht komt in de frequentie-banden van de gebruikers met zwak ontvangen signalen (dichtbij-veraf probleem, fading). Bronnen van niet-lineairiteiten worden gevonden in het ontvanger-gedeelte voor de band-filtering, in de mixer en de RF-voorversterker. Indien het ontvangst-antenne-sigitaal eerst moet worden versterkt (antenne kabels), alvorens bij meerdere gebruikers te worden uitgesplitst over meerdere gescheiden ontvangers, neemt de kans op intermodulatie toe.

De zenders kunnen, onder normale omstandigheden, worden beschouwd als intermodulatievrij. Maar onder bepaalde condities kunnen ook zij ongewenste intermodulatie-producten uitstralen : Kruismodulatie ontstaat wanneer de zenders elkaar te dicht naderen. De minimum afstand bedraagt ongeveer een meter. Deze minimum afstand wordt veelvuldig overschreden in praktijk situaties. Zie fig. 2.C.

De enige oplossing, voor het interferentie-probleem van de analoge FM systemen, is het opstellen van een FDMA raster, zodanig dat de meeste intermodulatie producten buiten de toegewezen actieve kanalen vallen. Volgens de Sennheiser-handleidingen moet men rekening houden met intermodulatie producten tot en met de derde orde in de 8 m band en de VHF band [3, hst 7] en met intermodulatie producten tot en met de vijfde orde bij toepassingen in de UHF band [4]. Dit zal echter ook afhangen van de ruimtelijke omvang en de specifieke vorm van de gebruikers omgeving. Zoals reeds opgemerkt acht de NOS het noodzakelijk om, voor studio-gebruik van meervoudige draadloze

microfoon systemen, intermodulatie producten tot en met de zevende orde in haar berekeningen te betrekken.

Bovenaanzicht gebruikers-omgeving



Toewijzing van frequentie-ruimte :

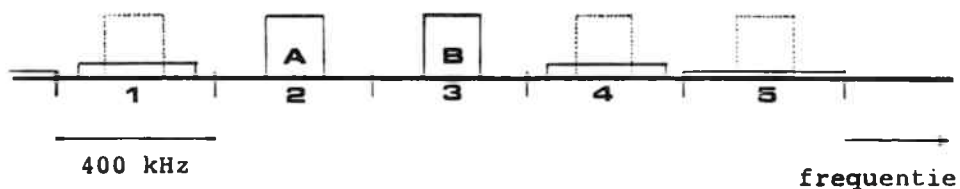


Fig. 2.C Voor de bovenstaande schets van een mogelijke opstelling van drie microfoongebruikers is aangegeven, dat aan de microfoonzenders A en B de kanalen 2 en 3 zijn toegewezen. Er is geen betrouwbare toewijzing mogelijk van een van de resterende kanalen aan de microfoonzender C, omdat men rekening moet houden met intermodulatieproducten tot en met de vijfde orde.

SYSTEEM-ONTWERP-OPZET

Voor het ontwerpen van een meervoudig draadloos microfoon systeem wordt uitgegaan van de volgende gegevens :

- a) maximaal 12 actieve microfoon gebruikers ;
- b) een 20 Mhz brede frequentie ruimte in de 900 Mhz band ;
- c) een "indoor" propagatie omgeving met als grootste ruimtelijke afmeting een lengte van 150-300 meter ;
- d) de audio-signalen worden geconverteerd in binaire boodschapsignalen met een constante data-rate ;
- e) eenrichtingsverkeer, van de mobiele zenders naar een vast ontvang-station ;

Van het te ontwerpen systeem wordt geeist :

- f) hoge audio transmissie kwaliteit, ook onder moeilijke omstandigheden :
 - Frequentie-bereik 20 - 20.000 Hz. (-3 dB)
 - S/N ratio > 55 dB voor ingangssignalen tot 20 dB onder het maximale niveau.
 - derde harmonische (THD) vervorming < 0.5 %
- g) grote betrouwbaarheid, hetgeen betekent dat het te ontwerpen systeem ongevoelig moet zijn voor de beschreven bronnen van storing.
- h) acceptabel zendvermogen.
(kleine celafmeting = grote "reuse" factor).
- i) Een beperkte tijdsvertraging tot 1/300 sec. mag worden toegestaan.

MICROFOON-TOEPASSINGS-ASPECTENAudio tijdsvertraging

Een microfoon wordt in de praktijk vaak gebruikt samen met een monitor-weergeef-systeem. Deze monitor geeft het microfoonsignaal "real time" weer en de maximale werkbare afstand tussen monitor en microfoon-gebruiker bedraagt ongeveer 10-20 meter, voordat een tijdsvertraging merkbaar is en als hinderlijk wordt ondervonden.

Op grond hiervan wordt voor het draadloze microfoonsysteem geeist, dat zich tijdens de transmissie van het microfoonsignaal naar de monitor geen tijdsvertraging groter dan $1/300$ sec. mag voordoen.

Classe C

In kleine mobiele apparatuur worden over het algemeen "classe C" zend-eindversterkers toegepast, in verband met een hoog rendement en een eenvoudige opzet. Deze niet-lineaire eindtrappen vereisen een constante omhullende modulatie-vorm (constant-envelope). Wanneer aan deze eis niet kan worden voldaan is een "classe AB" zender-eindtrap het beste alternatief.

Voor de mobiele audio-zenders, indien gebruik gemaakt wordt van de 900 MHz-band, moet gedacht worden aan zendvermogens in de orde van grootte van enkele mW.

De effectiviteit van de zend-antennes in de 8 meter band bedraagt zo'n 10 % , in de VHF band zo'n 70 % en in de UHF band 70-85 % .

Eén-richtings-verkeer

De RF-signaalsterkte variaties zouden bij het ontvangen kunnen worden vermeden, door per zender een zend-vermogens regeling toe te passen. Elke mobiele audio-zender zou dan tevens moeten worden ingericht op signaal-ontvangst. De parameters van de transmissieweg moeten hetzij in de ontvanger, hetzij in de mobiele audio-zenders, worden gemeten.

In het eerste geval moet een apart extra controle-kanaal worden gecreeerd. Dit kanaal moet door de ontvanger worden gebruikt voor de verzending van opdrachten naar de verschillende gebruikers (en eventueel voor synchronisatie doeleinden). Van het instructie kanaal mag worden verlangd, dat het ook goed blijft functioneren in geval van zowel onbedoelde, als opzettelijke (jammers) stoorbronnen en fading.

In het tweede geval, wanneer in de mobiele audio-zenders gemeten moet worden, zal de ontvanger via de ontvangst-antenne(s) piloot-tonen moeten verzenden. Dit zal in elk transmissie-kanaal moeten gebeuren, in verband met selectieve fadingsverschijnselen. Op deze manier zijn geen eenvoudig bruikbare oplossingen te verwachten.

Tijdens dit onderzoek is uitgegaan van éénrichtings-verkeer van de mobiele audio-zenders naar het ontvang-station. De mogelijke realisatie van een instructie-kanaal is niet onderzocht.

HOOFDSTUK 3

SIGNAAL TRANSMISSIE

Van grote invloed op het ontwerpprobleem is de RF-transmissieweg. Het is daarom nuttig een aantal randvoorwaarden te analyseren. Ten eerste zal het hoe en waarom van het digitaliseren van de analoge bron-informatie worden toegelicht. Vervolgens worden de propagatie eigenschappen van het medium behandeld. Negatieve invloeden op het transport van het gedigitaliseerde signaal moeten worden bestreden door toepassing van diversity technieken.

DIGITALISERING

De bron-codering, waarbij het analoge ingangssignaal wordt omgezet in een binair signaal, kan worden uitgevoerd met behulp van delta-modulatie of met puls-code-modulatie.

Verskillende uitvoeringsvormen zijn :

- ADM - adaptive delta-modulation
- CPDM - linear-predictive delta-modulation
- PCM - linear puls-code-modulation
- CODEC - A-law companding puls-code-modulation
- DPCM - differential puls-code-modulation

Vooraf op grond van de beschikbare componenten is gekozen voor PCM. In de naaste toekomst is te verwachten dat ADM componenten met vergelijkbare specificaties kunnen leiden tot een meer eenvoudige implementatie [5], zie ook Appendix J.

Indien bij de transmissie en detectie van het binaire boodschap signaal de bit-error-rate P_b voldoende kan worden beperkt, zal de uitgangsruijs van het totale systeem worden begrensd door de kwantiseringsruijs. Voor PCM met Q kwantiseringsniveaus moet dan gelden [5] :

$$P_b \ll 1/(2.Q)^2 \quad \text{bit/s} \quad (3.1)$$

Enkele belangrijke voordelen van het digitaliseren van analoge bron-informatie zijn :

- 1) De digitale bron-codering kan worden benut voor het verkrijgen van een meer constante audio-transmissie kwaliteit.

Dit wordt als een voordeel ervaren door de gebruikers en wordt geprefereerd boven een systeem met een, van omstandigheden afhankende, wisselende kwaliteit.

Boven een bepaalde ontvangst-sterkte-grens (threshold), als

voldaan wordt aan (3.1), neemt de signaal-ruis verhouding (S/N) aan de uitgang van een PCM-systeem een constante waarde aan. Dit is in tegenstelling tot analoge modulatie zoals brede-band FM, waarbij bij afnemende ontvangst-sterkte (CNR) de signaal-ruis verhouding (S/N) verslechtert en theoretisch zelfs een lagere waarde kan aannemen bij de bovengenoemde ontvangst-sterkte-grens. Dit kan worden aangetoond voor een uniforme kanaal-codering van de PCM woorden [5, blz 560].

Belangrijk is het optimaliseren van de relatie tussen de statistische eigenschappen van de informatie-bron en de deterministische eigenschappen van het transmissie-kanaal. Een mogelijke optimalisatie kan worden gevonden in het niet uniform kwantiseren. Tevens is het mogelijk de "hi-bits" redundanter te coderen dan de "low-bits".

Een nadeel van PCM is de grotere transmissie bandbreedte, die in praktijk meestal noodzakelijk is.

- 2) Waarschijnlijkheids-analyses tonen aan dat fout-corrigerende (n,k) codes met een code-rate $R_c = k/n$ kleiner dan de kanaalcapaciteit kunnen bijdragen tot een willekeurig kleine foutkans, als de codes maar lang genoeg worden gemaakt. Hiervoor geldt een exponentieel verband volgens het "noisy channel coding theorem" van Shannon.

In de praktijk betekent dit dat de toegevoegde redundantie kan worden benut om het digitale signaal met een zeer grote, doch eindige, nauwkeurigheid te regenereren. Een dergelijke precisie is bij het regenereren van analoge (basis-band) signalen, door versterking, moeilijk te bereiken.

Vergelijk de grammofoonplaat met de compact disc.

- 3) Voor de primaire registratie (studio-opname) en opslag van muziek en andere audio signalen wordt bijna uitsluitend gebruik gemaakt van magnetische dragers (banden of tapes). De opslag van gedigitaliseerde audio op deze dragers biedt als voordeel dat zowel een totale kanaalscheiding als het volledig ontbreken van band-overspraak (print-through) zeer nauwkeurig kunnen worden benaderd.

- 4) Digitalisering opent de mogelijkheid tot tijdelijke opslag en manipulatie. Deze technieken worden vaak samengevat onder de term "time-domain manipulation". Voorbeelden zijn : echo, galm (reverberation), anti-rondzing-protectie, sampling keyboards, digital sound emulation en instantaneous noise gating.
- 5) Digitale encryptie biedt de mogelijkheid tot vergaande geheimhouding. Dit in tegenstelling tot analoge signalen, waarbij slechts een beperkte veiligheid in de vorm van "analog scrambling" kan worden geïntroduceerd.
- 6) De propagatie van gedigitaliseerde signalen biedt veel meer mogelijkheden voor de toepassing van diversity-technieken. Bij de propagatie van analoge signalen is diversity in tijd praktisch onmogelijk. De vorm van de toegepaste diversity is van grote invloed op de uiteindelijke uitvoering en prestaties van het systeem.
- 7) De vooruitgang op het gebied van de digitale signaalgeneratie en de microprocessor-technologie kan worden aangewend tot een meer betrouwbare detectie van communicatiesignalen tegen een achtergrond van ruis, interferentie en vervorming.
- 8) Het in eenzelfde tijd-frequentie-ruimte simultaan communiceren door verschillende gebruikers is aantrekkelijk. Signalen in digitale vorm in combinatie met "multiple access" coderings technieken bieden op een relatief eenvoudige manier de mogelijkheid een groot aantal potentieele gebruikers te voorzien van een identificatie.

Voor de audio-mobiele toepassing is gekozen voor een bemonsterwoord-breedte van 12 bits. Met een bemonsterings-frequentie van ongeveer 41,5 kHz resulteert dit in een bron informatie snelheid R_b (bit-rate) van $R_b = 500 \text{ kbit/s}$.

Deze transmissie snelheid past bij de CCITT hierarchie, die gebaseerd is op 2048 kbit/s. Voor het transport (lijntransmissie) van 4 audio-signalen (of 2 stereo kanalen) zou derhalve van een eenheid van 30 telefoon kanalen gebruik kunnen worden gemaakt, mits deze kanalen met een voldoende kleine foutenkans (bit-error-rate) kunnen worden bedreven.

In het CCIR-rapport 647 wordt voor digitale audiotransmissie 10 tot 14 bits per monster voorgesteld, wanneer gecodeerd wordt met 13-segmenten A-law.

In CCIR-rapport 948 wordt voor de verbinding met studio's zelfs 20 bits per monster bij een bemonsterings frequentie van 48 kHz aanbevolen. Dit komt overeen met een transmissie snelheid van $R_b = 960$ kbit/s. In de recentelijk ontwikkelde DAT (digital audio tape) recoders wordt bij deze bemonsterings frequentie van 48 kHz gebruik gemaakt van 16-bit woorden.

Ter vergelyk de hoge kwaliteit van de compact-disc. Teneinde de gewenste 90 dB signaal-ruis verhouding te halen is gebruik gemaakt van een lineaire codering met 16 bits per monster. De bemonsterings frequentie is 44,1 kHz. Dit sluit niet aan bij de aanbevelingen voor lijn- en satelliet- transmissie. Doordat de 16 bits zijn opgenomen in blokken, waarin ook bits voor foutcorrectie, extra informatie en synchronisatie aanwezig zijn, is de transmissie snelheid 4321,8 kbit/s.

In CCIR-rapport 953 is, voor digitale audio-omroep via satelliet, een lineaire codering met 14 bits per monster bij een bemonsterings frequentie van 32 kHz voorgesteld. Deze DBS-norm (direct broadcast satellite) betekent een transmissie snelheid van $R_b = 448$ kbit/s.

De in dit onderzoek gekozen informatie transmissie snelheid van $R_b = 500$ kbit/s kan eventueel tot 448 kbit/s worden gereduceerd door verlaging van de bemonster frequentie tot 37,3 kHz , bij een lineaire codering met 12 bits per monster.

De keuze van een 12 bit-monster vormt een verantwoorde afweging tussen enerzijds de beschikbare componenten en anderzijds de beoogde hoge kwaliteit van de audio. Een eenvoudige "low power" 12 bits analoog-digitaal omzetter, geschikt voor inbouw in een microfoon, is in de naaste toekomst zeker te verkrijgen. Met 12 bits, overeenkomend met $Q = 4096$ kwantiseringsniveaus is een (zaagtand) signaal-ruis verhouding van $S/N = 72$ dB mogelijk. Als voorwaarde voor de bit-error-rate P_b wordt met (3.1) dan gevonden :

$$P_b \ll 1,5 \times 10^{-8} \text{ bit/s.} \quad (3.2)$$

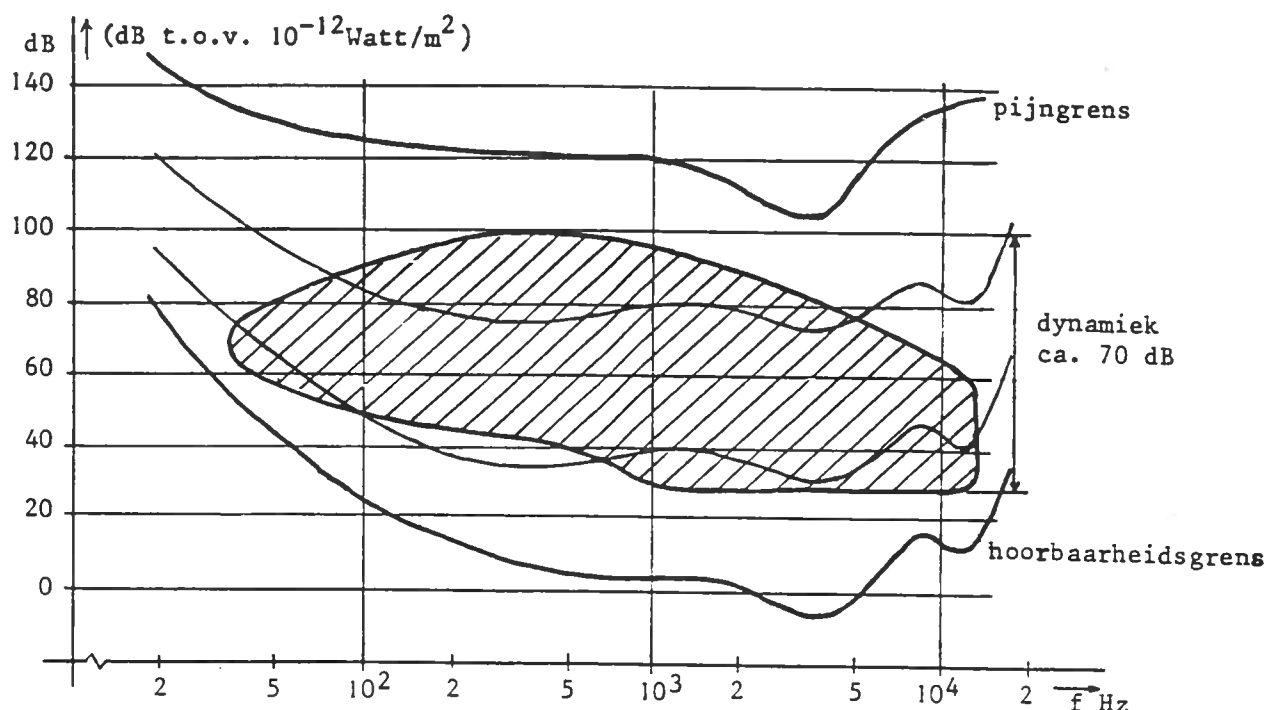


fig 3.A In het gearceerde gebied, de intensiteitsniveaus voorkomend in orkestmuziek (uit Bell Lab. Record).

[80]

Er wordt dan voldaan aan de CCITT aanbeveling voor internationale muziekverbindingen, van een hoogst toelaatbaar ruisvermogen, dat ongeveer 62 dB (zonder psophometerfilter gemeten) beneden het niveau behorende bij de maximale uitsturing ligt (noise-floor).

Om een groter dynamisch ingangsbereik (head-room) te verkrijgen voor de audio-mobiele toepassing kan de hulp van een compander configuratie worden ingeroepen, bv. de NE 570 van Signetics. De THD vervorming van deze compandor kan tot een niveau onder de 0,4 % worden afgeregeld. Met behulp van dit circuit wordt een systeem signaal-ruis verhouding mogelijk van $S/N = 62$ dB voor een ingangs signaalsterkte van 20 dB beneden het maximale ingangsbereik.

Voor sommige toepassingen is een dergelijke head-room van 20 dB noodzakelijk. Bijvoorbeeld de gitaar, waarvan de omhullende van een snaaraanslag kan worden voorgesteld als een steile impuls, die wordt gevolgt door een in de tijd exponentieel verlopende damping. De gemiddelde geluidsterkte is vrij gering. Zie ook fig. 3.A.

De puls-code-modulatie introduceert een beperking voor de hoge frequenties van het audio spectrum (Nyquist). Ingangs-signalen met frequenties hoger dan de helft van de bemonster-klok-frequentie veroorzaken vouw-overspraak vervorming en moeten worden vermeden door filtering.

Een subjectieve keuze moet worden gemaakt, een laag-doorlaat filtering vanaf 19-20 kHz met een helling van 48 dB/okt of een filtering met een flauwere hellings-karakteristiek, welke zich inzet bij een lagere frequentie, om een te sterke fasedraaiing in het hogere gedeelte van het audio-spectrum te voorkomen. Voor veel "semi professionele" microfoons is een vlakke frequentie karakteristiek tot 15 kHz voldoende, omdat deze microfoons geen signalen met hogere frequenties afgeven. Zie ook Appendix D.

Overigens sluit de keuze van de informatie-snelheid aan bij moderne audio-proccessing apparatuur (digital sound emulator) en kleine computer data-opslag systemen (Winchester-disc).

PROPAGATIE EIGENSCHAPPEN BINNENSHUIS

Voor de juiste reconstructie van de PCM woorden door de ontvanger is de kanaal-kwaliteit van belang. De transmissie wordt bemoeilijkt door de mobiliteit van de zenders. Hoe het binaire bron-sigitaal het beste kan worden gemoduleerd en kanaal-gecodeerd voor de transmissie en welke onzekerheden in het ontvangen sigitaal optreden worden voornamelijk bepaald door de transmissie condities.

Dichtbij-veraf probleem

De ontvang-sigitaal-sterkte heeft een belangrijke invloed op het foutengedrag. Voor variaties in ontvangst-sigitaal-sterkte kan het verschil in propagatie afstand als eerste oorzaak worden aangemeld. Terwijl een zender, dichtbij de ontvangende antenne, een sigitaal van enkele honderden μV produceert, kan een andere zender, werkend op een nabijgelegen frequentie-kanaal, zover verwijderd zijn van de ontvangende antenne, dat slechts een sigitaal van enkele μV wordt ontvangen.

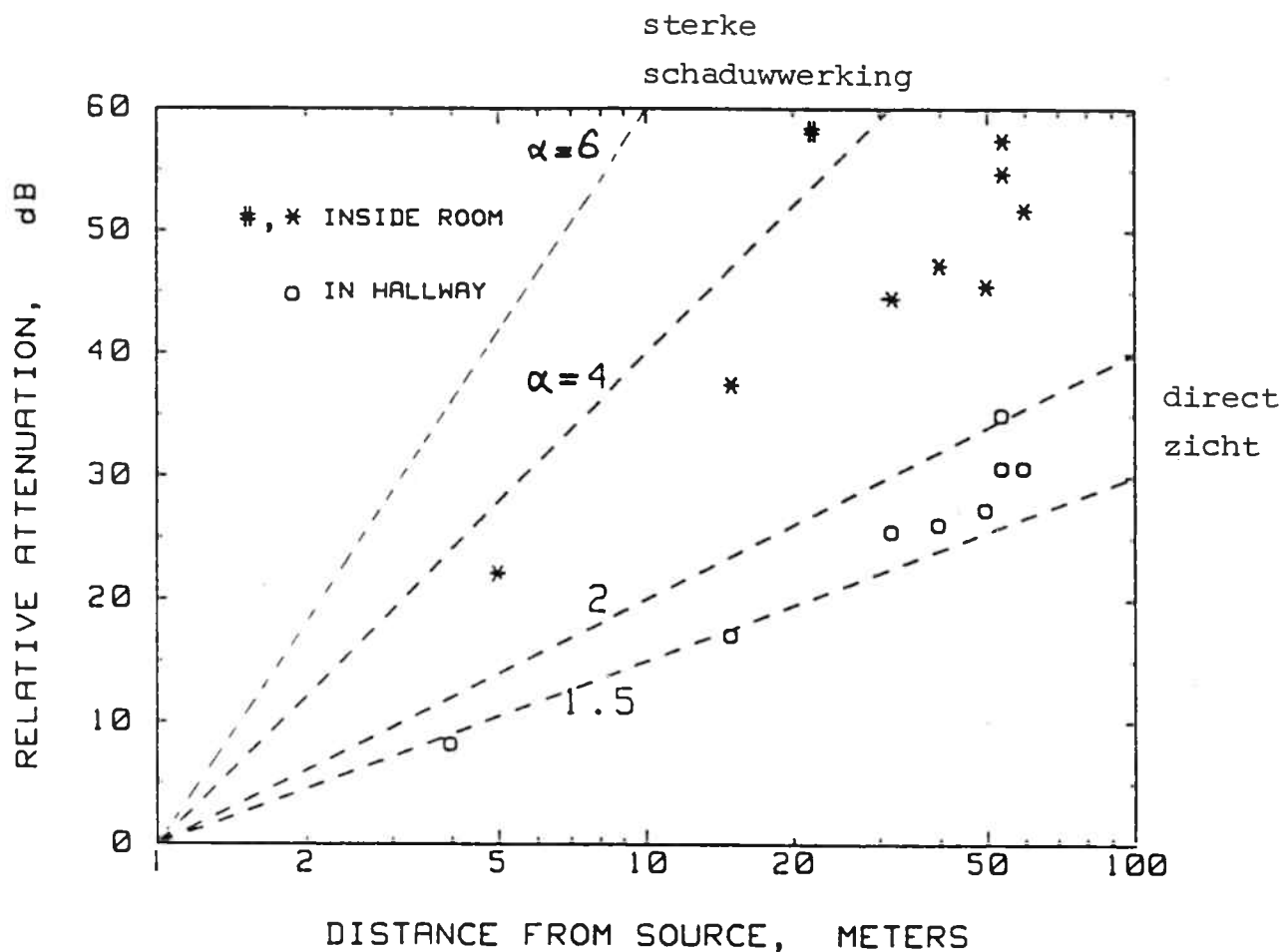


Fig 3.B Gemeten signaal-verzwakking versus afstand, gerelateerd aan het niveau op een afstand van 1 m van de zender. De gradienten zijn gearceerd weergegeven. Uit [6].

Met het vrije-ruimte model, met een kwadratische afhankelijkheid tussen het gemiddelde signaal-vermogen en de afgelegde weg, vinden we een mogelijke variatie in ontvangst-vermogens van 34 dB, wanneer we uitgaan van een verhouding van 50 tussen de maximale en minimale afstanden van zenders naar ontvanger.

Ingeval van enige schaduwwerking, wanneer er voorwerpen en/of personen zich tussen de zend-antenne en ontvangst-antenne bevinden, wordt een derde tot vierde machts-afhankelijkheid tussen het gemiddelde signaalvermogen en de afstand van zender naar ontvanger aannemelijk [6]. Men kan een dergelijke verbinding klassificeren als een bijna direct-zicht verbinding. Zie fig. 3.B.

In geval van sterke schaduw-werking kan men op een demping rekenen met een nog grotere machts-afhankelijkheid dan vier.

Schaduwwerking

Het elektromagnetisch golffront kan zich om objecten heenbuigen als deze objecten niet te grote afmetingen hebben ten opzichte van de golflengte (diffraction). Bij te grote objecten treedt schaduwwerking (shadowing) op. In de 900 MHz band zal, in verband met de kleinere golflengten (1/3 m) , dit proces van schaduwwerking sterker aanwezig zijn dan in de lagere frequentie-band, men spreekt wel van een quasi-optisch propagatie karakter.

Metingen in de 900 MHz band, binnenshuis verricht door Alexander, vertonen een afstands-vermogens afhankelijkheid met een gradient van bijna zes, in geval van sterke schaduwwerking [7]. In de meetruimte werd experimenteel vastgesteld, dat de afhankelijkheid tussen de afstand dS en het gemiddelde ontvangstvermogen P_o bij sterke schaduwwerking kan worden geschreven als :

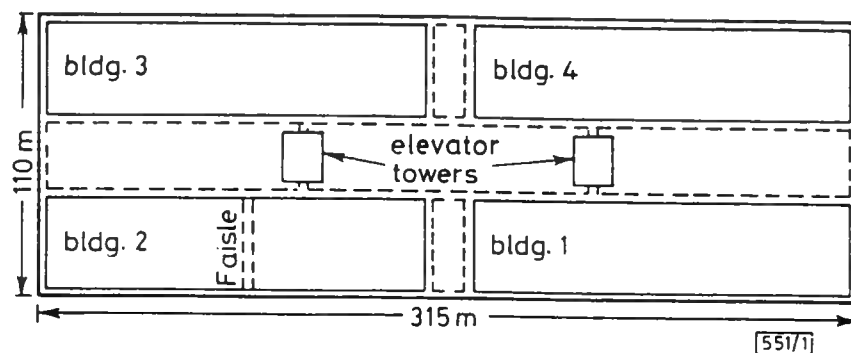
$$P_o = -57,2 \log dS \quad \text{dB.} \quad (3.3)$$

De meetruimte kan worden omschreven als een gebruikersruimte met scheidings-wanden, waarin metalen zijn verwerkt, die ongeveer om de 5 meter zijn geplaatst. Wederom uitgaande van de verhouding van 50 tussen veraf en dichtbij betekent dit een signaal-sterkte-variantie van $57,2 \log 50 = 97,2 \text{ dB}$.

De damping, als gevolg van de schaduwwerking, hangt af van de beweeglijkheid en kan daarom zeer langdurend zijn ; men spreekt van "long term" fading. Uitgaande van een vast zendvermogen kan deze vorm van signaalsterkte-verlies alleen worden bestreden door het beperken van de afstand(en) tussen de ontvang-antenne(s) en de plaats(en) waar een sterke schaduwwerking optreedt.

Meerwegigheid (multipath)

Men spreekt van meerweg-propagatie, indien de elektromagnetische golven zich langs meerdere wegen van de zender naar de ontvanger verplaatsen. Twee gevolgen kunnen worden onderscheiden : delay spread en fading.



Plan of experimental site (Holmdel complex)

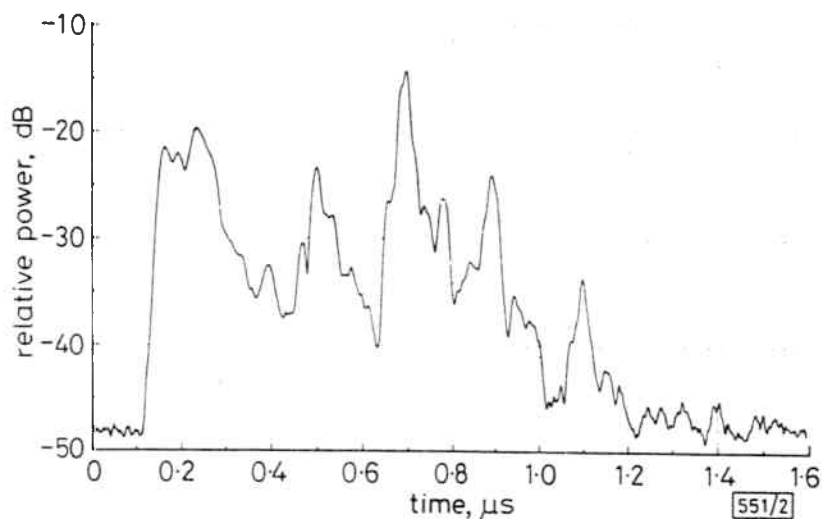


Fig 3.C Bovenstaand gemiddeld vermogens-spreidings-profiel is ergens in de aangegeven meetruimte geregistreerd [11]. De eenvoudige modellering met een exponentieel in de tijd afnemend profiel is niet op elke plaats dekkend.

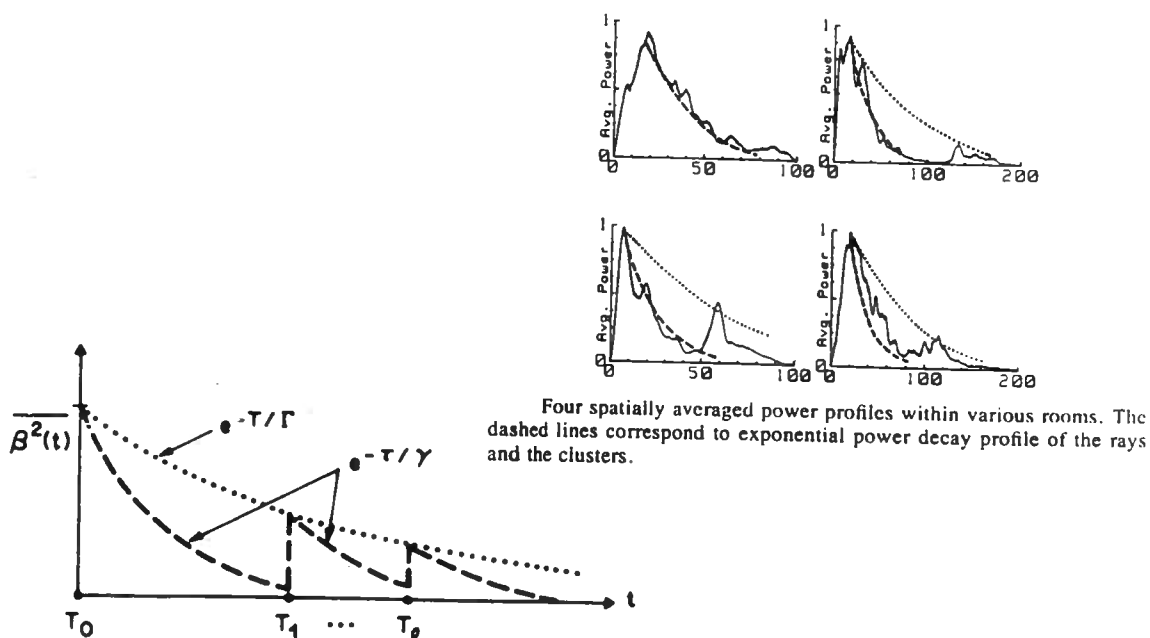


Fig 3.D Links het model van Salem en Valenzuela [6]. Men onderscheidt groepen van (bijna) gelijktijdig aankomende elektro-magnetische golven (clusters). Rechts vier gemeten vermogens-spreidings-profielen.

Delay spread of tijd-dispersie ontstaat door verschillen in propagatie-weg-lengten. De delay spread functie is de spreidings-functie van het ontvangen signaalvermogen in de tijd.

Fading beschrijft het verschijnsel van versterking en uitdoving door het interfereren van golven met verschillende fase-hoeken en amplituden en is plaats-afhankelijk (dead-spots).

Men definieert de waarde rms delay spread T_m als de wortel van het tweede centrale moment van de vermogens-spreidings-functie.

Men definieert de coherentie-bandbreedte B_c als het maximale frequentie interval waarin een amplitude correlatie groter of gelijk aan $1/2$ kan optreden.

Modellen

Er bestaan vele algemene modellen voor de beschrijving van de spreidings-functie, maar geen van deze modellen is voor elke binnenshuis situatie volledig dekkend, als gevolg van de sterk plaats-gebonden omstandigheden. Meestal wordt ten aanzien van de vermogens-spreidings functie een exponentieel afnemende distributie aangenomen [8,9]. Metingen, binnenshuis verricht, vertonen een verscheidenheid aan mogelijke profielen [6,10,11].

In een recente publicatie poneren Saleh en Valenzuela een model dat is gebaseerd op clustervorming [6]. Het ontvangen van een aantal opeenvolgende clusters of echo's kan worden geassocieerd met de afzonderlijke reflecterende vlakken en vormen in de gebruikers ruimte. De piekvermogens van de afzonderlijk waarneembare echo's vertonen een exponentieel afnemend verband. De clusters zelf vertonen een steiler exponentieel afnemend profiel. Het verband tussen de coherentie-bandbreedte B_c en de rms delay spread T_m ligt in de binnenshuis propagatie omgeving dus niet eenduidig vast. Het profiel van de clusters doet een grotere coherentie-bandbreedte vermoeden dan de bandbreedte B_c , welke gewoonlijk wordt benaderd op basis van de rms delay spread T_m . Zie fig. 3.D.

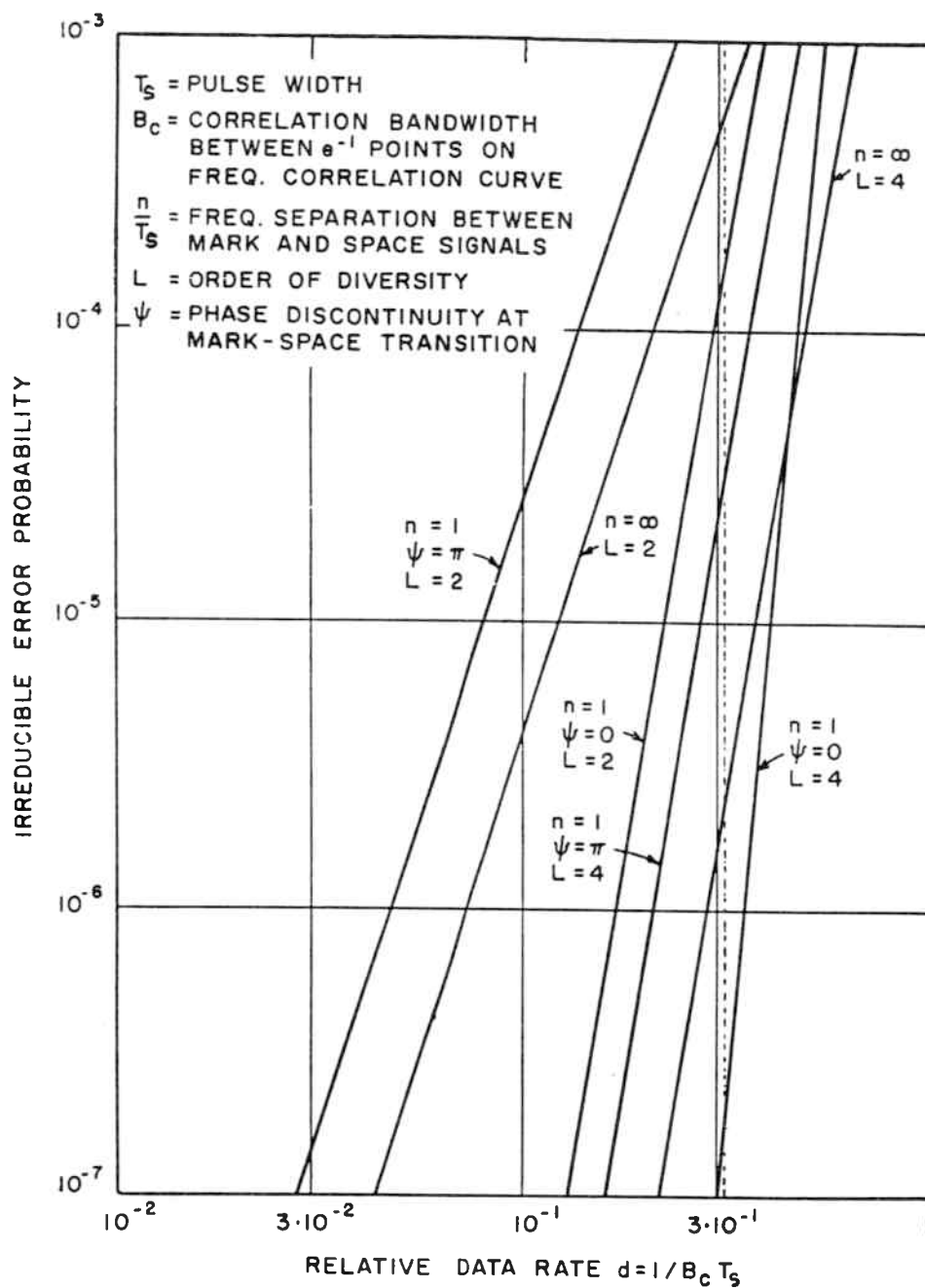


Fig 3.E De foutkans als gevolg van de intersymbool-interferentie, als functie van de relatieve data-rate [15]. De coherentie bandbreedte B_c wordt door Bello en Nelin gedefinieerd als :

$$B_c = \frac{(e - 1)^{1/2}}{2 \pi \cdot T_m}$$

Een signalerings-tijdsduur $T_s = 3 \mu s = 15 \cdot T_m$ komt overeen met $d = 0,31$. (met $T_m = 200 \text{ ns}$)

Een breed-bandige amplitude correlatie kan worden geassocieerd met sterk reflecterende vormen dichtbij de zender. Een smallere en minder diepe rimpel, gesuperponeerd op de correlatie-karakteristiek, wordt veroorzaakt door echo's, reflecties tegen verder verwijderde vormen. Een dergelijke modellering is beschreven door Lorenz [12].

Indien van een afgelegde weg dS wordt uitgegaan, die twee maal, heen en terug, de grootste ruimtelijke afmeting van de binnenshuis omgeving beslaat, kan de gerelateerde tijdsvertraging dienen als schatting van de maximale echo vertragingstijd dT_{max} [13] :

$$dT_{max} = dS/c \quad \text{met } c = 3,0 \times 10^8 \text{ m/s.} \quad (3.4)$$

De gegeven (hoofdstuk 2) maximale lengte van $dS = 150$ meter geeft voor $dT_{max} = 1 \text{ } \mu\text{s}$.

Tijd-dispersie

Intersymbool-interferentie treedt op als er sprake is van een te grote vermogens-spreiding ten opzichte van de signalerings-tijdsduur en uit zich in een kanaalsymbool-foutkans die bij benadering onafhankelijk is van de signaal-ruis verhouding. Deze foutkans wordt de "irreducible-error-probability" genoemd. De vermogens-spreiding limiteert de maximale seinsnelheid of baudrate, zie fig. 3.E.

Theoretische analyses van Bello en Nelin [14,15] tonen aan dat deze grens wordt beïnvloed door de vorm van de frequentie-correlatie functie, de Fourier-getransformeerde van de vermogens-spreidings functie.

Metingen, ten aanzien van de vermogens-spreiding, indiceren echter dat de maximale seinsnelheid of signalerings-snelheid primair wordt bepaald door de effectieve duur van de vermogens-spreiding, de rms delay spread T_m , en niet zo zeer door de specifieke vorm van de vermogens-spreidingsfunctie [13].

In de beide publicaties [13,14] blijkt vooral het toepassen van plaats-diversity van grote invloed te zijn.

In de praktijk zijn in een groot laboratorium-complex (Holmdel complex), met inwendige afmetingen van 315 x 110 meter en een hoogte van zes verdiepingen, door Devasirvathan, een mediaan rms delay spread $T_m = 125$ ns en een maximale waarde van $T_m = 250$ ns gemeten (cumulatieve distributie) [11]. Zie ook fig. 3.C.

Indien de ontvang-antenne buiten de gebruikersruimte (outside coverage) wordt geplaatst, meet men grotere maximale waarden van $T_m = 450$ ns. Een dergelijke antenne positionering moet dus worden vermeden [10].

Door Saleh en Valenzuela zijn, in een kleiner kantoorgebouw met inwendige afmetingen van 115 x 14 meter en twee verdiepingen hoog, waarden voor de rms delay spread van $T_m = 100 - 200$ ns gemeten [6]. In dit verslag wordt uitgegaan van een maximale waarde voor de rms delay spread van $T_m = 200$ ns.

Uitgaande van voldoende diversity moet, om een te sterke intersymbool interferentie te voorkomen, de signalerings-duur T_s toch zeker tien keer groter worden gekozen dan de (cumulatief bepaalde) rms delay spread T_m [11,16], dus :

$$T_s > 10 \cdot T_m = 2 \mu s. \quad (3.5)$$

Deze factor is enigszins afhankelijk van de toe te passen digitale modulatie vorm, amplitude- of fase- modulatie, en de vorm van de signaleringspuls en de eisen ten aanzien van de maximale irreducible-error-rate, zie ook [9, blz 412]. Tot op zekere hoogte kan met behulp van speciale ontvanger technieken, zoals "windowing" en kanaal-egalisatie, de intersymbool-interferentie worden gematigd.

Coherentie bandbreedte

In het frequentie-domein wordt de amplitude correlatie bescheven met de coherentie bandbreedte B_c . Men gaat uit van een meerweg propagatie, waarbij per te onderscheiden propagatie-weg (path) alle golven, onafhankelijk van de frequentie, bij het reflecteren en de diffractie een gelijke fase-draaiing en demping ondergaan.

Er wordt tevens verondersteld dat er geen correlatie bestaat tussen de signalen die zich langs verschillende propagatie-wegen van de zender naar de ontvanger verplaatsen (uncorrelated scattering).

De coherentie bandbreedte wordt benaderd als omgekeerd evenredig met de rms delay spread T_m (van het totale composiet) , uitgaande van een exponentieel afnemend profiel van de vermogensspreiding [8,9,12,16], dus :

$$B_c = 1/(2\pi \cdot T_m) \quad (3.6)$$

De eis (3.5) wordt nu als volgt vertaald : de breedte van het transmissie-kanaal moet veel kleiner zijn dan de coherentie bandbreedte B_c , zodat een kanaalfadings-model met vlakke frequentie karakteristiek kan worden toegepast, men noemt dit het "multiple narrow band" (MNB) kanaal model ; in alle transmissie-kanalen kan een vlakke frequentie-fading worden verondersteld. Indien niet aan deze eis kan worden voldaan, bestaat de mogelijkheid van frequentie selectieve fading in de transmissie-kanalen, welke leidt tot (lineaire) spectrale vervorming.

Indien een gebruiker gebruik maakt van meerdere sub-kanalen in een frequentie selectieve fadings omgeving, moet ten aanzien van de fadings-statistieken worden opgemerkt, dat geoptimaliseerd kan worden, door de frequentie-afstanden tussen de sub-kanalen veel groter te kiezen dan de coherentie bandbreedte, zodat de fading onafhankelijk is van kanaal tot kanaal. In een binnenshuis omgeving kan hieraan moeilijk worden voldaan, omdat in een kleine gebruikers-ruimte de coherentie bandbreedte B_c gemakkelijk grotere waarden kan aannemen. Indien we uitgaan van een kleine rms delay spread $T_m = 25$ ns kan met behulp van (3.6) worden afgeleidt : $B_c = 6,4$ MHz. Wanneer een zender zich dicht in de buurt van een sterk reflecterend oppervlak bevint, is een dergelijke grote coherentie-bandbreedte B_c niet onmogelijk.

Deze afhankelijke fading is inherent aan een degradatie van de orde van de frequentie-diversity en moet worden bestreden door het toepassen van plaats-diversity technieken en door een equidistante kanalen-indeling te vermijden, ivm. eventuele staande golf patronen.

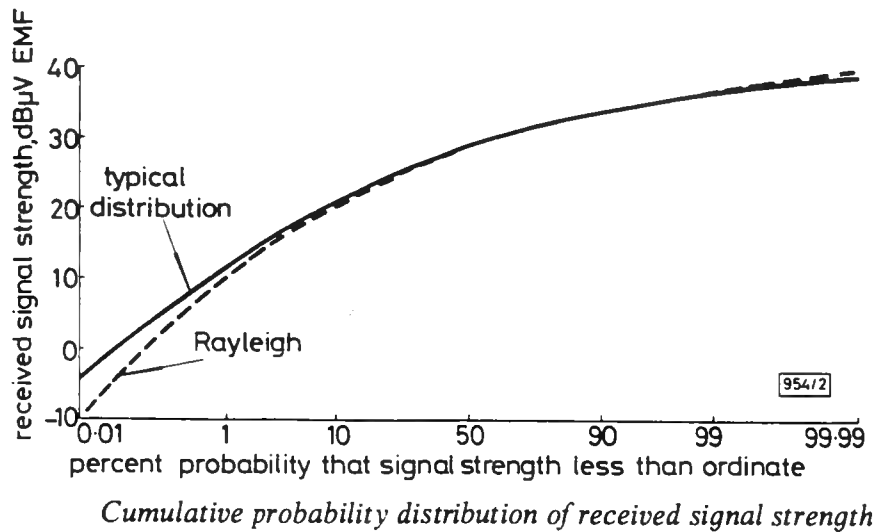


Fig 3.F De cumulatieve kansverdeling van de sterkte van het ontvangen signaal kan worden benaderd met behulp van een Rayleigh verdeling [7].

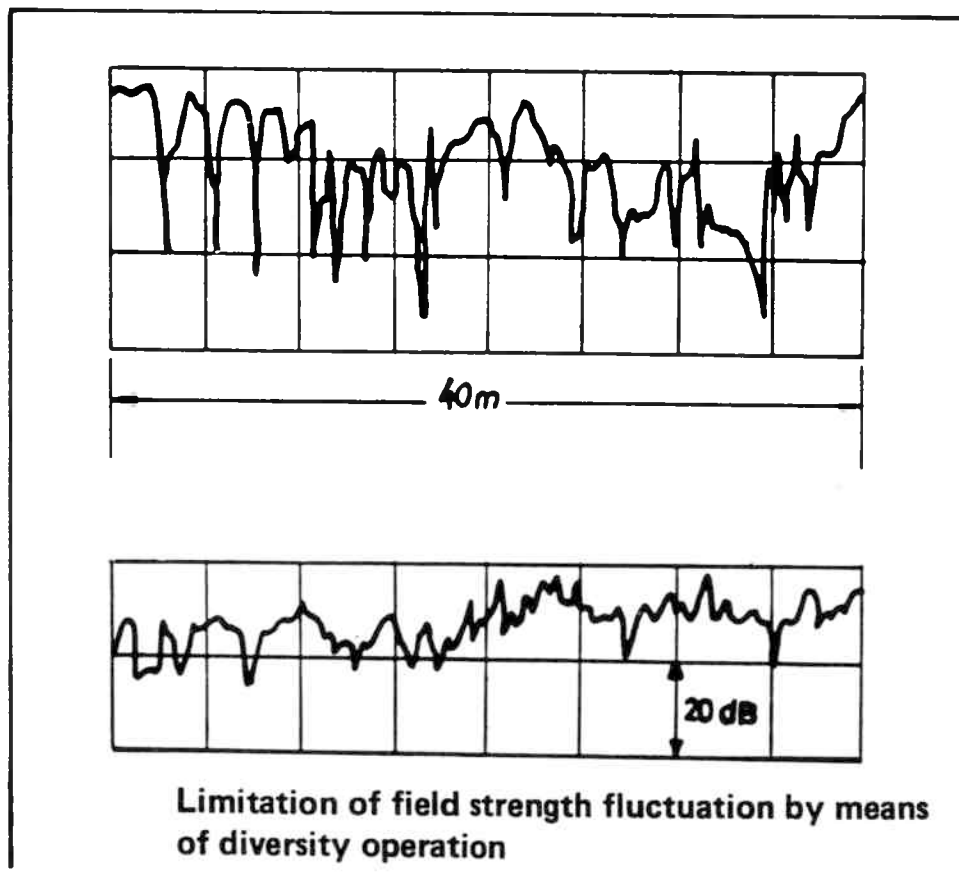


Fig 3.G Veldsterkte variaties versus afgelegde weg, zonder en met "selective combining" (2^e -orde) De kortste afstand tussen twee minima bedraagt ongeveer $1/7$ deel van de RF-golflengte = 8m. (draaggolf-freq. 37,5 MHz, info bron f)

Coherentie tijd

De coherentie tijd T_c is dual aan de coherentie bandbreedte B_c en is omgekeerd evenredig met de Doppler frequentie onzekerheid B_m . Het verband tussen de verplaatsings-snelheid dS/dt en de maximale frequentie onzekerheid $f_m = B_m/(2\pi)$ is :

$$dS/dt = (RF\text{-golflengte}) \cdot B_m / (2\pi) \quad (3.7)$$

Indien we we uitgaan van het heen en weer bewegen van een microfoon, wat bij een maximale frequentie van 1,5 Hz en een amplitude van 1 m evenredig is met een verplaatsings-snelheid van $1,5 \text{ m/s} = 5,4 \text{ km/uur}$, vinden we voor de Doppler frequentie onzekerheid $f_m = 4,5 \text{ Hz}$, bij een RF-golflengte van $1/3 \text{ m}$. (900 MHz band).

Trage fading

Voor een eventuele toepassing, in de ontvanger, van adaptieve technieken, zoals een adaptieve versterkingsregeling (AGC), is een indruk van de diepte en de snelheid van de fadings-variaties gewenst.

Bij het ontbreken van een direct-zicht verbinding zal de som van de, langs meerdere wegen aankomende, gereflecteerde en afgebogen, golven met random amplitudes en uniform verdeelde fase-hoeken, kunnen worden benaderd als een Gaussisch toevalsproces, met een Rayleigh verdeelde omhullende. Men noemt dit model het "gaussian wide-sense stationary uncorrelated scattering" (GWSSUS) model [16].

Het concept van de Rayleigh fading houdt in dat er een eindige kans bestaat op (volledige) uitdoving, in de vorm van momentele signaalniveaus ver beneden de gemiddelde signaal-ruis verhouding.

Zie ook fig. 3.F.

Momenten van diepe fading gaan gepaard met snelle en sterk frequentie selectieve veranderingen van signaal- amplitude en fase. Een merite van het toepassen van diversity bestaat uit het vermijden of het sterk beperken van het plaatsvinden van deze momenten van diepe fading. Een eenvoudige asymptotische benadering luidt dat de kanaalsymbool-foutkans, als gevolg van het voorkomen van momenten van diepe fading en uitdoving, omgekeerd evenredig is met de gemiddelde signaal-ruis verhouding. De ondergrens wordt gevormd door de irreducible-error-rate.

Men spreekt van trage fading (slow fading channels) wanneer de snelheid van de fadings-variatië bij verplaatsingen veel lager is dan de signalerings-snelheid. De amplitude- en fase- variatië gedurende de tijdsduur T_s van een kanaalsymbool zijn dan te verwaarlozen.

In een praktijk situatie buitenshuis wordt met een draaggolf van 800 MHz, bij een verplaatsings-snelheid van 96 km/uur, een fading-rate van 80 Hz gemeten [13]. Bij een snelheid van 96 km/uur wordt een afstand gelijk aan de RF-golflengte van 37,5 cm (800 MHz) ongeveer 71 maal per seconde afgelegd. Blijkbaar moet men rekening houden met gemiddeld 8/7 fadings-minima bij het afleggen van een afstand gelijk aan de RF-golflengte.

In theorie wordt meestal uitgegaan van een stationair complex staande golf patroon. De plaatsafhankelijke complexe impuls-responsie van een kanaal kan worden gesplitst in een infase-component en een daarvan onafhankelijke kwadratuur-component. Men moet rekening houden met een fadings-minimum per halve afgelegde golflengte-afstand [9].

In de binnenshuis omgeving is de "stationaire" complexe staande golf modellering beperkt toepasbaar, in verband met de grote invloed van het verplaatsen van personen en/of voorwerpen. Bovendien is de ontvangst van signalen sterk plaatsafhankelijk, wat zich uit in sterk wisselende vermogens-spreidings-profielen bij verplaatsing. Wanneer het, over een bredere frequentie-band $W \gg B_c$ gemiddelde, ontvangstvermogen wordt gemeten, kan dit slechts voor geringe verplaatsingen constant worden genoemd. Zie ook fig 3.G.

Voor de binnenshuis omgeving lijkt een benadering in de vorm van ten hoogste 10 minima bij het afleggen van een afstand gelijk aan de RF-signaal-golflengte $= 1/3 \text{ m}$ (900 MHz band) zeker voldoende. Men vindt dan, bij een verplaatsings-snelheid $ds/dt = 5,4 \text{ km/uur}$, een maximale fadings-frequentie van 45 Hz.

DIVERSITY-TECHNIEKEN

Men past diversity toe om de kwaliteit en de betrouwbaarheid van een transmissie systeem te verbeteren. Men spreekt van diversity, wanneer de informatie voor transmissie-doeleinden redundant wordt uitgespreid in tijd, frequentie of plaats, en wanneer in de ontvanger een samenvoeging (combining) plaatsvindt, met de bedoeling dat de informatie van de non-informatie wordt gescheiden.

Ten aanzien van de samenvoeging kan onderscheid worden gemaakt in het pre-detector en post-detector combineren.

Het aantal diversity-kanalen met onafhankelijke fadings-karakteristieken, waarvan per gebruiker gebruik wordt gemaakt, wordt de orde van diversity genoemd.

Plaats-diversity (space-diversity)

In de binnenshuis propagatie omgeving is de toepassing van plaats-diversity noodzakelijk, om te grote signaalsterkte-variaties, tot uitdovingen (dead spots) toe, te voorkomen.

Niet alleen door de omnidirectionele zend-antenne, maar vooral ook door de aard van de binnenshuis-omgeving wordt voor een spreiding van de uitgestraalde elektromagnetische energie gezorgd.

Door gebruik te maken van een aantal ontvang-antennes, op diverse plaatsen, tracht men plaats-onafhankelijke propagatie-eigenschappen te benaderen. Daarom is het belangrijk dat de fadingkarakteristieken van de diverse antenne signalen onafhankelijk van elkaar zijn, zodat bij het combineren de kans op het tegelijkertijd (en langdurend) voorkomen van diepe fading klein is.

De volgende belangrijke combineer technieken kunnen onderscheiden worden :

a) Switching-type combining, on/off.

Men gebruikt een bepaald antenne-sigitaal, of een combinatie van antenne-signalen, tot een zodanige degradatie optreedt, dat een threshold-grens wordt overschreden. In dat geval schakelt men over naar dat antenne-sigitaal, of die combinatie van antenne-signalen, waarmee wel goede transmissie resultaten worden bereikt.

b) Selective combining, one of N.

Uit N antenne-signalen wordt voortdurend het sterkste sigitaal gekozen.

c) Equal gain combining.

Elk sigitaal wordt indien mogelijk fase-vergrendeld. Bij het optellen van deze signalen ontstaat een grotere afstand tussen enerzijds de gesommeerde coherente sigitaalcomponenten en anderzijds de gesommeerde non-coherente ruisachtige componenten. Indien fase-vergrendeling niet mogelijk is (non-coherent veld) maakt men gebruik van kwadratuur-ontvangers en spreekt men van square-law combining.

d) Maximal-ratio combining.

Vormt een extensie van equal-gain combining, waarbij aan elk ontvangst sigitaal tevens een gewicht wordt toegekend in evenredigheid met de ontvangst-sigitaal-ruis verhouding en eventueel andere kanaal-parameters.

Bij de analoge FM draadloze microfoon systemen wordt een plaats-diversity gevonden in de vorm van meerdere (meestal twee) ontvang-antennes en een post-detector combineer techniek. Het pre-detector combineren wordt niet toegepast, vanwege additieve ruisproblemen als gevolg van het schakelen van de antenne-signalen.

Van de volgende technieken wordt gebruik gemaakt :

a) Squelch diversity (switching-type combining)

Van de, op de verschillende antennes aangesloten, ontvangers worden de AF-uitgangen parallel geschakeld. Indien een ontvanger niet voldoende RF-signaal krijgt toegevoerd, schakelt deze zijn AF-uitgang af (squelch). Een nadeel is dat, ondanks een verhoogde betrouwbaarheid, de kwaliteit nog steeds wordt bepaald door de slechtste, niet uitgeschakelde, transmissie-paden.

b) Switch-over diversity (selective combining)

De verschillende RF-signaalniveaus worden met elkaar vergeleken en het AF-signaal van de ontvanger met het sterkste RF-signaal wordt doorgegeven. Nadeel is dat, ondanks een optimale kwaliteit, de betrouwbaarheid wordt aangetast door een verhoogde selectieve gevoeligheid voor in-band storing. Een stoorbron, die aanleiding geeft tot een plaatselijk hoog RF-signaal, kan direct in de systeem uitgang doorspreken.

Uit het voorafgaande moet worden geconcludeerd, dat het gebruik van meerdere (direct-zicht) antennes ook voor de transmissie van digitale signalen onvermijdelijk kan zijn. Een plaats-diversity, waarmee een direct-zicht of een bijna direct-zicht verbinding wordt gegarandeerd, zal tot veel betere propagatie eigenschappen leiden :

- Er is sprake van een gunstige invloed op de grootte van de rms delay spread, als de directe golf een grotere energie-inhoud heeft dan het composiet van gereflecteerde golven. Een gevolg is een afname van de irreducible error rate.

- De diepte van de fading, die veroorzaakt wordt door de meerweg propagatie, kan, bij het gebruik van slechts een ontvangst-antenne, gelijk zijn aan een volledige uitdoving voor een bepaalde frequentie, volgens de Rayleigh verdeling, uitgaande van het GWSSUS model.

In werkelijkheid zijn waarden van 50-60 dB te verwachten [7]. Verbeteringen in de orde van grootte van 30 dB voor een dubbele plaats-diversity, en van 45 dB voor een vier antennes plaats-diversity zijn voor een fout-kans van 10^{-6} haalbaar, uitgaande van het "multiple narrow band" (NMB) model [9,17].

- Inplaats van de Rayleigh verdeling neigt de tendens, bij geringere schaduwwerking, naar de gunstigere Rice-verdeling. Met een sterke directe golf component is er een zekere mate van coherentie tussen het ontvangst-signaal en zend-signaal. Indien de energie inhoud van de directe golf tenminste 8 maal groter is dan de energie inhoud van het Rayleigh verdeelde composiet van gereflecteerde golven, dan zal de fase-jitter niet meer dan $\pm 0,3\pi$ bedragen, volgens de Rice verdeling [18, blz 360].
- Het beperken van het benodigde zendvermogen is gunstig voor de "reuse" factor. Op een kleinere afstand kan dezelfde frequentie-ruimte wederom worden benut.
- Als de verhouding tussen de maximale en de minimale afstand van zenders naar ontvanger van 50 wordt teruggebracht naar 10, door toepassing van plaats-diversity, dan zal bij sterke schaduwwerking met een gradient van zes, de maximale demping kunnen worden teruggebracht tot 60 dB. Door het toepassen van meerdere ontvangst-antennes neemt de kans op te sterke schaduwwerking af.

Voor digitale frequentie modulatie vormen zijn ook verschillende pre-detector combineer technieken toepasbaar [17]. Het toepassen van plaats-diversity met pre-detector selective-combining is de meest eenvoudige mogelijkheid indien voor de transmissie van de digitale signalen gebruik wordt gemaakt van een non-coherente modulatie vorm. Kies voor elke gebruiker steeds het sterkste antenne-signaal.

Wanneer elke gebruiker van meerdere sub-kanalen gebruik maakt, kan de "interleaved-frequency" plaats-diversity worden toegepast, waarmee de kanaal-afhankelijke fading kan worden beperkt. De opeenvolgende sub-kanalen worden steeds om en om van verschillende antennes afgeleid. Hierdoor ontstaat een schijnbare afname van de signaal-amplitude-correlatie [19].

In een binnenshuis propagatie omgeving moet men, bij hoge data-rates, rekening houden met verschillende aankomst-tijden van de diverse signaalelementen. Het combineren is dan gemakkelijker te realiseren na het detecteren, met behulp van een bemonster en bewaar proces (sample and hold).

Met een slimme codering kunnen voor elke gebruiker kanaal-eigenschappen worden bepaald (error-detecting-codes). Op deze manier moet het doorspreken van stoorbronnen en jammers worden voorkomen (hfdst 5). Men spreekt van "side information" indien bij het combineer proces gebruik wordt gemaakt van aparte informatie aangaande de aan- of af-wezigheid van interferentie en jammers.

Tijd-diversity (time-diversity)

Met behulp van redundante codering kan de informatie, in de tijd gezien, enkele malen worden herhaald (repetition code) of worden uitgespreid (fout corrigerende code) en verweven (interleaving). Men kan zich op deze manier tegen kort durende storing wapenen. Bij voorbeeld de urbanisatie storing (man-made-noise), zoals storing door elektronisch geregelde lichtsystemen of ontstekings-storing van verbrandingsmotoren. Deze storing wordt gekenmerkt door een hoge impulsieve natuur en spreidt zich uit over een groot deel van het frequentie spectrum tot 3 GHz. De invloed van de impulsieve storing is in de 900 MHz band echter nog maar gering ten opzichte van de lagere frequentie banden. Volgens CCIR rapport 215-5 is in de 900 MHz-band de urbanisatie-storing, indien aanwezig, zo'n 20 dB minder sterk dan in de 200 MHz-band.

Frequentie-diversity

Voor frequentie-diversity maakt de zender gebruik van een bredere frequentie-band , dan voor transmissie strikt noodzakelijk zou zijn. Indien zo'n breed transmissie-kanaal niet in meerdere sub-kanalen wordt gescheiden, spreekt men van een enkel-kanaals modulatievorm (bv brede-band FM).

Een grotere effectiviteit wordt verkregen, wanneer de zender van meerdere gescheiden sub-kanalen, die op enige afstand van elkaar zijn gelegen, gebruik maakt.

Wanneer het communicatie-kanaal wordt onderverdeeld in een groot aantal gescheiden sub-kanalen en alle gebruikers van dat communicatie-kanaal ook gemeenschappelijk van al die sub-kanalen gebruik kunnen maken (bv frequentie hoppen), kan via een geschikte codering deze frequentie diversity een bescherming leveren tegen het verschijnsel van afhankelijke fading. Ook kan een beveiliging worden ingebouwd tegen jammers en frequentie-selectieve stoorbronnen met een meer continu karakter. Bijvoorbeeld : radio-piraterij, intermodulatie producten, "continuous wave" jammers enz.

Voor het te ontwerpen transmissie-systeem (uitgaande van een 20 MHz systeem-bandbreedte) geldt : indien per gebruiker slechts een gering gedeelte van het totale aantal sub-kanalen beschikbaar wordt gesteld, kan het enkel toepassen van frequentie-diversity onvoldoende bescherming bieden tegen afhankelijke fading, omdat in dat geval onafhankelijke fadings-statistieken in de binnenshuis propagatie omgeving niet gegarandeerd kunnen worden.

De belangrijkste combineer technieken, die toegepast worden in geval van frequentie diversity, zijn (zie ook hfdst 5) :

- a) Lineair combining
- b) Square-law combining
- c) I-Q magnetude combining
- d) Soft/hard limited combining
- e) Maximum likelihood combining
- f) AGC (adaptive-gain) combining
- g) Majority logic combining
- h) Non-parametric combining

HOOFDSTUK 4

SIMULTANE TOEGANGS TECHNIEKEN (MULTIPLE ACCESS)

Onder de term "simultane toegang" (Multiple Access) verstaan we het gemeenschappelijk toegang hebben tot een communicatie medium door een aantal gebruikers. Het probleem van de simultane toegang is de toewijzing van het communicatie medium aan de verschillende gebruikers. Een maatstaf vormt de spectrale doelmatigheid, waartoe een bepaalde allocatie leidt.

Teneinde verschillende simultane toegangs technieken met elkaar te vergelijken, gaat men uit van een cellulaire gebruikersruimte en definieert men een signaal-ruimte, met tijd-bandbreedte product $T.W$, waarin elk signaal wordt gerepresenteerd als een lineaire combinatie van orthogonale dragers (carriers). Hierin is W de systeembandbreedte, en T de frame-tijdsduur, die nodig is voor het verzenden van K informatie-bits (in boodschapsymbolen) per gebruiker.

Tevens definieert men een relatief spectrum rendement ' n ' (look throughput in %) in geval van een geïsoleerde gebruikers-omgeving (isolated-cell case) [20,21,22,23] als :

$$'n' = M.R_b/W \quad \text{bits/s/Hz} \quad (4.1)$$

Hierin is M het aantal actieve gebruikers en R_b de mogelijke data-rate per gebruiker, dus $R_b = K/T$. De mogelijke data-rate R_b hangt af van de toegestane BER (bit-error-rate) en de toegepaste modulatie/coderings methode. Voor het kiezen en vergelijken van simultane toegangs technieken zijn vooral de praktische waarden van het relatieve spectrum rendement van belang. Deze waarden worden gelimiteerd door de uitvoerings implicaties, als gevolg van de altijd beperkte technische mogelijkheden tot realisatie.

FDMA

Voor FDMA (Frequentie Division Multiple Access) wordt de beschikbare bandbreedte W opgedeeld in een aantal M_{pot} sub-banden of transmissie-kanalen, elk met een bandbreedte van W/M_{pot} Hz, teneinde plaats te bieden aan een aantal potentieele systeem-gebruikers M_{pot} .

De orthogonaliteit in frequentie is inherent aan een gevoeligheid voor frequentie-onzekerheid (frequency-offset). Tussen de actieve gedeelten van het communicatie-kanaal moeten guard-banden worden aangebracht, vanwege de kristal-oscillator-stabiliteiten, de praktisch realiseerbare ontvanger selectiviteit en de toelaatbare overspraak tussen de verschillende gebruikers. Bij hoge signalerings-snelheden,

resultierend in brede transmissie kanalen, is het geoorloofd de doppler-shift B_m (de frequentie-onzekerheid bij ruimtelijke verplaatsingen) te verwaarlozen. (signalerings-tijdsduur $T_s \ll T_c$) [13,24].

In het algemeen geldt : hoe smaller de guard-banden ten opzichte van de gebruikers-bandbreedte $W_u = W/M_{pot}$ van de transmissiekanalen, des te kleiner de beperking van het relatieve spectrum rendement.

Voor analoge modulatie-vormen blijkt (hfdst 2) dat slechts een deel van de aangeboden kanalen gegarandeerd storingsvrij gelijktijdig is te bezetten, wat een beperking van doelmatigheid inhoudt, dus $M < M_{pot}$.

Gedigitaliseerde modulatie-vormen maken het mogelijk een zodanige redundantie in te bouwen, dat bij frequentie selectieve fading, interferentie en andere externe stoorbronnen toch een betrouwbare transmissie in alle sub-banden mogelijk is, en dus $M = M_{pot}$. Hierbij geldt, dat het toepassen van diversity-technieken noodzakelijk is.

Voor de draadloze audio transmissie systemen geldt, dat een beperking tot het strikt toepassen van tijd-diversity onverstandig is, in verband met de hoge data-rates van de gebruikers.

Dit blijkt indien men de enkel-kanaals modulatie-vormen beschouwt, zoals Binary-Phase-Shift-Keying (BPSK), digitale- of Tamed-FM en GMSK. Men kan aannemen dat deze modulatie-vormen, in FDMA configuratie, kunnen worden bedreven met een efficiëntie of kanaal-rate/bandbreedte quotient $R_n/W_u = 0,6$ bit/s/Hz (vergeleken met 16 kbit/s bij 25 kHz kanaal-afstand) [5,17,25]. Bij een gebruikers-bandbreedte $W_u = W/M_{pot} = 1,666$ MHz (met een systeem-bandbreedte $W = 20$ MHz en $M = 12$ gebruikers en guard-banden) kan het binaire boodschapsignaal met $R_b = 0,5$ Mbit/s redundant worden gecodeerd tot een kanaal-signaal met een kanaal-transmissie-rate van ten hoogste $R_n = 1$ Mbit/s, zodat een tweevoudige tijd-diversity kan worden gerealiseerd.

De tweevoudige tijd-diversity kan worden toegevoegd in de vorm van een fout-corrigerende codering, zoals een binaire blok (n,k) codering (bv. extended Golay (24,12) code, Hamming code, Reed Solomon code), of met behulp van een recurrenente (convolutional) codering (zoals Viterbi coding). Indien het boodschapsignaal wordt verkregen door bemonstering van een analoog bronsignaal, kan tijd-diversity ook worden ingebracht door middel van het verhogen (in dit geval verdubbelen) van de bemonster-frequentie.

Beide methoden vormen een verkeerde benadering, omdat een te kleine signalerings-tijdsduur $T_s = 1/R_n$, ten opzichte van een maximale rms delay spread $T_m = 200$ ns, gemakkelijk zal kunnen leiden tot intersymbool interferentie, met als gevolg een danig sterke toename van de irreducible-error-rate, welke niet door de toegevoegde codering kan worden gecompenseerd.

In hoofdstuk 3 is voor de signalerings-tijdsduur $T_s > 2$ μ s geeist. Deze grotere signalerings-tijdsduur T_s moet worden verkregen door het toepassen van een meer-niveau's (multi-level) modulatie vorm. Het toepassen van een meer-niveau enkel-kanaals modulatie, bv. QPSK in plaats van BPSK, leidt echter tot onvoldoende verbetering. De enkele draaggolf blijft gevoelig voor storing en fading [13]. Een meerniveau m-ary Amplitude-Shift-Keying (ASK) is qua omhullende ongewenst.

Een m-voudige frequentie-diversity en een langere signalerings-tijdsduur kunnen worden verkregen door gebruik te maken van meervoudige frequentie modulatie, Multiple Frequency Shift Keying (MFSK). Indien steeds een uit een aantal van m non-coherente orthogonale signaaltvormen wordt gekozen, geldt voor de signalerings tijdsduur T_s :

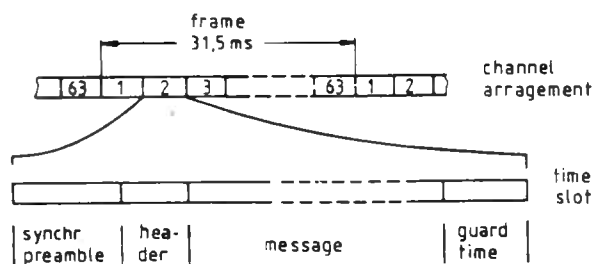
$$T_s = (M.m)/W \quad (4.2)$$

Een geschikte keus voor de mobiele audio zenders lijkt 4-FSK. Met behulp van (4.2) wordt een signaleringstijdsduur $T_s = 2,4$ μ s gevonden voor de transmissie van een kanaal-symbool. Elk kanaal-symbool komt overeen met 2 bron-bits. Bij de sein- of signalerings-snelheid $R_n = 1/T_s = 5/12$ MBaud en de bron-data-rate $R_b = 0,5$ Mbit/s kan een redundante $(n,k) = (5,3)$ codering kan worden toegepast. Voor een optimale blok-codering geldt als bovengrens [26,27] :

$$2f + 1 \leq d_{\min} = n - k + 1 \quad (4.3)$$

Met een optimale $(5,3)$ blok-codering kan dus een fout ($f=1$) per codewoord, bestaande uit $n = 5$ kanaal-symbolen, worden gecorrigeerd. (zie hfdst 5)

Fig 4.A Indeling van een 60 gebruikers
 TDMA structuur : CD 900
 Per frame worden 3 tijdsloten
 benut voor het verzenden van
 controle signalen [28] .



TDMA

Bij TDMA (Time Division Multiple Access) zendt elke gebruiker zijn informatie tijdens exclusief toegewezen tijdsintervallen of tijdsloten (een uitzondering vormt ALHOHA). Orthogonaliteit in tijd betekent een gevoeligheid voor tijd-onzekerheid (time-offset).

In verband met mogelijke weglengte-verschillen tussen de gebruikers en de ontvanger en in verband met een spreiding in de tijd van signaalvermogen door multipath-propagatie (delay spread), moeten er guard-time intervallen tussen de tijd-slots worden aangebracht, om overlapping te voorkomen. De noodzaak van een preamble voor synchronisatie en kanaal-egaliseratie en een identificatie-header voor de verschillende gebruikers zal het relatieve spectrum rendement nog verder doen afnemen. Behalve de eis van een accurate timing voor een doelmatig bedrijf, geldt nog een principieel bezwaar van een hoger benodigd piek-vermogen, wat door een snel in-en uitschakelbare zender-eindtrap moet worden geleverd.

Een volledige sequentie van M tijd-slots (inclusief M guard-time intervallen, headers en preambles) wordt een frame genoemd. De overweging dat, in verband met het rendement, de tijd-slots ten opzichte van de guard-time intervallen zo groot mogelijk gemaakt moeten worden, leidt tot de wens om een pakket van een aantal bemonsteringen (PCM woorden) per tijd-slot te verzenden. Voor de mobiele audio zenders is het verzenden van enkele tientallen bemonsteringen per frame mogelijk, voordat dit een te grote tijds-vertraging van het audio-signaal veroorzaakt.

Indien we uitgaan van het verzenden van 10 bemonsteringen per gebruiker per frame en de data-rate $R_b = 0,5 \text{ Mbit/s}$, resulteert dit in een frame-tijd $T = 120/R_b = 0,24 \text{ ms}$. Uitgaande van 12 gebruikers is er een tijds-interval van $T/M = 0,02 \text{ ms}$ per gebruiker beschikbaar.

$$T = M.(T_{\text{guardtime}} + T_{\text{boodschap}}) \quad (4.4)$$

Rekening houdend met een $T_{\text{guard-time}}$ van $1 \mu\text{s}$, overeenkomend met een weglengte verschil van 300 m , vindt men per tijd-slot een tijds-duur van $19 \mu\text{s}$, waarin de transmissie van een pakket van 10×12 informatie bits moet plaatsvinden. Het relatieve spectrum rendement bedraagt dan $\eta = 95 \%$.

Het relatieve spectrum rendement wordt nauwelijks beperkt door de guard-time intervallen in dit voorbeeld. Echter voor de mobiele audio zenders is, door het ontbreken van synchronisatie mogelijkheden in geval van eenrichtingsverkeer, is de toepassing van TDMA onmogelijk.

Random vormen van TDMA bieden onvoldoende capaciteit vanwege hun congestieve karakter. De mobiele audio zender kan niet met voldoende zekerheid waarnemen of het medium vrij is voor transmissie, of dat het reeds wordt bezet door een andere mobiele zender.

In die situaties, dat er wel sprake is van een Duplex verbinding of twee richtings-verkeer tussen mobiele zenders en ontvangst-station, en daarmee accurate timings-mogelijkheden (bv. in de vorm van vraag en antwoord) en wanneer enige tijdsvertraging kan worden toestaan, zal TDMA uitstekend kunnen voldoen als simultane toegangs techniek [28,29].

CDMA

We spreken van CDMA (Code Division Multiple Access) wanneer de orthogonaliteit tussen de verschillende dragers, en daarmee de scheiding tussen de verschillende gebruikers, op een andere manier is verzorgd dan in dimensies van alleen frequentie of tijd. Verschillende analyses hebben uitgewezen dat, ingeval van asynchroon bedrijf, een beperking met een factor $1/(2 \ln 2)$ voor het relatieve spectrum rendement geldt [22]. Met behulp van het gaussisch kanaalmodel kan dit aangetoond worden voor zowel coherente signaal-vormen [30] als voor pseudonoise dragers [31].

Terwijl men, in het geval van een volkomen synchronisme tussen de te ontvangen gebruikers signalen, de dragers zuiver orthogonaal kan kiezen, zal bij asynchroon bedrijf het gemeenschappelijke gebruik van dezelfde signaalvormen altijd leiden tot een kruis-correlatie ongelijk aan nul. Men spreekt daarom van bijna-orthogonale dragers.

Het toepassen van bijna-orthogonale dragers is in vergelijking met FDMA en TDMA voordelig, omdat de toewijzing (address assignment) van een groot aantal Mpot van potentieele gebruikers op eenvoudige wijze is te realiseren.

Toename van het aantal actieve gebruikers M gaat, als gevolg van onderlinge interferentie, gepaard met een geleidelijke degradatie van de systeem specificaties. Werkelijk simultane toegang is slechts aan een beperkter aantal actieve gebruikers toegestaan. Ingeval van random codering, en een opdeling van de systeem-bandbreedte W in een aantal van Q frequentie-sloten, kan een optimum worden benaderd als : [32]

$$M = Q \cdot (\ln 2) \quad (4.5)$$

Als voordeel van CDMA , ten opzichte van FDMA en TDMA , mag ook worden genoemd, dat reeds bij een gering aantal actieve gebruikers het karakter van de uitgestraalde energie te vergelijken is met dat van Gaussische ruis. Dit geldt zeker wanneer op enige afstand van de zenders in een meewegomgeving wordt waargenomen. Deze eigenschap heeft een gunstige invloed op de "reuse" factor.

In CDMA vindt men onderscheid in twee verschillende dragers. Pseudonoise dragers (Direct-Spread) en frequentie-hoppende (FH) dragers. De Direct-Spread, DS/CDMA vergt een accurate timing, vergelijkbaar met TDMA [22,31,33]. Behalve als gevolg van tijd-onzekerheid, blijkt ook een sterke degradatie van de systeem specificaties op te treden als gevolg van de ongelijke vermogens-niveaus bij de ontvangst van de gebruikers-signalen (dichtbij-veraf probleem en fading) [34,35]. Vanwege het ontbreken van een accurate timings- en zend-vermogens-regeling is DS/CDMA ongeschikt voor toepassing in de mobiele audio transmissie systemen.

FREQUENTIE-HOPPEN.Definitie

Voor het construeren van de frequentie-hoppende dragers wordt de signaalruimte, met een tijd-bandbreedte product $T.W$, opgedeeld in Q frequentie-slots (sub-frequentiebanden) en L tijd-slots, zodanig dat, voor de $Q.L$ cellen die dan worden gevormd, geldt :

$$(T/L).(W/Q) = 1 \quad (4.6)$$

Ingeval van coherentie, wanneer de fase kan worden vastgelegd, kan elk van deze cellen worden beschreven met behulp van twee orthonormale golfvormen (in-fase en kwadratuur componenten). Deze basis-golfvormen kunnen worden beschouwd als de eenheids-vectoren, waarmee elk signaal als een lineaire combinatie in de $2.Q.L$ -dimensionale signaalruimte kan worden beschreven (Gram-Schmidt orthogonalisatie) [26].

Ingeval van fase willekeur (non-coherentie) vindt een degradatie plaats tot $Q.L$ vrijheidsgraden.

De chip Z_{qh} wordt gedefinieerd als een, bij de cel "qh" behorende, noncoherente orthogonale golfvorm, gekenmerkt door een tijd-bandbreedte product volgens (4.6), en kan worden beschreven als een geschakelde frequentie-draag golf met een continue omhullende (constant envelope) :

$$Z_{qh} = \cos(2.\pi.[f_0 + q/T_s]t + \phi) \quad (4.7)$$

voor $(h-1).T_s < t < h.T_s$ en $T_s = T/L$

met $q = 1, 2, 3, \dots, Q$

met $h = 1, 2, 3, \dots, L$

De frequentie hoppende dragers hebben de vorm van chip-reeksen, ook wel sequenties genoemd, door het achtereenvolgend verzenden van L chips. Een essentie van het frequentie hoppen is de maximale frequentie-diversity, die wordt bereikt wanneer elke gebruiker van het communicatie kanaal alle mogelijke Q sub-kanalen benut.

Meer correct is de benaming tijd-frequentie-diversity, omdat per informatie-bit, behalve in frequentie verschillend, ook zo veel mogelijk in tijd verschillende chips worden verzonden. Doch bij een trage fading en hoge data-rates is de tijd-diversity echter nauwelijks van betekenis.

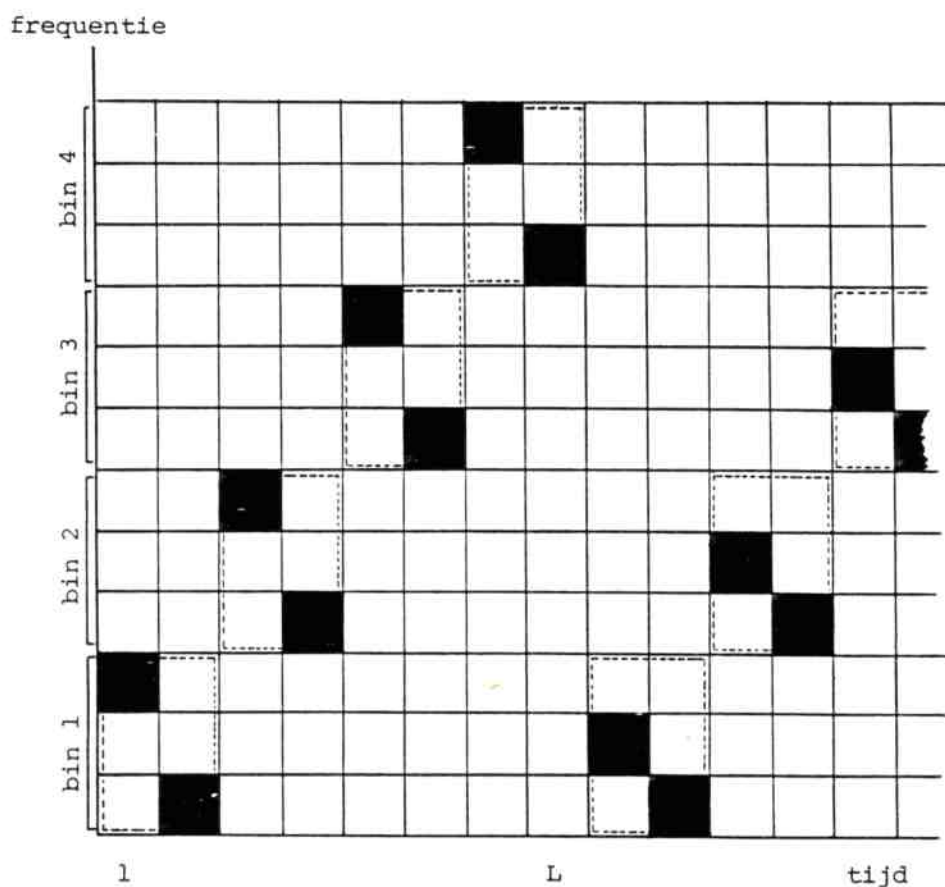
Om digitaal te kunnen moduleren moet er per tijdslot T_s een verzameling signaalvormen of signalen-alfabet gedefinieerd worden. Deze verzameling moet een zodanig aantal verschillende signaalvormen bevatten, als voor de beschouwde digitale modulatie vorm noodzakelijk (of voldoende) is. De genoemde verzameling bevat een hoeveelheid van A signaalvormen.

Onder frequentie hoppen verstaan we het periodiek veranderen van signalen-alfabet volgens een bepaald patroon. De hopsnelheid noemen we $1/T_h$. Het frequentie hoppen kan zich over een of meerdere tijdsloten T_s uitstrekken :

$$T_h = h' \cdot T_s \quad (4.8)$$

De aangeboden data wordt eerst gegroepeerd in data-woorden of symbolen. De, met deze symbolen geassocieerde, tijdsduur T_{symb} kan zich over een of meerdere tijdsloten T_s uitstrekken :

$$T_{\text{symb}} = s \cdot T_s \quad (4.9)$$



$2^K = 9$ Er zijn 9 verschillende codewoorden of symbolen mogelijk (er zijn twee symbolen getekend).

$r = 4$ Een door een symbool gecodeerde boodschap wordt 4 x herhaald.

$s = 8$ De met de boodschap geassocieerde tijdsduur strekt zich over 8 tijdsloten uit.

$h' = 2$ Steeds na 2 tijdsloten wordt van frequentie-bin veranderd.

$H > 1$ Men spreekt van fast-frequency-hopping (FFH).

Fig 4.C Een mogelijke vorm van frequentie hoppen.

Per frame-tijdsduur T , bestaande uit L tijdsloten T_s , worden K bits verzonden. Teneinde redundantie en frequentie-diversity in te brengen kunnen de data-woorden enige malen r worden herhaald of/en worden gecodeerd. Voor de omvang A van de signalen-alfabetten bij herhaling ($r > 1$) geldt :

$$R_b.T = K \leq (L/r) \cdot \log A \quad (4.10)$$

Indien het bronsignaal eerst redundant wordt gecodeerd met behulp van een (n,k) code geldt :

$$R_b.T = K \leq (L.k/n.r) \cdot \log A \quad (4.11)$$

Voor het aantal malen H dat gehopt wordt per symbool geldt :

Indien $H < 1$ spreekt men van Slow Frequency Hopping (SFH).

Indien $H \geq 1$ spreekt men van Fast Frequency Hopping (FFH).

$$H = T_{\text{symb}}/T_h = s/h' \quad (4.12)$$

Zie fig. 4.C

Voor een zendsignaal met een continue omhullende kunnen er twee modulatie vormen worden onderscheiden :

- 1) PSK -coherent, door de fase ϕ van chips te moduleren.
- 2) FSK -noncoherent, door het per tijdslot kiezen van een chip-frequentie uit een A -voudige verzameling chip-frequenties.

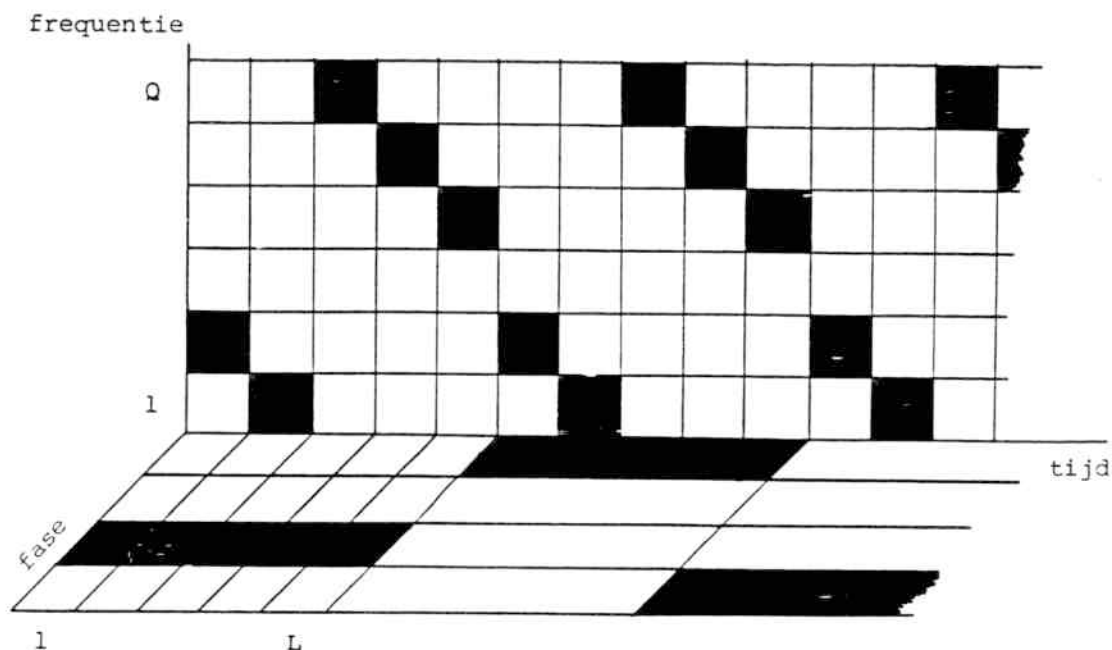


Fig 4.D FH/PSK (4-ary) - Fast frequency hopping, $T_{\text{symb}} = 5 \cdot T_s$

FH/PSK

Elke gebruikers wordt geïdentificeerd door een eigen frequentie hoppelende drager of adres, waaraan, eventueel redundant gecodeerd, het binaire boodschapsignaal wordt toegevoegd, door de fase ϕ van de chips te moduleren ; men spreekt van enkel-kanaals data modulatie.

Aan elke gebruiker wordt een zo verschillend mogelijke drager toegekend, in de vorm van een opeenvolging van L chips. Hoe groter het verschil tussen de dragers is, des te beter kunnen de verschillende gebruikers worden onderscheiden.

De binaire informatie wordt toegevoegd door per chip ($s = 1$) de fase te moduleren (SFH) of door per chip-reeks ($s = L$) de fase te moduleren (FFH). In de praktijk is een coherente detectie van FH/PSK niet mogelijk, in verband met de beperkte fase stabiliteit, als gevolg van meerweg propagatie en Doppler-onzekerheid. Men past daarom differentieële PSK (DPSK) toe, waarbij de fase-referentie voor een gegeven symbool steeds wordt afgeleid van de fase van een vorig ontvangen symbool [19,20,24,36]. Zie fig. 4.D

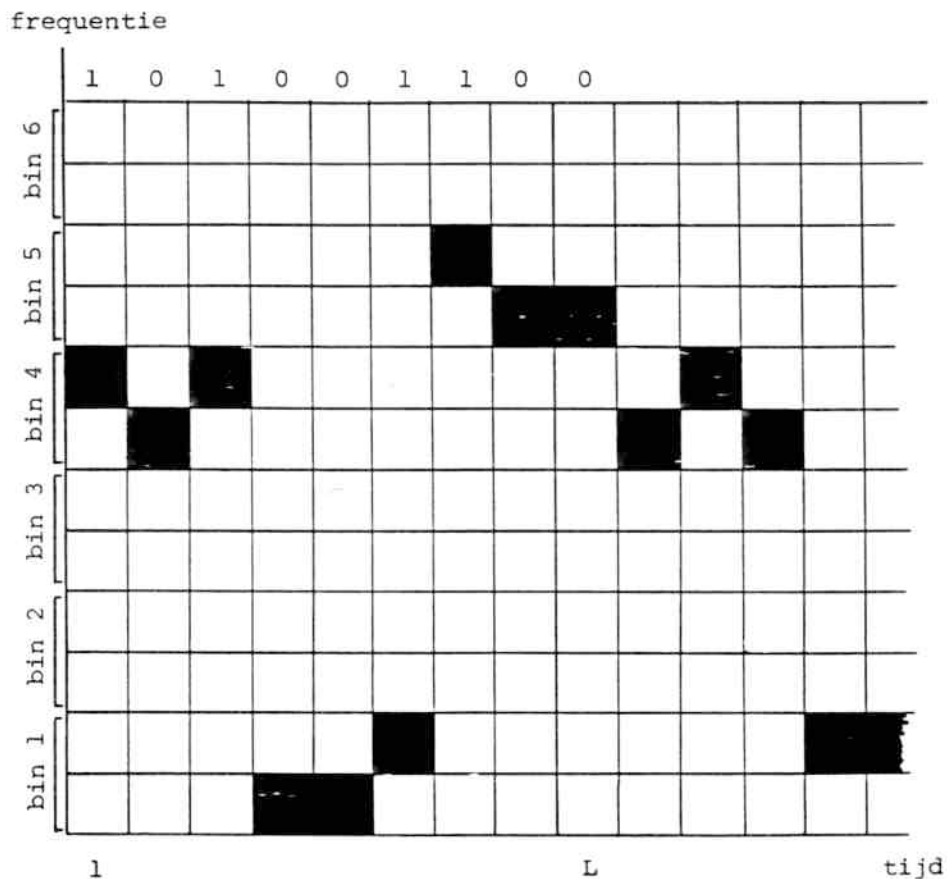


Fig 4.E FH/FSK - Slow frequency hopping.

FH/FSK

Indien een binair boodschap signaal wordt toegevoegd door middel van noncoherente binaire FSK modulatie, moeten er per tijdslot T_s twee chips worden gedefinieerd, waarvan de ene het symbool 1 (mark) en de andere het symbool 0 (space) representeert. Zie fig. 4.E

Er is sprake van FFH wanneer in het tijdsinterval T_h , tussen twee hops, een chip wordt verzonden, dus $T_h = T_s$. Ook kan het bronsignaal eerst redundant worden gecodeerd, bijvoorbeeld door het toepassen van repetitie-codes ($r > 1$), eventueel in combinatie met interleaving. Dan zal de hop-snelheid $1/T_h$ hoger zijn dan de bron-snelheid R_b . Per bit informatie worden meerdere (r) chips met verschillende frequenties verzonden. Door de redundantie kan de

ontvanger elk informatie-bit terugwinnen, zelfs als enkele van de chips niet gedetecteerd kunnen worden door storing, interferentie of selectieve fading. Indien er wel fouten gemaakt worden, gaat steeds een bit verloren, de bit-fouten zijn onafhankelijk van elkaar. (bij kanalen zonder geheugen werking).

Er is sprake van SFH wanneer in het tijdsinterval T_h meerdere chips worden verzonden. Redundante (n,k) blokcodering kan worden ingevoerd, door per hop een blok van k informatie-bits met behulp van een frame van n chips te verzenden. Als de toegevoegde redundantie onvoldoende is om een gegeven frame aan ontvangstkant te reconstrueren, strekken de bit-fouten zich over het blok van k informatie-bits uit [37,38,39,40].

FH/MFSK

Indien van $(m\text{-ary})$ MFSK modulatie gebruik wordt gemaakt, leidt het frequentie hoppen tot een groot aantal mogelijke chip-reeksen per gebruiker (ook gebruikers-bibliotheek genoemd).

Deze reeksen worden gevormd door per hop steeds van andere niet-samenvallende verzamelingen frequentie-slots (disjunct) gebruik te maken. Deze gescheiden verzamelingen frequentie slots worden ook wel "frequency-bins" genoemd. Zo'n bin kan als een (tijdelijk) kanaal worden beschouwd, waarin de MFSK modulatie plaatsvindt. Zie fig. 4.F

Doordat er periodiek wordt veranderd van alfabet (het hoppen), volgens een per gebruiker afgesproken patroon (bv. een pseudo noise reeks), kan dit afgesproken hop-patroon door de ontvanger worden benut om te dehoppen, zodat het MFSK-sigitaal resulteert en gemakkelijk met behulp van bandfiltering of discriminator kan worden gedetecteerd.

Deze methode leidt tot een opdeling van de beschikbare frequentie-ruimte W in een groot aantal chip-frequenties, een grote deel-factor Q , (grote Spread Spectrum processing-gain), en biedt enige wapening tegen afhankelijke fading bij grote coherentie-bandbreedten. Deze methode is vooral interessant voor militaire toepassingen, wanneer een grote bescherming tegen stoorbronnen, jammers en afluistering (eavesdropping) wordt geeist [41,42,43,44,45,46,47].

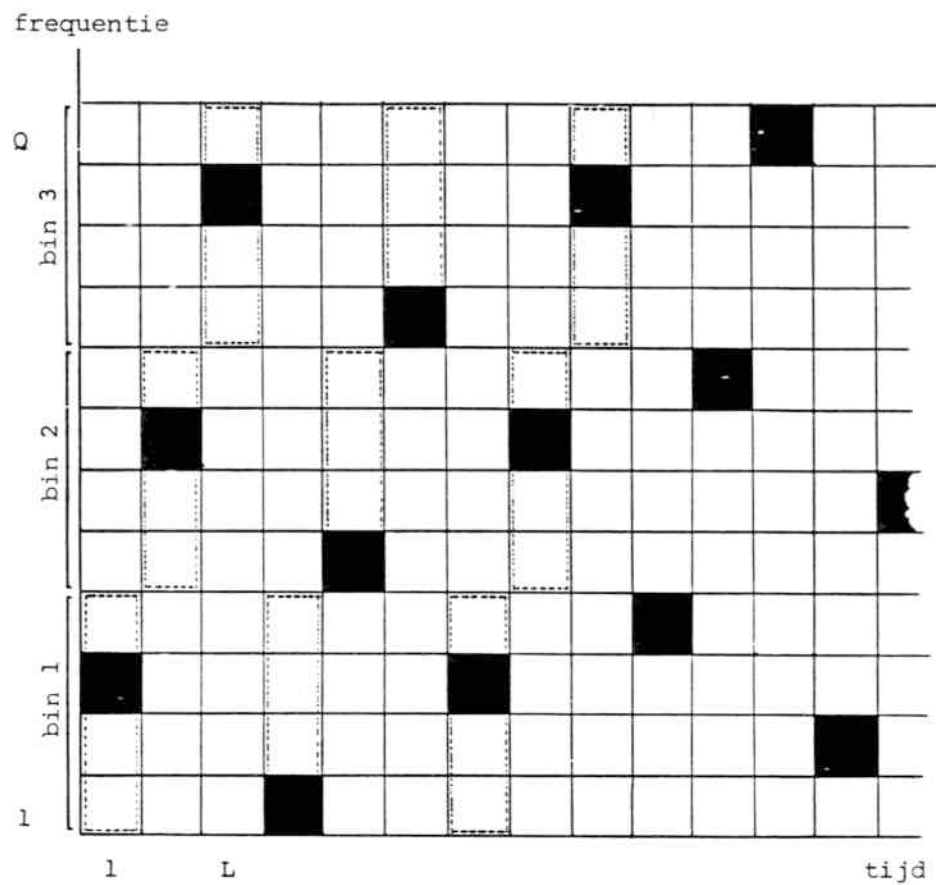
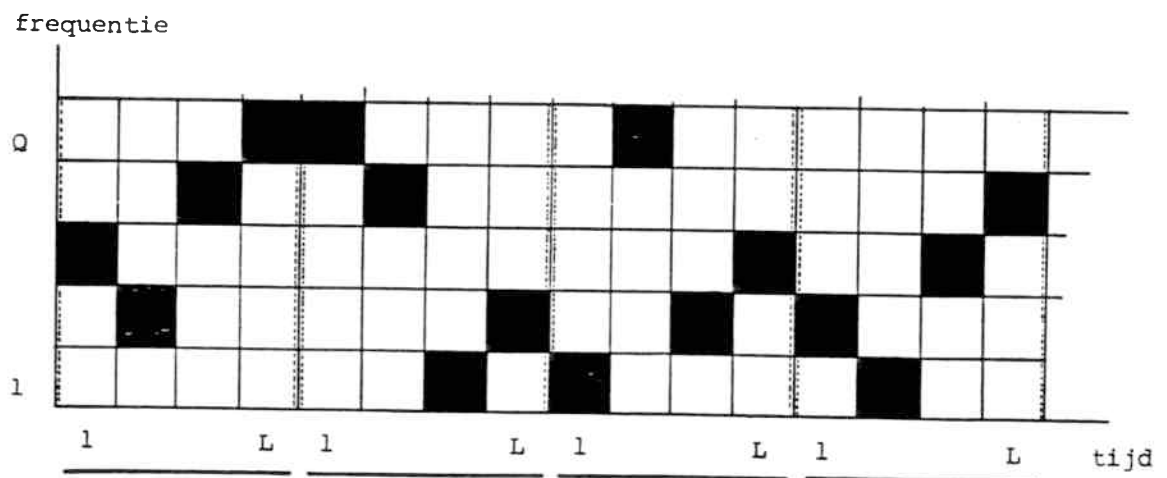
Fig 4.F FH/MFSK - Fast frequency hopping, $r = 3$ $K = 2$ bits

Fig 4.G Einarsson methode, vier orthogonale chip-reeksen

Time-frequency-coded spread-spectrum

Door Viterbi [32] en later, onder anderen, door Haskell (chirp vectors) [21], en Einarsson (finite field vectors) [2], zijn methoden aangegeven om de factor Q te beperken bij de toepassing van FH/MFSK. Bij eenzelfde signalerings-snelheid $1/T_s$ kan dan worden volstaan met een veel kleinere bandbreedte, dan voor de beschreven FH/MFSK methode noodzakelijk is. Zie fig. 4.G

Essentieel is dat bij het hoppen niet meer naar een geheel nieuwe gescheiden verzameling frequentie-slots of bin wordt overgeschakeld, maar men schakelt binnen hetzelfde alfabet, dat per hop echter steeds op geheel nieuwe wijze wordt geordend. Een belangrijk gevolg is, dat het proces van dehoppen niet meer voor de detector(s) kan worden uitgevoerd, behalve dan, wanneer het aantal mogelijke chip-reeksen erg klein is.

De methode van Einarsson is (voor synchrone gebruikers) gebaseerd op het, per hop, cyclische in frequentie verschuiven of permuteren van de elementen in het alfabet. Zoals bij alle vormen van frequentie hoppen worden de verschillende gebruikers geïdentificeerd door een eigen hop-patroon of adres. Het cyclisch in frequentie verschuiven der elementen ontstaat, doordat bij het optellen van het adres van de gebruiker bij de (L maal repeterende) waarde van het data-woord (boodschap) gebruik wordt gemaakt van reken-regels (modulo) uit de Galois-Field algebra. Voor elke mogelijke boodschap wordt zo een aparte chip-reeks gevormd.

Elke gebruiker wordt op deze manier van een eigen bibliotheek onderling orthogonale chip-reeksen voorzien. Voor de reeksen uit zo'n gebruikers-bibliotheek geldt dat een bepaald boodschapsymbool, na elke hop, steeds door een andere chip-frequentie uit dezelfde verzameling wordt gerepresenteerd. Een uitzondering hierop vormt de bibliotheek van monotone reeksen, waarvoor elke vorm van frequentie diversity ontbreekt.

In geval van asynchrone gebruikers worden alle cyclisch in tijd verschoven versies van een bepaalde adres-vector aan dezelfde gebruiker toegewezen. Een algemene beschrijving van de methode volgens Einarsson wordt gegeven in appendix B.

Volgens de voorafgaande beschrijving, met $T_h = T_s$ en $s = L$, is de methode van Einarsson te beschouwen als een vorm van FFH. Een SFH interpretatie lijkt te volgen uit de redenering dat als symbool slechts het gebruikers adres wordt verzonden, terwijl het hop-patroon wordt gedikteerd door de achtereenvolgende K-bit data-woord waarden ($h' = L$) [2,21,32,48,49,50].

PSK versus FSK

Wanneer, uitgaande van een systeem met een oneindig aantal gebruikers, de onderlinge interferentie wordt gemodelleerd als witte gaussische ruis (WGN), kan aangetoond worden, dat differentieële PSK leidt tot betere systeem prestaties dan FSK [51]. Dit is in eerste instantie ook te verwachten, als men bedenkt dat men met FH/DPSK over meer vrijheidsgraden beschikt dan bij het noncoherente FH/FSK. In praktijk situaties, met een beperkt aantal gebruikers, worden grotere doelmatigheden bereikt met FH/FSK. Het praktische relatieve spectrum rendement van FH/FSK is ongeveer drie maal zo groot als dat van FH/PSK. Veelvuldig blijkt dat FH/PSK minder gevoelig is voor gaussische ruis, maar veel gevoeliger is dan FH/FSK, voor onderlinge gebruikers (multi-user) interferentie [36,48,52].

Uit de analyses van Bello en Nelin [14,15] blijkt dat de maximale signaleringssnelheid bij PSK meer dan bij FSK wordt beperkt door de tijdsdispersie, als gevolg van de meerweg propagatie.

Tenslotte moet worden opgemerkt dat ook hybride modulatie schema's mogelijk zijn. We spreken van een biorthogonale codering, wanneer per tijdslot uit een verzameling chip-frequenties wordt gekozen en de fase van de chips tweevoudig wordt gemoduleerd [23].

SYSTEEM-ONTWERP-ASPECTEN

Uitgaande van $M = 12$ gebruikers met data-rates $R_b = 0,5$ Mbit/s en een systeembandbreedte 20 MHz is, om de beoogde audio-transmissie-kwaliteit te behalen, een relatief spectrum rendement ' η ' = 0,3 nodig, bij een bit-error-rate $P_b \ll 1,5 \times 10^{-8}$ bit/s.

Als simultane toegangs technieken bieden zowel FDMA als CDMA perspectieven. Voor beide technieken verdient een non-coherente MFSK-modulatie de voorkeur, en zal de frequentie-ruimte W moeten worden opgedeeld in een aantal sub-kanalen, dat een aantal malen groter is dan het aantal gebruikers M , om tot acceptabele signalerings-tijden en een frequentie-diversity te komen.

Het verzenden van chips in zo'n sub-kanaal komt neer op het aan- en uitschakelen van een draaggolf met de desbetreffende chip-frequentie.

Wanneer van FDMA met een 4-FSK modulatie gebruik wordt gemaakt, moet de beschikbare frequentie-ruimte W , in verband met de rms delay spread, in tenminste $m.M = 48$ sub-banden worden opgedeeld.

Voor een toepassing van frequentie-hoppen, in de vorm van de tijd-frequentie-gecodeerde methode, zoals beschreven door Einarsson, lijkt een verdeling in een groter aantal sub-kanalen mogelijk.

Teneinde de beide technieken ten aanzien van de beoogde kwaliteit en betrouwbaarheid met elkaar te vergelijken, zal de invloed van de onderlinge gebruikers interferentie op de bit-error-rate P_b moeten worden onderzocht, en moet worden nagegaan wat er gebeurt, indien door fading of storing een of meerdere frequentie-kanalen voor transmissie volledig onbruikbaar worden.

HOOFDSTUK 5

CODERING

FH ONTVANGER STRATEGIE

Uit het ontvangen composiet signaal moeten de verschillende verzonden gebruikers-signalen worden afgesplitst. Hiertoe zijn vier processen noodzakelijk ; dehoppen, detecteren, combineren en vergelijken (compareren). Afhankelijk van de toegepaste methode van frequentie hoppen wordt het dehoppen voor of na het detectie proces uitgevoerd.

Bij het pre-detector dehoppen wordt het inkomende composiet signaal per gebruiker met een lokaal opgewekt FH-patroon vermenigvuldigd, zodat het MFSK of DPSK signaal resulteert. Voor de Einarsson methode is het pre-detector dehoppen minder aantrekkelijk omdat het inkomend signaal met alle mogelijke dragers zou moeten worden vermenigvuldigd.

Essentieel bij het post-detector dehoppen is dat per tijdslot T_s (chip-tijdsduur) tenminste één maal moet worden bemonsterd, om de energie-inhoud en/of de fase van elke geschakelde draaggolf vast te stellen.

Het detecteren van de verzonden chips kan geschieden met behulp van band-doorlatende energie-detectors. Deze energie-detectors, ook kwadratuur ontvangers genoemd, hebben de vorm van twee matched-filters (in-fase en kwadratuur) waarvan de beide uitgangen worden bemonsterd, gekwadrateerd en vervolgens opgeteld. De interne fase-structuur van het signaal wordt gebruikt (en als constant over T_s aangenomen), doch een absolute fase-referentie wordt niet afgeleid (non-coherent).

Een andere mogelijke, maar minder intergreerbare, vorm is die van een banddoorlatend afgestemd filter, gevolgt door een omhullende detector (envelope detection).

De zenders werken asynchroon, daarom denken we ons per gebruiker de beschikking te hebben over een stapel (bank) van A energie detectors (de grootte A is gedefinieerd op blz 4-9). De A uitgangen van deze detectors moeten, steeds nadat een proces van combineren heeft plaatsgevonden, door een vergelijkings-circuit (decoder) periodiek (frame-tijd T) worden geïnterpreteerd om te beslissen welke chip-reeks, en dus welke boodschap, er werd verzonden.

Wanneer de stapel detectors per tijdsloot T_s een aantal analoge of meer-niveau gekwantiseerde bemonsteringen levert, spreekt men van "soft decisions". Als voordeel hiervan wordt wel genoemd, dat men aan de analoge waarden een kwaliteitsmaat zou kunnen verbinden.

De theoretisch ideale techniek van combineren is lineair combineren. Hiertoe wordt een metric, in de vorm van een aantal analoge metingen, gevormd, door een aantal van A verschillende sommaties van L in tijd opeenvolgende "soft-decisions". Voor het post-detector dehoppen moeten de diverse sommaties volgens dehoping patronen worden gekozen.

Indien men, bij het lineair combineren, gebruik maakt van kwadratuur ontvangers spreekt men van square-law combining. Indien in deze kwadratuur ontvangers het proces van kwadrateren wordt vereenvoudigd tot gelijkrichting, spreekt men van I-Q magnetude-law combining [53].

Het lineair integreren van ontvang-signalen leidt in de praktijk tot slechte resultaten. Het probleem van het lineair combineren over meerdere hop-intervallen is dat de, gedurende het proces, in een klein aantal frequentie-sleuven, interfererende signalen mogelijkerwijze voldoende sterk zijn om een betrouwbare beslissing onmogelijk te maken. Om dit te bestrijden worden de uitgangen van de detectoren elk eerst door een niet-lineairiteit gestuurd, alvorens er over een aantal van L signalerings-intervallen wordt geïntegreerd.

Een optimale niet-lineairiteit kan afgeleid worden en lijkt op een soft-limiter [36]. In de praktijk wordt vaak van een clipper gebruik gemaakt, welke net boven het gemiddelde ontvangst niveau staat ingesteld [54]. De clipper toepassing leidt echter tot een degradatie van de orde van diversity.

Indien men overgaat tot het normaliseren van de detector-uitgangen, door toepassing van een adaptieve versterkings-regeling (AGC), kunnen vergelijkbare resultaten worden bereikt [46,47]. Deze techniek berust op het voortdurend meten van het "in-band" ruisvermogen.

Hoewel met beide beschreven technieken een behoorlijke matiging van de nadelige invloed van de interferentie en de stoorbronnen wordt bereikt, is het praktisch realiseren in geval van sub-kanalen met onafhankelijke (Rayleigh) fadings-karakteristieken nogal moeilijk.

De niet-lineairiteit kan ook grof worden benaderd met behulp van een hard-limiter. Per signalerings-interval wordt de hoeveelheid ontvangen energie vergeleken met een geoptimaliseerde grenswaarde en wordt een "harde" binaire beslissing genomen. Het combineren heeft nu de vorm van een digitale optelling, men noemt dit binaire integratie [52].

Indien de stapel detectors wordt gevolgd door een stapel binaire beslissers en een reeks van discrete symbolen wordt geproduceerd, spreekt men van "hard decisions". Reeksen van L hard decisions worden als rijen geplaatst in een $A \times L$ matrix, die de ontvangst-matrix wordt genoemd. Voor de Einarsson frequentie-hop methode kan een post-detector dehoppings proces worden uitgevoerd door de kolommen steeds cyclisch te verschuiven (modulo subtraction) volgens een bepaalde gebruikers identificatie, zodat per gebruiker een detectie-matrix resulteert.

Het combineren en vergelijken vertoont een maximum likelihood karakter. Het eenvoudigste vergelijk-principe is "the majority logic decision rule" : kies dat code-woord of symbool dat is geassocieerd met die rij in de detectie-matrix, die de meeste mark's bevat.

Een meer volledige decodering, multistage decoding, werd ontwikkeld door Haskell [21], Healy [70] en door Timor [55,56], door gebruik te maken van de algebraïsche structuur van de Einarsson coderings methode.

Indien er meerdere gevulde rijen verschijnen in de detectie-matrix leidt dit tot verwarring en kunnen, afhankelijk van de gevolgde beslissings-methode, fouten ontstaan. Voor het al of niet verschijnen van mark's in de detectie-matrix moeten drie foutmechanismen worden onderscheiden :

- Pi : coincidentie kans of interferentie kans, de kans op een invoeging of insertie, in de vorm van een mark, veroorzaakt door een chip afkomstig van een andere dan de bedoelde gebruiker.
- Pf : vals-alarm kans, de kans op een insertie (hit), terwijl er geen chip werd verzonden, door stoorbronnen, ruis-invloeden of door overspraak vanuit nabij gelegen sub-kanalen.
- Pm : mis kans, de kans op een uitwissing (erasure), dwz. dat een verzonden chip niet wordt gedetecteerd, als gevolg van fading en ruis-invloeden. Dit uit zich in de vorm een space in de matrix.

Bij toename van het aantal actieve gebruikers zal de fouten-productie die het gevolg is van de onderlinge gebruikers-interferentie van doorslaggevende betekenis zijn.

Dit zal voor de methode van Einarsson [2] blijken bij een nadere beschouwing met behulp van een geïdealiseerd chip-synchroon model. Men gaat hierbij uit van de veronderstelling, dat elke harde beslissing foutloos kan worden genomen. Dit model wordt daarom het alleen-interferentie kanaal-model genoemd.

Alleen-interferentie kanaal-model

In de navolgende beschouwingen zal een geïdealiseerd model worden beschouwd, zonder ruis, waarin alle gebruikers-signalen energetisch gelijk en chip-synchroon worden ontvangen ($P_f = P_m = 0$). Dit model wordt het "interference-only channel model" genoemd [2,21,32,50,57].

Voor het opstellen van de gebruikers-bibliotheken is dan alleen de mate van interferentie tussen de verschillende chip-reeksen belangrijk. Zowel de kruis-correlatie tussen signalen afkomstig van verschillende gebruikers, als de auto-correlatie tussen de reeksen afkomstig van dezelfde gebruiker, beperken het mogelijke aantal gebruikers.

De relatie tussen het aantal mogelijk te configureren chip-reeksen, de opdeling in gebruikers-bibliotheken, en de mate van orthogonaliteit, worden uitgebreid behandeld in appendix A : "Theoretische beschouwingen t.a.v. optimale FH-codering".

De optimale verzameling $(L, c+1)$ over $GF(Q)$ wordt in deze bijlage gedefinieerd als een $c+1$ -dimensionale code-ruimte, in de vorm van een verzameling van Q verschillende chip-reeksen, waarvoor een bepaalde Hamming-distance $d \geq d_{\min} = L - c$ kan worden gegarandeerd. Hierin is L het aantal opeenvolgende chips per reeks en vertegenwoordigt c het maximale aantal samenvallende chips (pairwise hits, coincidents) voor elk willekeurig paar verschillende (frame-synchrone) chip-reeksen, afkomstig van twee verschillende gebruikers. In deze bijlage wordt tevens aangegeven hoe en wanneer een dergelijke optimale verzameling kan worden geconstrueerd.

Appendix B geeft een algemene interpretatie van de methode van Einarsson, en beschrijft hoe een optimale verzameling reeksen kan worden verdeeld over een aantal synchrone of asynchrone gebruikers van een gemeenschappelijk communicatie-kanaal.

CDMA / EINARSSON TOEPASSING

In hoofdstuk 3 is voor de bit-error-rate een grens aangegeven : $P_b < 1,5 \times 10^{-8}$

Per kanaalcodewoord of chipreeks worden een aantal van K bits "en bloc" verzonden.

Het verband tussen de kanaalbit-error-rate P_b en de kanaalcodewoord-foutkans P_w is [32] :

$$P_b = P_w \cdot \sum_{i=1}^K i \cdot \binom{K}{i} / ((2^K - 1) \cdot K) = P_w \cdot 2^{K-1} / (2^K - 1) \quad (5.1)$$

Voor grotere waarden van K volgt de benadering :

$$P_w < 3 \times 10^{-8} \quad (5.2)$$

De kans, na ontvangst, op een fout in een 12-bits PCM woord is gelijk aan :

$$P_{PCM} = (12/K) \cdot P_w \quad (5.3)$$

Indien $P_w = 3 \times 10^{-8}$ komt dit, uitgaande van een bemonster-frequentie van 41,5 kHz, overeen met gemiddeld $41,5 \cdot 10^3 \cdot (12/K) \cdot P_w \cdot 3600 = 54/K$ foutieve PCM woorden per uur.

Einarsson gaat uit van het alleen-interferentie kanaalmodel en een chip-synchrone transmissie van one - coincident ($c = 1$) chip-reeksen.

Wanneer een bepaalde chip wordt beschouwd, waar meerdere chips van verschillende medegebruikers mee samenvallen, is er nooit sprake van uitdoving. Een aanname die bij een gering aantal gebruikers zeker te hanteren is.

De kans P_w op een foutieve receptie van een kanaalcodewoord, wanneer er meer dan één gevulde rij in de detectie-matrix verschijnt door gebruikers interferentie, wordt door Einarsson benaderd met de bovengrens [2, blz 1253] :

$$P_w < (Q-1) \cdot \prod_{k=0}^{L-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{Q-k} \right)^{M-k-1} \right) \quad (5.4)$$

Deze bovengrens is geldig in geval van frame-synchroon ontvangen signalen.

Wanneer een aantal van M asynchrone gebruikers actief is, verdubbelt de onderlinge gebruikers-interferentie, ten opzichte van de synchrone situatie. Immers, een chip-reeks van een bepaalde gebruiker kan samenvallende chips of coincidents vertonen met twee opeenvolgende chip-reeksen van een mede-gebruiker, wanneer deze ten opzichte van de beschouwde gebruiker in tijd verschoven worden ontvangen.

Uitgaande van een verdubbeling van interferentie in een asynchrone omgeving, vormt Einarsson de grens-vergelijking (5.4) om tot [2, blz 1254] :

$$P_w < (Q-1) \cdot \prod_{k=0}^{L/2-1} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{Q-k}\right)^{M-k-1}\right)^2 \quad (5.5)$$

Bij synchrone transmissie wordt de kans op een foutieve rij in de detectie-matrix gelijk aan nul, indien het aantal gebruikers M kleiner of gelijk is aan de reekslengte L .

Bij asynchrone transmissie wordt de kans op een foutieve rij in de detectie-matrix gelijk aan nul, indien het aantal gebruikers M kleiner of gelijk is aan de helft van de reekslengte L .

Bij asynchrone transmissie van chipreeksen met oneven reekslengten L kan na enig rekenwerk een bovengrens voor de kanaalcodewoord-foutkans worden benaderd als :

$$P_w < (Q-1) \cdot \left(1 - \left(1 - \frac{2}{2 \cdot Q - L + 1}\right)^{M - (L+1)/2}\right) \cdot \prod_{k=0}^{(L-3)/2} \left(1 - \left(1 - \frac{1}{Q-k}\right)^{M-k-1}\right)^2 \quad (5.6)$$

-afleiding P_w voor c -coincident reeksen-

Wat is nu de kanaalcodewoord-foutkans P_w bij het verzenden van c -coincident reeksen?

Door Einarsson [2, blz 1254] wordt, uitgaande van een asynchrone omgeving, een bovengrens voor de kanaalcodewoord-foutkans gevonden, wanneer alle chip-reeksen van de $M-1$ interfererende medegebruikers over een aantal van $L/2$ tijdsloten ten opzichte van de chip-reeks van de beschouwde gebruiker in tijd zijn verschoven.

Deze benadering wordt ook toegepast in de hierna volgende afleiding van een bovengrens voor de kanaalcodewoord-foutkans bij asynchrone transmissie van c -coincident reeksen.

We beschouwen een bepaalde gebruiker, die één van de Q^C chipreeksen uit z'n bibliotheek verzendt. Verwarring en fouten ontstaan indien bij het ontvangen één of meerdere van de Q^C-1 niet verzonden reeksen worden gevormd, zie appendix B. Een dergelijke foutieve chipreeks is een combinatie van L chips afkomstig van de $M-1$ verschillende medegebruikers en eventueel van de gebruiker zelf. De reeksen binnen een gebruikers-bibliotheek vertonen ten hoogste $c-1$ gelijke chips (autocorrelatie). Voor grotere waarden van c kan de beschouwde gebruiker zelf ook als interfereerder worden benaderd.

De kans P_1 , dat een willekeurige chip van een bepaalde foutieve reeks wordt verzonden door één of meer gebruikers, kan worden benaderd als :

$$P_1 = 1 - (1 - 1/Q)^M \quad (5.7)$$

De kans P_c , dat een aantal van c willekeurige chips van een bepaalde foutieve reeks worden verzonden, wordt begrensd door :

$$P_c < (1 - (1 - 1/Q)^M)^c \quad (5.8)$$

Elke interfererende mede-gebruiker kan een aantal van ten hoogste c chips bijdragen aan een bepaalde foutieve reeks. De beschouwde gebruiker zelf wordt ook geacht een aantal van c chips te kunnen bijdragen. Voor de meervoudige adressering zal blijken dat deze benadering een juiste (exacte) aanname vormt.

Hieruit volgt voor de kans P_{c+1} , dat een aantal van $c+1$ chips van een foutieve reeks verzonden worden, de begrenzing :

$$P_{c+1} < (1 - (1 - 1/Q)^M)^c \cdot (1 - (1 - 1/Q)^{M-1})$$

Per gebruiker zijn een aantal van $Q^c - 1$ foutieve reeksen mogelijk. Bij frame-synchronisme volgt hieruit voor de kans P_L op een foutieve rij in de detectie matrix :

$$P_L < (Q^c - 1) \cdot \prod_{k=0}^{(L/c) - 1} (1 - (1 - 1/Q)^{M-k})^c \quad (5.10)$$

Om de bovengrens van de kanaalcodewoord-foutkans P_{wc} bij asynchrone transmissie van c -coincident reeksen te bepalen, worden alle chipreeksen van de $M-1$ mede-gebruikers over een aantal van $L/2$ tijdsloten ten opzichte van de chipreeks van de beschouwde gebruiker in tijd verschoven.

De kans op een foutieve reeks in de detectie matrix is het grootst, wanneer de beschouwde gebruiker zowel aan de eerste helft ($L/2$ tijdsloten) als aan tweede helft van die foutieve reeks een aantal van $c/2$ chips bijdraagt.

De kans $P_{c/2+1}$, dat een aantal van $c/2+1$ chips van een bepaalde foutieve reeks gedurende de eerste $L/2$ tijdsloten worden verzonden, wordt begrensd door :

(5.11)

$$P_{c/2+1} < (1 - (1 - 1/Q)^M)^{c/2} \cdot (1 - (1 - 1/Q)^{M-1})$$

Voor de tweede helft van de detectie matrix geldt eenzelfde kans.

De kanaalcodewoord-foutkans P_{wc} , bij asynchrone transmissie van c -coincident reeksen, wordt dus begrensd door :

(5.12)

$$P_{wc} < (Q^c - 1) \cdot (1 - (1 - 1/Q)^M)^c$$

$$\cdot \prod_{k=0}^{(L-c)/(2 \cdot c) - 1} (1 - (1 - 1/Q)^{M-k-1})^{2 \cdot c}$$

Code rate

Uitgaande van een optimale verzameling $(L, c+1)$ over $GF(Q)$ van $w = Q^{c+1}$ chipreeksen, die opgedeeld wordt in een aantal van M_{pot} potentieele gebruikersbibliotheken, moet worden voldaan aan :

$$M_{\text{pot}} \cdot 2^K \leq Q^{c+1} \quad (5.13)$$

Met $M_{\text{pot}} = Q$, volgens de Einarsson codering in een asynchrone omgeving (zie bijlage), is het maximale aantal bron-informatie bits K_{max} , dat een gebruiker per chipreeks kan verzenden, gelijk aan :

$$K_{\text{max}} = 2 \log Q^c = c \cdot 2 \log Q \quad (5.14)$$

De maximale hoeveelheid selectieve informatie H_{max} , die (ongecodeerd) door een gebruiker in een aantal van L tijdsloten zou kunnen worden verzonden, is gelijk aan :

$$H_{\text{max}} = L \cdot 2 \log Q \quad (5.15)$$

De redundantie van de code wordt gedefinieerd als :

$$\text{red} = 1 - R_c = 1 - K_{\text{max}} / H_{\text{max}} \quad (5.16)$$

De code - rate R_c is een maat voor de efficiëntie van de toegepaste codering.

Elke gebruiker wil per chip-reeks een aantal van K bron-informatie bits verzenden :

$$K = R_b \cdot T = R_b \cdot L \cdot T_s = R_b \cdot L \cdot Q / W \quad (5.17)$$

Het verband tussen de code-rate R_c en de data-rate R_b kan worden afgeleid uit (5.13) en (5.17) , met $M_{\text{pot}} = Q$, als :

$$R_c = c / L \geq K / (L \cdot 2^{\log Q}) = R_b \cdot Q / (W \cdot 2^{\log Q}) \quad (5.18)$$

Uit deze vergelijkingen kan voor het relatieve spectrum rendement ' n ' worden afgeleid :

$$'n' \leq (M \cdot 2^{\log Q^c}) / (L \cdot Q) = M \cdot K_{\text{max}} / D \quad (5.19)$$

Het relatieve spectrum rendement (throughput) is kleiner dan of gelijk aan het aantal gebruikers maal de maximale hoeveelheid selectieve informatie per codewoord gedeeld door de dimensies van het communicatie-kanaal.

Met het alleen-interferentie kanaalmodel is een foutloze transmissie van informatie mogelijk door ten hoogste een aantal van $M = L / (2 \cdot c)$ asynchrone gebruikers. Het relatieve spectrum rendement bedraagt in dat geval :

$$'n' = \frac{1}{2 \ln 2} \cdot \frac{\ln Q}{Q} \quad (5.20)$$

Meervoudige adressering

Voor de asynchrone simultane toegang wordt de optimale verzameling over $GF(Q)$ in een aantal van Q gebruikers-bibliotheken verdeeld.

Als het gewenste aantal potentiële gebruikers een aantal malen kleiner is dan Q , kan de overmaat aan bibliotheken gelijkelijk over het gewenste aantal gebruikers worden verdeeld.

Zolang geldt : $U \cdot M \leq Q$ kan elke gebruiker worden voorzien van een aantal van U adressen, resulterend, per gebruiker, in een vergrote bibliotheek bestaande uit $U \cdot Q^C$ verschillende chip-reeksen.

De toegenomen auto-correlatie binnen de vergrote gebruikers-bibliotheek, van $c-1$ naar c gelijke chips, moet worden gecompenseerd door een

evenredige verlenging van de reeksen : $L_{ma} = L + 1$

Door de meervoudige adressering wordt dan een efficiëntie R_{cma} bereikt :

$$R_{cma} = ({}^2\log U \cdot Q^C) / (L_{ma} \cdot {}^2\log Q) \quad (5.21)$$

Er kan een voorwaarde worden afgeleid, welke aangeeft wanneer de meervoudige adressering tot een hogere efficiëntie zal leiden.

Uit $R_{cma} > R_c$ met $R_c = c/L$ volgt deze

voorwaarde als : (5.22)

$$U > Q^{R_c}$$

Indien men uitgaat van een optimale verzameling $(L_{ma}, c+1)$ over $GF(Q)$ en de efficiëntie van het coderen door meervoudige adressering verhoogd wordt, kan de maximaal mogelijke transmissie data-rate uitgedrukt worden als :

$$R_{bma} = (W/L_{ma} \cdot Q) \cdot {}^2\log U \cdot Q^c = (R_{cma} \cdot {}^2\log Q) / T_s \quad (5.23)$$

Bij asynchrone transmissie van "one-coincident" reeksen met een meervoudige adressering moet men voor de kanaalcodewoord-foutkans P_{wma} rekening houden met het feit dat een coincidentie ook kan optreden tussen een foutieve reeks en de bekeken gebruiker zelf :

$$P_{wma} < (U \cdot Q - 1) \cdot \prod_{k=0}^{(L/2)-1} (1 - (1 - \frac{1}{Q-k})^{M-k}) \cdot (1 - (1 - \frac{1}{Q-k})^{M-k-1}) \quad (5.24)$$

Voor oneven reekslengten :

$$P_{wma} < (U \cdot Q - 1) \cdot (1 - (1 - \frac{2}{2 \cdot Q - L + 1})^{M+1 - (L+1)/2}) \cdot \prod_{k=0}^{((L-1)/2)-1} (1 - (1 - \frac{1}{Q-k})^{M-k}) \cdot (1 - (1 - \frac{1}{Q-k})^{M-k-1}) \quad (5.25)$$

Ingeval van c -coincident reeksen geldt :

$$P_{wma} = (U \cdot Q^c - 1) / (Q^c - 1) \cdot P_{wc} \quad (5.26)$$

Bij de benadering van P_{wc} is met een correlatie van c chips binnen de gebruikers-bibliotheken rekening gehouden.

Uitwerking

Deze uitwerking geeft een aantal numerieke resultaten ten aanzien van de benaderde maximale kanaalcodewoord-foutkans P_w voor asynchrone simultane toegang.

Er is gebruik gemaakt van het alleen-interferentie kanaalmodel en de methode van frequentie hoppen, zoals deze wordt aangegeven door Einarsson in [2].

Ten eerste wordt de benodigde code-rate R_c bepaald. Vervolgens wordt een optimale verzameling van "one-coincident" reeksen gekozen. Uitgaande van deze verzameling worden de maximaal mogelijke data-rate R_b en de kanaalcodewoord-foutkans P_w berekend, voor zowel enkelvoudige als meervoudige adresseringen.

Tenslotte worden enkele resultaten gegeven voor de benadering van een asynchrone simultane toegang met c-coincident chipreeksen.

De systeembandbreedte bedraagt $W = 20$ MHz.

Dit communicatie-kanaal wordt opgedeeld in een aantal van Q sub-kanalen.

Uitgegaan wordt van maximaal $M = 12$ actieve asynchrone gebruikers, elk met een bron-informatie data-rate $R_b \approx 500$ kbit/s.

Met het oog op een niet te korte signalering-tijdsduur T_s is de voorwaarde $Q > 48$ gesteld.

Dit komt overeen met een maximale baud-rate van 417 kBaud.

Er worden vijf verschillende priemgetallen, of machten daarvan, voor Q gekozen.

Voor een data-rate $R_b = 500$ kbit/s kan met (5.18) de benodigde code-rate R_c worden gevonden als :

Q	=	49	59	64	73	100
R_c	=	0,22	0,25	0,26	0,29	0,38

Voor elk van de bovenstaande waarden van Q kan een optimale verzameling $(L, 2)$ over $GF(Q)$, bestaande uit een aantal van $w = Q^2$ "one-coincident" ($c=1$) chipreeksen worden ontwikkeld. Deze verzameling reeksen wordt opgedeeld in gebruikers-bibliotheken volgens de methode van Einarsson, zie appendix B. Een efficiëntere codering kan worden verkregen door meervoudige adressering, aan de voorwaarde (5.22) kan steeds worden voldaan :

Q	=	49	59	64	73	100
$(L, c+1)$	=	(5, 2)	(4, 2)	(4, 2)	(4, 2)	(3, 2)
R_c	=	0,20	0,25	0,25	0,25	0,33
U	=	4	4	5	6	8
$(L_{ma}, c+1)$	=	(6, 2)	(5, 2)	(5, 2)	(5, 2)	(4, 2)
R_{cma}	=	0,23	0,27	0,28	0,28	0,36

Het nuttig effect van het meervoudig adresseren zal worden getoond door de optimale verzameling $(L, c+1) = (4, 2)$ met enkelvoudige adressering te vergelijken met de verzameling $(L_{ma}, c+1) = (5, 2)$ voorzien van een meervoudige adressering.

De kanaalcodewoord-foutkansen P_w en P_{wma} worden gevonden met (5.5) en (5.23). De maximaal mogelijke transmissie data-rate R_b en R_{bma} kunnen worden berekend met (5.18) en (5.23).

P_w	$Q = 59$	$Q = 64$	$Q = 73$	
$\max R_b :$	499	469	424	kbit/s
$M = 12$	$4,3 \cdot 10^{-2}$	$3,5 \cdot 10^{-2}$	$2,4 \cdot 10^{-2}$	
$M = 10$	$2 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-2}$	
$M = 8$	$7,2 \cdot 10^{-3}$	$5,8 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	
$M = 6$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$9,5 \cdot 10^{-4}$	
P_{wma}	$U = 4$	$U = 5$	$U = 6$	
$R_{bma} :$	534	520	481	kbit/s
$M = 12$	$3,4 \cdot 10^{-2}$	$3,4 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^{-2}$	
$M = 10$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$8,8 \cdot 10^{-3}$	
$M = 8$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	
$M = 6$	$7,2 \cdot 10^{-4}$	$6,5 \cdot 10^{-4}$	$4,7 \cdot 10^{-4}$	

In dit voorbeeld wordt de transmissie - capaciteit 7 - 13,4 % verhoogd door meervoudige adressering, zonder dat dit ten koste gaat van de kwaliteit.

Voor toenemende chipreeks-lengten is door Viterbi [32] een exponentieel afnemende kanaalcodewoord-foutkans afgeleid, met behulp van een asymptotische benadering.

Veel minder gunstig is het toepassen van kleine reeks-lengten (bij grotere waarden van Q), wanneer slechts een gering aantal gebruikers actief is.

Met de Einarsson codering wordt voor de verhouding tussen de foutkansen gevonden :

$$(e^{-3} / e^{-5} = 7,4)$$

P_w	(5,2) over GF(49)	(3,2) over GF(100)		
max R_b	458 kbit/s	442 kbit/s	verh :	'n' =
$M = 12$	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$1,06 \cdot 10^{-1}$	8,48	0,27
$M = 10$	$4,62 \cdot 10^{-3}$	$5,78 \cdot 10^{-2}$	12,5	
$M = 8$	$1,24 \cdot 10^{-3}$	$2,70 \cdot 10^{-2}$	21,8	0,18
$M = 6$	$1,88 \cdot 10^{-4}$	$9,46 \cdot 10^{-3}$	50,4	
$M = 4$	$6,25 \cdot 10^{-6}$	$1,76 \cdot 10^{-3}$	281	0,09

Bij een meervoudige adressering is de verhouding :

P_{wma}	(6,2) over GF(49)	(4,2) over GF(100)		
R_{bma}	518 kbit/s	482 kbit/s	verh :	'n' =
$M = 12$	$1,16 \cdot 10^{-2}$	$9,69 \cdot 10^{-2}$	8,36	0,3
$M = 10$	$3,64 \cdot 10^{-3}$	$4,50 \cdot 10^{-2}$	12,4	
$M = 8$	$8,00 \cdot 10^{-4}$	$1,70 \cdot 10^{-2}$	21,3	0,2
$M = 6$	$9,24 \cdot 10^{-5}$	$4,51 \cdot 10^{-3}$	48,9	
$M = 4$	$2,09 \cdot 10^{-6}$	$5,64 \cdot 10^{-4}$	270	0,1

Men kan, uitgaande van een bepaalde noodzakelijke efficiëntie R_c , de chipreeks-lengte doen toenemen door in plaats van "one-coincident" reeksen gebruik te maken van c -coincident reeksen, met $c > 1$.

Een optimale verzameling $(Q-1, c+1)$ over $GF(Q)$, welke uit $w = Q^{c+1}$ verschillende c -coincident reeksen bestaat, kan alleen worden gevormd indien Q gelijk is aan een even priemgetal, of een hogere macht daarvan (dus machten van twee). Het bewijs wordt geleverd in de appendix B.

Voor een 2-coincident en een 3-coincident code over $GF(64)$ is de kanaalcodewoord-foutkans P_{wma} berekend met behulp van (5.38b) en (5.50b) als :

P_{wma}	1-coincident	2-coincident	3-coincident
	$L = 6 \quad U = 5$	$L = 10 \quad U = 3$	$L = 15 \quad U = 5$
R_{bma}	433 kbit/s	424 kbit/s	423 kbit/s
$M = 12$	$4,26 \cdot 10^{-3}$	$1,05 \cdot 10^{-4}$	$1,04 \cdot 10^{-6}$
$M = 10$	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$1,56 \cdot 10^{-5}$	$5,94 \cdot 10^{-8}$
$M = 8$	$2,78 \cdot 10^{-4}$	$1,35 \cdot 10^{-6}$	$1,51 \cdot 10^{-9}$
$M = 6$	$3,11 \cdot 10^{-5}$	$4,56 \cdot 10^{-8}$	$9,38 \cdot 10^{-12}$

Met de 3-coincident reeksen en 12 gebruikers kan een kwaliteit worden behaald, die gelijk staat aan gemiddeld $60 \cdot (12/K) \cdot 41,5 \cdot 10^3 \cdot P_{wma} = 1,5$ foutieve PCM woorden per minuut. (gemiddeld).

Voor het behalen van deze genoemde kwaliteit zal elke gebruikers-bibliotheek uit een aantal van $U \cdot Q^3 = 1\,310\,720$ verschillende c -coincident reeksen moeten bestaan ($K = 20,32$ bits)

Het genereren van deze reeksen is eenvoudig, doch het decoderen van de (eventueel verminkte) chipreeksen vergt rekentijd. Ten opzichte van de one-coincident reeksen neemt bij het toepassen van de c -coincident reeksen deze rekentijd met een c -de orde macht excessief toe.

Voor oneven priemgetallen, of machten daarvan, zal de optimale verzameling $(Q-1, c+1)$ over $GF(Q)$ uit slechts $w = (Q-1) \cdot Q^c$ chipreeksen bestaan. Bij meervoudige adressering bevat elke gebruikers-bibliotheek ten hoogste $U \cdot (Q-1) \cdot Q^{c-1}$ verschillende chipreeksen.

De maximale kanaalcodewoord-foutkans P_{wma} is berekend voor de verzamelingen over $GF(49)$ van 2-coincident en 3-coincident chipreeksen na aanpassing van (5.12) en (5.26) als :

P_{wma}	1-coincident	2-coincident	3-coincident
	$L = 6 \quad U = 4$	$L = 10 \quad U = 3$	$L = 15 \quad U = 4$
R_{bma}	518 kbit/s	522 kbit/s	512 kbit/s
$M = 12$	$1,16 \cdot 10^{-2}$	$6,93 \cdot 10^{-4}$	$1,42 \cdot 10^{-5}$
$M = 10$	$3,64 \cdot 10^{-3}$	$1,08 \cdot 10^{-4}$	$8,7 \cdot 10^{-7}$
$M = 8$	$8,0 \cdot 10^{-4}$	$9,76 \cdot 10^{-6}$	$2,37 \cdot 10^{-8}$
$M = 6$	$9,24 \cdot 10^{-5}$	$3,46 \cdot 10^{-7}$	$1,58 \cdot 10^{-10}$

Met de coderingsmethode volgens Einarsson benutten alle gebruikers hetzelfde signalen-alfabet : zij gebruiken dus één frequentie bin. Een configuratie van meerdere bins wordt verkregen door het totale aantal frequentie-sloten in gescheiden deelverzamelingen op te splitsen. De gebruikers van deze gescheiden deelverzamelingen hebben alleen te maken met de interfererende signalen afkomstig van die medegebruikers, die van hetzelfde frequentie bin gebruik maken (FH/MFSK , zie hoofdstuk 4).

Het totale aantal van M gebruikers kan gefixeerd over de verschillende bins worden verdeeld.

Het frequentie-hoppen over meerdere bins kan worden toegevoegd door de gebruikers periodiek van bin te laten veranderen volgens een afgesproken patroon.

In dat geval zal een meervoudige adressering over het algemeen niet meer kunnen worden toegepast, immers de situatie kan zich voordoen, dat alle gebruikers tijdelijk van hetzelfde deel-alfabet of bin gebruik maken.

Voorbeeld van een totaal aantal van 48 frequentie-sloten, opgedeeld in 3 frequentie bins van elk $Q = 16$ frequentie-sloten met $R_b = 555 \text{ kbit/s}$:

P_w	$c = 1 \quad L = 3$	$c = 2 \quad L = 6$	$c = 3 \quad L = 9$
$M = 4 / \text{bin}$	$6,0 \cdot 10^{-2}$	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$
$M = 3 / \text{bin}$	$1,5 \cdot 10^{-2}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$7,0 \cdot 10^{-5}$

Conclusie :

Uit de voorafgaande beschouwingen en voorbeelden blijkt dat de methode van coderen voor asynchrone simultane toegang, zoals aangegeven door Einarsson, waarbij elke gebruiker wordt voorzien van een bibliotheek van "one-coincident" chipreeksen, geen mogelijkheden verschaft tot realisatie van het mobiele audio transmissie systeem.

De Einarsson codering biedt een bovengrens $P_w = 10^{-2}$ voor de kanaalcodewoord-foutkans, bij een relatief spectrum rendement $\eta = 0,3$ bit/s/Hz.

Benodigd is een kanaalcodewoord-foutkans in de orde van grootte van $P_w = 10^{-8}$.

Gebruik makend van het alleen-interferentie kanaal-model is tevens gebleken dat de transmissie kwaliteit vooral sterk toeneemt indien langere c-coincident chipreeksen worden toegepast.

Weliswaar kan de kanaalcodewoord-foutkans tot een zeer kleine waarde worden gereduceerd, maar dit gaat gepaard met een excessief toenemende decoderings complexiteit.

Uit de gegeven voorbeelden blijkt dat de efficiëntie van een toegepaste codering een tiental procenten kan worden verhoogd door middel van meervoudige adressering, waarbij meerdere adres-vectoren aan dezelfde gebruiker worden toegewezen.

De verschillende benaderde bovengrenzen voor de kanaalcodewoord-foutkans zijn het resultaat van een geïdealiseerde chip-synchrone benadering.

Er is sprake van een niet-chip-synchrone situatie indien de tijdsloten van de verschillende gebruikers elkaar gedeeltelijk overlappen.

De benaderde bovengrenzen zijn ook voor een niet-chip-synchrone situatie geldig, als aan de voorwaarde wordt voldaan, dat een insertie in een willekeurig te beschouwen tijdslot alleen zal optreden, wanneer er gedurende een groter gedeelte dan de helft van het beschouwde tijdslot sprake is van interfererende signalen. In de praktijk heeft men te maken met samengestelde interfererende signalen. Of dan aan de gestelde voorwaarde kan worden voldaan zal voor een belangrijk deel van de ontvangst-vermogens afhangen.

Het toepassen van meerdere frequentie bins is alleen interessant indien elke gebruiker van een gefixeerd aantal eigen frequentie-sloten wordt voorzien, zodat niet meer van een gemeenschappelijk signalen-alfabet gebruik wordt gemaakt.

Een volledig meervoudige adressering en het gebruik van c-coincident reeksen onttaardt dan in de Reed-Solomon codering.

We noemen dit de FDMA/MFSK toepassing.

FDMA / MFSK TOEPASSING

De simultane toegangs-techniek FDMA kenmerkt zich doordat elke gebruiker een eigen, van de overige mede-gebruikers gescheiden, frequentie ruimte W_u krijgt toebedeeld. Deze frequentie ruimte bedraagt $W_u = W/M = 20/12 = 1,666$ MHz per gebruiker.

Voor een m -voudige frequentie-modulatie (MFSK) wordt deze frequentie ruimte W_u voorzien van $m=Q$ frequentie-sloten of sub-kanalen en wordt gebruik gemaakt van chips, in de vorm van orthogonaal geschakelde draaggolven in een non-coherent veld.

De bedoeling van het schakelen van meerdere draaggolven is tweeledig :

- Een niet te korte signalerings-tijdsduur T_s moet worden gecombineerd met een toereikend signalen-alfabet, zie (4.10) en (4.11).

Ten aanzien van de signaleringsduur $T_s = Q/W_u$ is in hoofdstuk 4 de voorwaarde $Q \geq 4$ gesteld, zodat $T_s \geq 2,4 \mu s$.

- Tevens moet door een fout-corrigerende codering een beveiliging worden ingebouwd tegen de nadelige propagatie-aspecten. Voor de redundantie van de codering geldt : zie (5.16), (5.18)

$$red = 1 - R_c = 1 - K_{\max} / H_{\max} \leq 1 - R_b \cdot Q / (W_u \cdot \log Q)$$

(5.27)

De signalerings-tijdsduur T_s en de benodigde code-rate of efficiëntie R_c zijn :

$$\begin{array}{rcccl}
 Q & = & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & (5.28) \\
 T_s & = & 2,4 & 3,0 & 3,6 & 4,2 & 4,8 & \mu s \\
 R_c & = & 0,6 & 0,65 & 0,7 & 0,75 & 0,8 &
 \end{array}$$

De kleinst mogelijke optimale verzameling $(c+3, c+1)$, met een voldoende efficiëntie R_c en met een Hamming-distance $d_{\min} = 3$ tussen de verschillende reeksen, is de verzameling $(5, 3)$ over $GF(4)$:
zie (A.21)

$$\underline{y} =: (n_i, n_j, n_o) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & f^0 & f^1 & f^2 \\ 1 & 0 & f^0 & f^2 & f^4 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

	$n_j = 0$	$n_j = 1$	$n_j = 2$	$n_j = 3$
$n_o = 0$	00 000	01 123	02 231	03 312
	00 111	01 032	02 320	03 203
	00 222	01 301	02 013	03 130
	00 333	01 210	02 102	03 021
$n_o = 1$	10 132	11 011	12 303	13 220
	10 023	11 100	12 212	13 331
	10 310	11 233	12 121	13 002
	10 201	11 322	12 030	13 113
$n_o = 2$	20 213	21 330	22 022	23 101
	20 302	21 221	22 133	23 010
	20 031	21 112	22 200	23 323
	20 120	21 003	22 311	23 232
$n_o = 3$	30 321	31 202	32 110	33 033
	30 230	31 313	32 001	33 122
	30 103	31 020	32 332	33 211
	30 012	31 131	32 223	33 300

Aan de hand van het voorbeeld (5.28), van een optimale verzameling (5,3) over GF(4) bestaande uit $w = Q^{c+1} = 64$ verschillende c-coincident reeksen, zullen twee te onderscheiden eigenschappen van het coderen worden bekeken :

- de fout - corrigerende eigenschap
- de kanaal - corrigerende eigenschap

De fout - corrigerende eigenschap van de code houdt in dat een aantal, in willekeurige tijdsloten optredende, van e uitwissingen (erasures) en van f fouten kan worden gecorrigeerd, zolang per ontvangen chipreeks geldt : zie (A.22a)

$$2.f + e + 1 \leq d_{\min} = L - c$$

Onder een fout dient men een insertie plus een uitwissing te verstaan.

Indien de eis $d \geq 3$ (één fout corrigerend) wordt gesteld, zal een verzameling van reeksen met een grotere lengte dan $L=5$ moeten worden toegepast voor alle waarden $Q > 4$. Als voor elk van deze waarden van Q een optimale verzameling van $w = Q^{c+1}$ chipreeksen kan worden gevormd, kan de minimale reekslengte $L_{\min}$ met (5.28) worden afgeleid uit :

$$(c+1)/(L_{\min}) = (c+1)/(c+d_{\min}) = (c+1)/(c+3) \geq R_c$$

Q	$=$	4	5	6	7	8	
c	$=$	2	3	4	5	7	(5.30)
$L_{\min}$	$=$	5	6	7	8	10	

Indien men twee fouten per ontvangen chipreeks wil kunnen verbeteren, moet men de eis $d_{\min} = 5$ stellen.

Voor de optimale verzameling van $w = Q^{c+1}$ reeksen is in de bijlage de grootst mogelijke waarde voor de minimum Hamming-distance gegeven als :

$$d_{\min} = L_{\max} - c = Q, \quad \text{zie appendix (A.20b)}$$

Met de eis $d_{\min} = 5$ en (5.28) volgt de minimaal noodzakelijke reekslengte uit :

$$(c+1)/(L_{\min}) = (c+1)/(c+d_{\min}) = (c+1)/(c+5) \geq R_c$$

Q	$=$	4	5	6	7	8	
c	$=$		7	9	11	15	(5.31)
$L_{\min}$	$=$		12	14	16	20	

De twee fouten verbeterende code over $GF(5)$ vergt een bibliotheek van tenminste $w = 2^{18}$ reeksen.

De bovenstaande beschouwingen maken duidelijk, dat het hoogst mogelijke gemiddelde aantal verbeterbare fouten per tijdslot wordt bereikt met een in voorbeeld (5.29) gegeven codering voor 4-FSK.

Onder de kanaal-corrigerende eigenschappen van een code verstaan we het vermogen tot foutloos decoderen, in het geval dat de codereeksen verminkt worden ontvangen, doordat een aantal van de geschakelde draaggolven sterk wordt gestoord. Indien de ontvanger precies weet in welke van de Q sub-kanalen er storing plaatsvindt, spreekt men van "side information". De verschillende vormen van storing worden als volgt ingedeeld :

- "partial" band storing. De belangrijkste inbreng vormt de gepulseerde interferentie (overspraak). Deze storing uit zich in willekeurige inserties in een bepaald gedeelte van de frequentie ruimte.
- toon jamming (cw jammers). Deze smal-bandige storing kan leiden tot meer continue patronen van opeenvolgende inserties.
- selectieve fading (uitdoving). Wordt gekenmerkt door het geheel wegvallen, of het sterk gedempt (en dispersief) ontvangen, van bepaalde draaggolven.

Voor de optimale verzameling $(5,3)$ over $GF(4)$ in het voorbeeld (5.29) blijkt het volgende :

- reeds indien één van de geschakelde draaggolven "1", "2" of "3" wegvalt, terwijl de ontvanger daarvan niet op de hoogte is, zullen er fouten volgen.
- de partiële band storing, waarbij meer dan één fout per ontvangen frame plaatsvindt, zal foutief gedecodeerde boodschappen als gevolg hebben.

q uit Q MFSK

Onder q uit Q MFSK wordt een vorm van meervoudige frequentie-modulatie verstaan, gekenmerkt doordat de gebruiker per tijdslot T_s een aantal van q chips, gekozen uit een aantal van Q chips, gelijktijdig verzendt.

$$Q/2 \geq q > 1 \quad (5.32)$$

In plaats van de reeksen van L aaneengeschakelde chips worden er reeksen van L opeenvolgende combinaties van q uit Q chips verzonden. Het aantal mogelijke verschillende combinaties is groter dan Q.

Het signalen-alfabet van de gebruiker bevat nu een aantal van $\gamma = \binom{Q}{q}$ signaal-vormen of kanaal-symbolen.

Het toepassen van een q uit Q MFSK modulatie vorm is te prefereren boven de normale 1 uit Q MFSK modulatie wanneer, zonder wijziging van het totale zendvermogen, het gebruik van de meervoudig samengestelde reeksen in combinatie met een adequate codering tot betere transmissie specificaties leidt.

Een additioneel voordeel is dat de uitgestraalde elektro-magnetische energie gelijkmatiger over de transmissie-band van de gebruiker wordt uitgespreid.

Een nadeel is het verlies van de constante omhullende van het modulaat-sigitaal. Het toepassen van een enkele classe - C zend-eindversterker is niet meer mogelijk, maar men kan denken aan het koppelen van een aantal van q in classe-C ingestelde eindversterkers aan antenne-zijde.

Een 2 uit 5 MFSK codering.

De $Q = 5$ geschakelde draaggolven heten : A,B,C,D,E
 Er kunnen $Y = \binom{5}{2} = 10$ verschillende combinaties van
 twee chip-frequenties per tijdslot worden gevormd :
 (A B) (A C) (A D) (A E) (B C) (B D) (B E) (C D) (C E) (D E)

Door toevoeging van een niet-bestaand element, de
 hulp-combinatie $x = (X X)$, verkrijgt men een
 signalen-alfabet dat een aantal van $Y = 11$
 verschillende combinaties bevat.

Een optimale verzameling $(Y+1, 2)$ over $GF(Y)$, bestaande
 uit een aantal van Y^2 "one-coincident" reeksen, kan
 voor dit priemgetal $Y = \binom{5}{2} + 1 = 11$ afgeleid worden.

De codewoorden uit deze verzameling representeren
 elk een reeks van $Y+1$ opeenvolgende paren chips
 en zullen daarom dubbel-reeksen worden genoemd.

Teneinde een aantal dubbel-reeksen te verkrijgen,
 waarin alleen bestaande elementen voorkomen, worden
 de codewoorden uit de optimale verzameling $(Y+1, 2)$
 ingekort tot een lengte L (truncation) .

De dubbelreeksen, die tot een ingekorte optimale
 verzameling $(L, 2)$ behoren, vertonen onderling ten
 hoogste één samenvallende combinatie (one-coincident) .
 De $L - 1$ overige niet-samenvallende combinaties van
 twee chips verschillen in tenminste één chip.

De minimum Hamming-distance, gedefinieerd als het
 minimale aantal niet-samenvallende chips tussen paren
 dubbel-reeksen, bedraagt : $d_{\min} = L - 1$

Monotone dubbelreeksen zijn gemakkelijk te storen en vertonen een gebrekkige frequentie diversity. De monotone reeksen dienen te worden uitgesloten. Het aantal niet-monotone dubbelreeksen, waarin de hulp-combinatie $x = (XX)$ niet voorkomt, wordt gegeven door :

$$w = (Y - L) \cdot (Y - 1) \quad (5.33)$$

Bewijs :

Een optimale verzameling van Y^2 one-coincident dubbelreeksen kan worden beschreven met behulp van de latijnse vierkanten, zie (5.18) in de bijlage. Elk latijns vierkant bevat een bepaald kental van alle Y^2 vectoren, die de dubbelreeksen representeren. Het niet-bestaande element x komt als vectorkental in elk latijns vierkant een aantal van Y maal voor. Met één latijns vierkant worden dus een aantal van $w = Y^2 - Y$ werkelijk bruikbare vectoren vastgelegd. Indien aan een willekeurig latijns vierkant een ander orthogonaal latijns vierkant wordt toegevoegd, vindt een reductie plaats van het vastgelegde aantal werkelijk bruikbare vectoren tot $w = Y^2 - Y - (Y - 1)$. Deze reductie met een factor $(Y - 1)$ in plaats van Y leidt tot een maximaal aantal werkelijk bruikbare vectoren en wordt verkregen door vorming van een vector die enkel uit kentallen x bestaat. Deze vector representeert de niet-bestaande monotone dubbelreeks.

Het vormen van monotone dubbelreeksen voor elk van de Y elementen van $GF(Y)$, zolang $L \neq Y+1$, is inherent aan de eis van een optimale diversiteit voor alle overige niet-monotone dubbelreeksen. Optimale diversiteit houdt in, dat elk element als kental ten hoogste éénmaal per vector voorkomt. Een aantal van $w = Y^2 - Y - (L-1).(Y-1)$ werkelijk bruikbare dubbelreeksen is vastgelegd met een stelsel van L paarsgewijs onderling orthogonale latijnse vierkanten en/of rij-index en/of kolom-index. Zoals eerder is betoogd worden alle nog resterende $Y-1$ monotone dubbelreeksen uitgesloten, zodat voor het werkelijke aantal bruikbare dubbelreeksen volgt :

$$w = Y^2 - Y - (L-1).(Y-1) - (Y-1) = (Y-L).(Y-1)$$

q.e.d.

Voor een uitwerking van het beschreven code-recept voor een 2 uit 5 -MFSK codering is een dubbelreeks-lengte $L=4$ gekozen. De reekslengte $L=4$ levert een bibliotheek van $w=70$ dubbelreeksen op, die onderling in tenminste $d_{\min}=3$ chips verschillen. Per $L=4$ tijdsloten wordt door de bron een aantal van $K=R_b.L.T_s = 6$ bits aangeboden. Door het doordacht weglaten van de $w - 2^K = 6$ overcomplete dubbelreeksen kan de code voor de ontvanger synchroniseerbaar worden gemaakt.

Uitwerking :

Laat $GF(11) = (0,1,2,3,4,5,6,7,8,9,x)$

Primitieve elementen van $GF(11)$ zijn $(2,6,7,8)$

Wordt $f=2$ als primitieve gekozen dan volgt

met $L=4$ de generator matrix G :

$$\underline{v} := (n_0, n_1) \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 4 & 8 \end{bmatrix}$$

met $n_0 = 0,1,2,\dots,9,x$

met $n_1 = 1,2,\dots,9,x$

1248	2485	3612	x	x	6124	7361	x	9736	x
2359	3596	4723	5960	x	7235	8472	x	x	x
x	x	5834	x	7109	8346	9583	x	0958	1095
4570	5708	6945	7082	x	9457	x	0821	x	x
5681	6819	x	8193	9320	x	x	1932	x	3207
6792	x	8067	x	x	0679	1806	x	3180	4318
x	x	9178	x	0542	x	2917	3054	4291	5429
8904	9041	x	0416	1653	2890	x	4165	x	x
x	x	x	1527	2764	x	4039	5276	6403	7640
x	0263	x	2638	3875	x	x	6387	7514	8751
0137	1374	2501	3749	4986	5013	6250	7498	8625	9862
$n_1=1$	$n_1=2$	$n_1=3$	$n_1=4$	$n_1=5$	$n_1=6$	$n_1=7$	$n_1=8$	$n_1=9$	$n_1=x$

Gemakkelijk kan worden nagegaan dat elk element gemiddeld even vaak gebruikt wordt.

Een bibliotheek van dubbelreeksen kan nu worden afgeleid uit de vectoren van 4 kentallen. Aan elk van de 10 bestaande kentallen of elementen van $GF(11)$ moet een verschillende combinatie van $q=2$ chip-frequenties worden toebedeeld. Deze toewijzing kan op vele manieren geschieden. Als maatstaf ter onderscheiding is voor enkele mogelijke toewijzingen berekend hoeveel verschillende paren dubbelreeksen onderling de Hamming-distance $d_{\min} = 3$ exact evenaren. Voor deze paren geldt een inproduct $(\underline{V}_a \cdot \underline{V}_a') = 5$

Toewijzingen aan :	het aantal paren dat voldoet aan het criterium :	gemiddeld per dubbel-reeks (bij $w = 70$) :
0 1 2 3 4 5 6 7 8 9		
B A C B A D B A C A E D E D C E C E D B	428	6,1
A C A B D A B C A B B D E C E C D E D E	428	6,1
A C A B A B A C D B E D B E D D C E E C	444	6,3
C B A A D A A B B C E E B D E E C C D D	460	6,6
A B C B C B A A D A C D D C E E B D E E	476	6,8
C B A A D A A B B C D D B D E E C C E E	492	7,0
A C C B B A A B D A B D E D E D E C E C	498	7,1

Tijdens dit onderzoek zijn 100 verschillende mogelijke toewijzingen getoetst ten aanzien van het gestelde criterium en de 7 toewijzingen, die de beste resultaten opleverden, zijn aangegeven. Bij sommige van deze toewijzingen zijn cyclische permutaties gevonden, die vergelijkbare of zelfs gelijke resultaten opleverden. Het aantal mogelijke toewijzingen bedraagt $10! = 3.628\,800$. Een meer optimale toewijzing kan wellicht met behulp van een krachtig rekentuing worden gevonden. Immers, het gemiddelde aantal samenvallende chips tussen paren verschillende combinaties is $2/3$ chip. De hierna volgende beschouwingen gaan uit van de eerste, op de vorige bladzijde aangegeven, toewijzing :

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	:	B	A	C	B	A	D	B	A	C	A
											E	D	E	D	C	E	C	E	D	B

Voor deze toewijzing is berekend, dat voor elke dubbelreeks uit de bibliotheek er gemiddeld 6,1 andere dubbelreeksen in de bibliotheek te vinden zijn, die zich op een minimum Hamming-distance $d_{\min} = 3$ bevinden. De grootste afwijking ten opzichte van dit gemiddelde wordt gevonden voor 4 dubbelreeksen, die elk 9 maal aan het gestelde criterium voldoen. Het gemiddelde kan worden gereduceerd tot 5,1 door het verwijderen van de $w - 2^K = 6$ overcomplete dubbelreeksen uit de bibliotheek.

De volgende 6 overcomplete dubbelreeksen worden uit de bibliotheek verwijderd :

scalar :	vector :	dubbelreeks :	$(\underline{V}_a \cdot \underline{V}_a') = 5$
$n_{0,n_1} = 4,1$	5 6 8 1	D B C A E C D D	9 x
$n_{0,n_1} = 7,1$	8 9 0 4	C A B C D B E A	9 x
$n_{0,n_1} = 8,8$	5 2 7 6	D C A B E E E C	9 x
$n_{0,n_1} = 9,8$	6 3 8 7	B B C A C D D E	9 x
$n_{0,n_1} = 0,9$	9 7 3 6	A A B B B E D C	7 x
$n_{0,n_1} = 6,9$	4 2 9 1	A C A A C E B D	7 x
			+ 50 x

Gemiddeld $(428 - 100) / 64 = 5,12$

De grootste afwijking ten opzichte van dit gemiddelde wordt gevonden voor 4 dubbelreeksen, die elk 7 maal aan het gestelde criterium voldoen.

Woord-synchronisatie

Behalve met als doel om de (auto) correlatie te verminderen tussen de dubbelreeksen uit de bibliotheek van de gebruiker, kunnen de 6 overcomplete reeksen ook worden benut voor de woord-synchronisatie. Hiertoe moet de code worden voorzien van een herkenbaar patroon. Een statistisch matrix-patroon, gekenmerkt doordat bepaalde chips gemiddeld vaker zullen voorkomen dan anderen, kan door het verwijderen van 6 overcomplete dubbelreeksen op vele wijzen worden gerealiseerd.

1248	ACAC DECD	3612	BBAC DCDE	7109	AABA EDEB	7361	ABBA EDCD	9736	AABB BEDC
2359	CBDA EDEB	4723	AACB CEED	9320	ABCB BDEE	8472	CAAC DCEE	0958	BADC EBED
4570	ADAB CEEE	5834	DCBA EDDC	0542	BDAC EECE	9583	ADCB BEDD	3180	BACB DDDE
5681	DBCA ECDD	6945	BAAD CBCE	1653	ABDB DCED	1806	ACBD DDEE	4291	ACAA CEBD
6792	BAAC CEBE	8067	CBBA DECE	2764	CABA EECC	2917	CAAA EBDE	6403	BABB CCED
8904	CABA DBEC	9178	AAAC BDED	3875	BCAD DDEE	4039	ABBA CEDB	7514	ADAA EEDC
0137	BABA EDDE	2501	CDBA EEED	4986	AACB CBDC	6250	BCDB CEEE	8625	CBCD DCEE
2485	CACD ECDE	5960	DABB EBCE	6124	BACA CDEC	0821	BCCA EDED	1095	ABAD DEBE
3596	BDAB DEBC	7082	ABCC EEDE	7235	ACBD EEDE	1932	AABC DBDE	3207	BCBA DEEE
5708	DABC EEED	8193	CAAB DDBD	8346	CBAB DDCC	3054	BBDA DEEC	4318	ABAC CDDD
6819	BCAA CDDB	0416	BAAB ECDC	9457	AADA BCEE	4165	AABD CDCE	5429	DACA ECEB
9041	ABAA BECD	1527	ADCA DEEE	0679	BBAA ECEB	5276	DCAB EEEC	7640	ABAB ECCE
0263	BCBB EEDD	2638	CBBC ECDD	2890	CCAB EDBE	6387	BBCA CDDE	8751	CADA DEED
1374	ABAA DDEC	3749	BAAA DECB	5013	DBAB EEDD	7498	AAAC ECBD	9862	ACBC BDCE

Een gemiddeld gelijkelijke verzending van alle 64 in de bibliotheek overgebleven dubbelreeksen kan echter niet worden gegarandeerd. Omdat de PCM woorden steeds in twee delen worden verzonden (6 "more-significant"- en 6 "less-significant" bits per PCM woord), is het vaker voorkomen van de boodschap 000 000 zeer wel mogelijk (een gaussische verdeling in plaats van de uniforme verdeling). De boodschap 000 000 wordt daarom gecodeerd in overeenstemming met het beschreven statistische patroon.

Voorbeeld :

Een mogelijk patroon met een frequentie diversity van 4 draaggolven verkrijgt men door verwijdering van :

1248	ACAC DECD	2638	CBBC ECDD	7235	ACBD EEDE
5013	DBAB EEDD	1095	ABAD DEBE	7640	ABAB ECCE

Het aantal malen dat de chips voorkomen, gesommeerd over 64 dubbelreeksen, bedraagt :

reeks 6124

frequentie

slot	A	24	28	24	28
	B	28	24	25	26
	C				
	D	25	28	25	23
	E	24	24	28	25
tijdslot		1	2	3	4

boodschap 000 000

1				L

Indien alle chips gemiddeld even vaak zouden voorkomen, uitgaande van een bibliotheek van 64 reeksen, kan voor een willekeurige chip de gemiddelde kans van optreden per dubbelreeks worden berekend als :

$$P_{\text{gem}} = \frac{\text{aantal chips per dubbelreeks}}{\text{totaal aantal mogelijke chips}} = \frac{8}{20} = 0,4$$

Indien voor een bepaalde chip een grotere kans van optreden $P_+ = 28 / 64$ ($\pm 0,44$) wordt gevonden, dan is dat ruim 9% boven de gemiddelde kans P_{gem} .

Indien voor een bepaalde chip een kleinere kans van optreden $P_- = 23 / 64$ ($\pm 0,36$) wordt gevonden, dan is dat ruim 10% minder dan de gemiddelde kans P_{gem} .

De marge tussen de kansen van de meest en de minst voorkomende chips in het frequentie-slot D is ruim 19%.

Voor een eenvoudige realisatie wordt de ontvanger voorzien van een matrix van tellers, waarmee alle ontvangen chips continu geregistreerd worden.

Door alleen de tellers, die een tellerstand van 5% of hoger dan het gemiddelde aangeven, te beschouwen, wordt een patroon verkregen.

Door dit patroon te correleren met een, in de ontvanger vastgelegd, replica, wordt het moment van woord-synchronisatie (sync) bepaald.

De reken functies kunnen uitgevoerd worden met behulp van een microprocessor.

Een voordeel van de beschreven statistische methode van woord-synchronisatie is een snelle acquisitie, terwijl de betrouwbaarheid toeneemt met de tijd van waarnemen.

Bovendien zal, voor kleinere puls-code-modulator ingangs-signaalniveaus tot 36 dB onder het mogelijke maximale ingangsbereik, de helft van alle verzonden dubbelreeksen bestaan uit de boodschap 000 000 , in de vorm van vector 6124 .

Uitgaande van een bron-bemonster frequentie van 41,5 kHz worden er $83 \cdot 10^3$ dubbelreeksen per seconde verzonden. (K = 6)

Periodiek synchronisatie woord:

Behalve de statistische synchronisatie methode kan ook een woord-synchronisatie worden bereikt op een meer klassieke manier, door middel van het toepassen van een apart, periodiek te herhalen, synchronisatie - woord. Eén van de 70 dubbelreeksen uit de bibliotheek kan hiertoe worden gekozen.

Wanneer een ingewikkelde codering, uitgaande van meer dan $2^6 = 64$ dubbelreeksen, wordt vermeden, zal de bron data-rate R_b moeten worden aangepast.

Indien een bepaalde dubbelreeks (het synchronisatie-woord) na elke 19 verzonden dubbelreeksen dient te worden herhaald ($f = 4,166$ kHz) , moet de bron data-rate R_b met 5% worden verlaagd tot $R'_b = 475$ kbit/s .

De redundantie van de 2 uit 5 MFSK code

Voor de redundantie van de 2 uit 5 MFSK codering kan met $H_{\max} = L \cdot \log 10 = L \cdot \log(\text{aantal combinaties van 2 uit 5})$ worden afgeleidt :

$$\text{red} = 1 - K_{\max}/H_{\max} = 0,55$$

Deze grotere redundantie voor de 2 uit 5 MFSK codering, dan de redundantie $\text{red} = 0,4$ voor de 4-FSK Reed-Solomon (5,3) code, kan ook worden uitgedrukt in het aantal bits dat per chip wordt verzonden :

2 uit 5 MFSK	:	6 bits per 8 chips	→→	0,75 bit/chip
4-FSK Reed-Solomon	:	6 bits per 5 chips	→→	1,2 bit/chip

Het decoderen van de 2 uit 5 MFSK code

Voor het decoderen van de 2 uit 5 MFSK code kan worden gedacht aan drie verschillende decoderings-algorithmen. Deze decoderings-schema's opereren parallel en de uitkomst van dat algoritme wordt gekozen, dat op dat moment met de grootste waarschijnlijkheid foutloos c.q. fout-corrigerend decodeert. De decoderings schema's zijn :

- fout-corrigerend decoderen
- vectorieel decoderen
- kanaal-corrigerend decoderen

Het fout-corrigerend decoderen van de dubbel-reeksen kan geschieden door steeds opnieuw elk ontvangen frame, een patroon van gedetecteerde chips met een lengte van $L = 4$ tijdsloten, te correleren aan alle mogelijke $w = 64$ dubbel-reeksen uit de bibliotheek. Die dubbelreeks, die de meeste samenvallende chips vertoont met het ontvangen patroon van chips, wordt gekozen. De fout-corrigerende eigenschappen van deze manier van decoderen zijn al eerder besproken op blz. 5-27.

Indien het patroon van ontvangen chips wordt gekenmerkt door een of meer tijdsloten, waarin meer dan 2 chips als verzonden zijn gedetecteerd (mark's), kan men gevoeglijk aannemen dat er inserties tijdens de transmissie van dat frame hebben plaatsgevonden.

Indien in tenminste twee van de vier tijdsloten van dat frame echter wel 2 chips als verzonden zijn gedetecteerd, kan men gebruik maken van het vectorieel decoderen. Hierbij wordt gepoogd het ontvangen patroon van chips te transformeren naar een van de "one-coincident" vectoren, zoals deze op blz. 5-38 staan getabelleerd. Hoewel door de inserties twee van de vier kentallen niet ondubbelzinnig bepaald kunnen worden, zal via dit correlatie-proces toch met een hoge waarschijnlijkheid de juiste vector, en daarmee de juiste boodschap, gekozen worden.

Duidelijk zal zijn, dat het vectorieel decoderen faalt, wanneer in een of beide "goede" tijdsloten zowel een uitwissing als ook een insertie heeft plaatsgehad.

Het vectorieel decoderen is gegarandeerd foutcorrigerend, indien alleen inserties gedurende ten hoogste twee tijdsloten van het frame hebben plaatsgehad en deze inserties niet evenredig zijn gecompenseerd door gelijke aantallen van uitwissingen.

Hieruit blijkt de redundantie van de 2 uit 5 MFSK codering, waarmee een storing gedurende een op de twee tijdsloten kan worden getolereerd, terwijl met een fout per vijf tijdsloten de grens is bereikt voor 4-FSK (1 uit 4) met een Reed-Solomon codering.

De effectiviteit van een gecodeerd MFSK signaal kan meestal worden verhoogd, indien tijdens het decoderen betrouwbare informatie over de toestand van de verschillende sub-kanalen beschikbaar is. We spreken in dat geval van de kanaal-corrigerende eigenschappen. De afgelopen jaren zijn een groot aantal publicaties verschenen, waarin het nuttig effect van dergelijke "side information" wordt geanalyseerd voor diverse vormen van codering [45,53,54,58,59,60,61].

De "side information" wordt gesplitst in "channel state information" en "jammer state information" [45].

De 2 uit 5 MFSK codering biedt de mogelijkheid om van "jammer state information" gebruik te maken. Hiertoe wordt elk van de $Q = 5$ sub-kanalen voorzien van een "anti-jam" vlag. Zo'n anti-jam vlag wordt opgezet, wanneer het betreffende sub-kanaal continu gestoord wordt en geen bijdrage aan het decoderings-proces kan leveren.

De 2 uit 5 MFSK codering is met de toewijzing op blz. 5-36 zo ingevuld, dat de dubbelreeksen nooit vier opeenvolgende chips met eenzelfde chip-frequentie per frame bevatten. Wordt binnen een frame wel vier maal een chip met dezelfde draaggolf-frequentie als verzonden gedetecteerd, dan wordt de anti-jam vlag opgezet en doorgegeven aan de decoder. De invloed van de stoorbronnen met een enigszinds tijdcontinu karakter op het decoderen (en combineren) kan hierdoor sterk worden beperkt.

Het volledig wegvallen van een of twee sub-kanalen kan worden getolereerd, indien een speciaal decoderings-algorithme wordt toegepast, dat rekening houdt met de anti-jam vlaggen. Deze vorm van kanaal-corrigerend decoderen wordt ook wel "erasure-correction decoding" genoemd [58,59].

Het volledig uitwerken van de aangegeven decoderings-schema's valt, als "software-matig" probleem, buiten het bestek van dit onderzoek. Het aangeven aan welke eisen de mis-kans P_m en de vals-alarm kans P_f precies moeten voldoen is daarom voor de 2 uit 5 MFSK codering achterwege gelaten. In hoofdstuk 6 zullen de volgende werk-eisen gehanteerd worden :

$$P_m < EE-3 \quad \text{en} \quad P_f < EE-5 \quad (5.57)$$

Deze eisen zijn ruim voldoende voor de 2 uit 5 MFSK codering. Bij het opstellen van deze werk-eisen is min of meer uitgegaan van 4-FSK met een Reed-Solomon codering in de vorm van een optimale verzameling (5,3) over GF(4), zoals is aangegeven op blz. 5-26 . Bij een ontvangst-matrix met 5 marks en 15 spaces en uitgaande van een situatie, waarbij van onafhankelijke fadings-statistieken per chip-frequentie sprake is, kan de kans $P(e=3)$ op drie uitwissingen per frame worden benaderd als :

$$P_m = EE-3 \quad \rightarrow \rightarrow \quad P(e=3) \approx 5 \times 4 \times 3 \times (P_m)^3 = 6 \times EE-8$$

De kans $P(f=2)$ op twee inserties kan worden benaderd als :

$$P_f = EE-5 \quad \rightarrow \rightarrow \quad P(f=2) \approx 15 \times 14 \times (P_m)^2 = 2,1 \times EE-8$$

HOOFDSTUK 6

SYSTEEM CONCEPT

In het eerste gedeelte van dit hoofdstuk wordt in grote lijnen uiteengezet hoe het draadloze audio transmissie systeem uiteindelijk gerealiseerd zou kunnen worden. In het tweede gedeelte zijn twee cruciale onderwerpen, de adaptieve detectie drempel en de symbool-synchronisatie verder uitgewerkt, ter voorbereiding van een aantal proefnemingen. Indien niet anders wordt vermeld wordt steeds van de 2 uit 5 MFSK code uitgegaan.

SYSTEEM OPSTELLING

Toewijzing van aaneengesloten transmissie kanalen

Met het toepassen van de simultane toegangs techniek FDMA zal voor de MFSK modulatie-vorm elke gebruiker worden voorzien van een aantal gescheiden sub-kanalen of draaggolven. Per gebruiker kunnen deze sub-kanalen, of verspreid over het gehele communicatie kanaal worden gekozen, of worden gegroepeerd in bins van aanliggende sub-kanalen.

In het eerste geval is enige matiging van de invloed van de afhankelijke fading te verwachten, in verband met een geringere amplitude correlatie tussen de verspreid liggende sub-kanalen.

In het tweede geval wordt echter een belangrijke afname van de interferentie door signalen van de mede-gebruikers verkregen. De overspraak tussen verschillende naast elkaar liggende sub-kanalen van eenzelfde gebruiker is gering, omdat de achtereenvolgende orthogonale signaalvormen of chip-reeksen synchroon worden verzonden. De overspraak tussen sub-kanalen van verschillende gebruikers (crosstalk) kan echter aanzienlijk zijn, wanneer deze gebruikers in frequentie dicht bij elkaar liggen. De interferentie door deze overspraak hangt af van de mate waarin de signalen van twee aangrenzende gebruikers in tijd verschoven ten opzichte van elkaar worden ontvangen.

TABEL (6.1) De maximale overspraak als functie van de afstand tussen het storende- en het beschouwde subkanaal.

kanaalafstand : bij de tijdsverschuiving T_v is de overspraak max. :

1/ T_s	$T_s/2$				- 10 dB
2/ T_s	$T_s/4$ $3.T_s/4$				- 16 dB
3/ T_s	$T_s/6$	$T_s/2$	$5.T_s/6$		- 19,5 dB
4/ T_s	$T_s/8$	$3.T_s/8$	$5.T_s/8$	$7.T_s/8$	- 22 dB
5/ T_s	$T_s/10$	$3.T_s/10$	$T_s/2$	$7.T_s/10$ $9.T_s/10$	- 24 dB

Hoe deze voorafgaande resultaten op basis van twee tijdsloten zijn berekend, wordt aangegeven in het tweede gedeelte van dit hoofdstuk.

De ongelijkheid of on-balans in ontvangst-sterkten tussen de signalen van de verschillende asynchrone gebruikers is inherent aan een sterkere interferentie-storing van de zwakkere gebruikers. In het frequentie domein komt de tijdsverschuiving $T_v \neq 0$ overeen met een verbreding van de "sinc-matched" filterkarakteristiek. Wanneer er per gebruiker aaneengesloten frequentie-bins worden toegewezen, zijn voornamelijk de beide naaste flankerende mede-gebruikers voor de mate van interfererend vermogen bepalend. De resterende invloed van deze beide mede-gebruikers kan tot op zekere hoogte geelimineerd worden door band-filtering op diverse niveaus.

Op grond hiervan is gekozen voor de toewijzing van een bin van aaneengesloten sub-kanalen per gebruiker.

Bandfilters en guard-banden :

Het is niet onmogelijk, dat er ongebruikte sub-kanalen als guard-banden tussen de gebruikers-bins aangebracht moeten worden, in verband met het band-doorlaat filteren en de nauwkeurigheid, waarmee deze filters kunnen worden gerealiseerd. Een andere reden voor het toepassen van guard-banden is de frequentie onzekerheid (frequency-offset) tussen de draaggolven van twee aangrenzende gebruikers. Bij draaggolf frequenties rond de 900 MHz en een kristal-nauwkeurigheid van 15 ppm (praktijk-waarde) bedraagt de frequentie onzekerheid tussen twee gebruikers maximaal 27 kHz = 12 % van $1/T_s$.

Als tussen elk paar aangrenzende gebruikers-bins steeds een guard-band ter breedte van $1/T_s$ moet worden aangebracht, betekent dit, bij bins van 5 draaggolven, dat het relatieve spectrum rendement wordt gereduceerd van ' n ' = 0,3 tot ' n ' = $0,3 \times 5/6 = 0,25$ bits/s/Hz.

Ofwel moet het aantal gebruikers worden teruggebracht tot $M = 10$, ofwel moet, voor $M = 12$ gebruikers, de data-rate worden gereduceerd tot $R_b = 416$ kbit/s. De signaleringstijdduur in het tweede geval bedraagt dan $T_s = 3 \times 6/5 = 3,6 \mu s$.

De noodzakelijke breedte van de guard-banden zal van de mate van ongelijkheid in signaal-sterkte van de verschillende gebruikers afhangen , in relatie met de mogelijke orde van plaats-diversity.

Voorbeeld :

We gaan uit van een actieve, storende gebruiker, op een afstand van 1 m van de ontvangst antenne. Vervolgens stellen we de vraag, onder welke voorwaarden een andere, in frequentie aangrenzende, gebruiker nog met een behoorlijke kwaliteit met behulp van diezelfde antenne ontvangen kan worden ?

- 1) Tussen de transmissie band van de storende gebruiker en de transmissie band van de te ontvangen gebruiker is een guard-band ter breedte van $1/T_s$ aangebracht. Met de matched filters wordt op z'n minst een crosstalk-demping van 16 dB bereikt ten opzichte van de storende asynchrone gebruiker, zie tabel (6.1).
- 2) De gemiddelde kans op versterking van het storende signaal, door meerweg propagatie, van meer dan 11 dB boven de gemiddelde ontvangst-sterkte bedraagt : $\exp(-12,6) = 3,4 \times 10^{-6}$
(zie ook (6.18) in het tweede gedeelte van dit hoofdstuk).
- 3) Een demping ter grootte van 70 dB wordt voor het stoor-spectrum buiten het transmissie-kanaal van de gebruiker, als resultaat van de bandfiltering in de zenders en in de ontvanger ingeschat. Deze demping hangt af van de uiteindelijke technische mogelijkheden tot realisatie.

Gevolg :

Uitgaande van de bovenstaande begrenzingen wordt voor de te ontvangen gebruiker met een maximaal stoorniveau van $-16 + 11 - 70 = -75$ dB ten opzichte van de storende gebruiker op 1 m. afstand van de ontvangende antenne rekening gehouden. In het tweede gedeelte van dit hoofdstuk wordt, uitgaande van de werk-eisen (5.57) , aangegeven dat voor een behoorlijke ontvang-kwaliteit een gemiddelde signaal-ruis verhouding rond 45 dB benodigd is, zodat de relatieve demping van de te ontvangen gebruiker 30 dB mag bedragen.

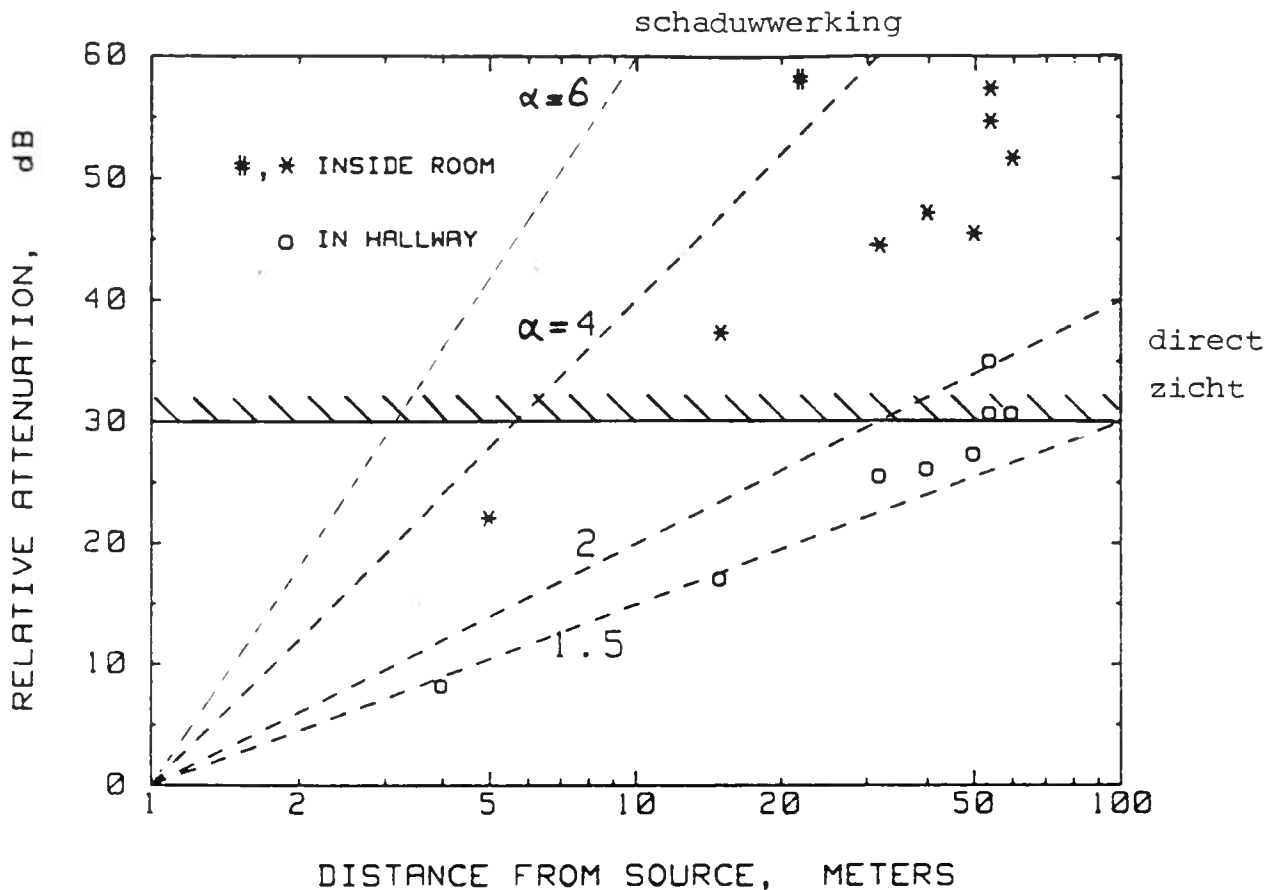


Fig 6.A Gemeten signaal-verzwakking versus afstand, waarbij het niveau van relatieve demping van 30 dB is ingetekend. De gradienten zijn gearceerd weergegeven. Uit [6].

In geval van een sterke amplitude correlatie over de gehele transmissie bandbreedte van de gebruiker kan bij Rayleigh fading de kans op een demping van meer dan 27 dB, zodat de signaal-ruis verhouding bij ontvangst minder dan $45 - 27 = 18$ dB bedraagt, worden benaderd als : $1 - \exp(-2 \times EE-3) \approx 2 \times EE-3$

Bij een gelijkwaardig ontvangst-signaal op een andere plaats met onafhankelijke fadings-statistieken, een 2-de orde diversity, kan de gemeenschappelijke kans op een te sterke fading onvoldoende worden verkleind tot $\pm (2 \times EE-3)^2 = 4 \times EE-6$. Een 3-de orde diversity, of een betere ontvangst op een andere plaats, is dus noodzakelijk.

Uitgaande van een slechts geringe amplitude correlatie van sub-kanaal tot sub-kanaal, kan een indruk van de gevraagde voorwaarde tot ontvangst worden verkregen met de reeds eerder gegeven figuur 3.B, zie fig. 6.A.

Het genereren van de chips

Bij het doorlopen van de mobiele audio zender, van ingang naar uitgang, kunnen de volgende functies onderscheiden worden :

- instelbare ingangsversterker met "overload" indicator.
- laag-doorlaat filter (anti-aliasing-filter).
- in- of uit-schakelbare compressor (bv. NE 572).
- analoog-digitaal omzetter (puls-code-modulator).
- codeer-eenheid voor het omzetten van de bron-boodschappen (PCM woorden) naar de MFSK reeksen.
- chips-generator of synthesizer.
- band-filter, ter beperking van de emissie van elektro-magnetische energie buiten de transmissie-band (spectrale vervuiling).
- modulator (up-converter) naar 900 MHz.
- zend-eindversterker(s).

Van deze functies zal het genereren van chips, als cruciaal onderdeel van de FDMA/MFSK zender, aan een nadere beschouwing onderworpen worden. Het genereren van de chips kan op twee manieren geschieden :

Indirect :

Hierbij maakt men gebruik van een aantal continue draaggolven, waar-tussen periodiek geschakeld wordt. Deze constante draaggolven worden met behulp van phase-lock-loop (PLL) schakelingen opgewekt, vanuit een gemeenschappelijke bron-klok. De opgewekte continue draaggolven moeten in frequentie een aantal malen hoger dan de bron-klok worden gekozen, in verband met de door de PLL-VCO's opgewekte harmonischen. Bij hogere signalerings-snelheden $1/T_s$, en dus flinke orthogonale frequentie-afstanden $1/T_s$ tussen de draaggolven, zal het nauwkeurig phase-continu overschakelen van draaggolf naar draaggolf niet meer mogelijk zijn. Hier blijkt direct het verwerpelijke van deze manier van synthese voor hoge chip-rates.

Direct :

Het genereren van de diverse chip-golfvormen kan direct geschieden met behulp van een digitaal-analoog converter, waaraan voortdurend bepaalde vaste sequenties van monsters worden toegevoerd. Omdat steeds zonder oponthoud, direct na het vormen van een bepaalde chip-golfvorm, met een volgende sequentie wordt gestart, wordt er fase-continu geschakeld. De spectrale vervuiling of "spectral splatter" is nihil. Behalve de chips (als sinusvormige golfvormen met een rechthoekige omhullende functie) kunnen ook op gemakkelijke wijze andere golfvormen worden gegenereerd. De klok-frequentie, waarmee de monsters worden uitgelezen, wordt een aantal malen hoger gekozen dan de hoogst gegenereerde chip-draaggolf-frequentie. Zodoende kan het basisband-sigitaal op eenvoudige wijze met een laagdoorlaat filter worden gescheiden van het spectrum rond de klok-frequentie. De kwantiseringsruis ligt bij kleine monster-woord-breedten al ver beneden het niveau, dat voor een betrouwbare detectie wordt geeist. Een compacte uitvoering met goede specificaties is mogelijk.

Synchronisatie

De synchronisatie beslaat een aanloop-fase (acquisitie) en een houd-fase (tracking). Indien een stabiele vergrendeling mogelijk is, geldt over het algemeen, dat ook de acquisitie weinig problemen zal opleveren. Op drie niveaus is synchronisatie benodigd :

- a) symbool- of signalerings- synchronisatie, chip-klok
- b) woord-synchronisatie, de chipreeks resolutie
- c) PCM deelwoord-synchronisatie, Hi-bits / Lo-bits

Een statistische methode voor woord-synchronisatie is behandeld in hoofdstuk 5. Voor de PCM deelwoord-synchronisatie van het, in twee deelwoorden verzonden, 12-bits PCM woord wordt ook gedacht aan een statistische benadering.

De signalerings-synchronisatie per gebruiker komt ten eerste neer op het zo nauwkeurig mogelijk regenereren in de ontvanger van de chip-klok, d.w.z. de klok $1/T_s$, waarmee de verschillende draaggolven in de zender geschakeld worden. Vanuit deze chip-klok kan ook de bron-signaal bemonsterklok door deling worden verkregen. De PCM-klok is benodigd voor de digitaal-analoog conversie van het audio-signaal.

Ten tweede moet per plaats-divers ontvangen signaal de juiste tijd-verschuiving (timing-phase) ten opzichte van de chip-klok worden vastgesteld, d.w.z. het optimale detector-bemonster-moment.

Voor de regeneratie van de chip-klok zijn twee wegen te bewandelen :

- Het exact regenereren, door gebruik te maken van het harmonisch verband tussen de verschillende draaggolven. Alle draaggolven van een bepaalde gebruiker worden met een gelijkwaardige frequentie-verschuiving of "frequency-offset" ontvangen.
Door de, op een frequentie-afstand $1/T_s$ liggende, draaggolven met elkaar te vermenigvuldigen, wordt deze offset verdisconteerd en de klok $1/T_s$ teruggewonnen. Voor het 2 uit 5 MFSK concept is dit een aantrekkelijke methode, omdat steeds twee draaggolven tegelijk worden verzonden.
- Het bij benadering regenereren van de chipklok is eenvoudiger, en middels een kristal-referentie uit te voeren. De onnauwkeurigheid per kristal van maximaal 15 ppm leidt bij de signalerings-snelheid van $1/T_s = 1/3 \text{ MHz}$ tot een afwijking van maximaal 10 Hz. Het optimale detector-bemonster-tijdstip zal nu echter veel frequenter moeten worden aangepast, terwijl deze informatie door de ontvanger tevens moet worden benut voor het verkrijgen van de exacte PCM-klok van elke gebruiker.

Het optimale bemonster-tijdstip voor de detectors wordt bepaald met behulp van een Early-Late-Loop (ELL). Deze schatter vergelijkt het gemiddelde draaggolf-vermogen vlak voor en vlak na de tijdsloten, waarin geïsoleerde chips (space-mark-space) worden verzonden. Door het plegen van een groot aantal waarnemingen of bemonsteringen wordt een betrouwbare schatting verkregen, en voortdurend gecontroleerd.

Amplitude "windowing"

Bij hoge signalerings-snelheden dient men per draaggolf rekening te houden met mogelijke verschillen ten aanzien van het meest optimale bemonster-tijdstip van de detectors. Per sub-kanaal is een aparte vermogens spreidings functie mogelijk. Indien het bemonster-moment niet optimaal wordt gekozen, zal dit door de toegenomen ruis-invloed en de intersymbool-interferentie tot een hogere foutkans leiden. Met behulp van een Early-Late-Loop kan per draaggolf de juiste tijdverschuiving ten opzichte van de chip-klok worden geschat.

De geringe overspraak, als gevolg van de aantasting van het orthogonaliteit-principe, bij verschillende impuls-responsies van de sub-kanalen, kan door toepassing van "amplitude-windowing" worden geëlimineerd. Hierbij wordt guard-time tussen de chips aangebracht en wordt de orthogonaliteit hersteld door een evenredige vergroting van de afstand tussen de draaggolven. Bij verschillen in de optimale detector-bemonster-tijdstippen in de orde van grootte van enkele procenten is de overspraak binnen een gebruikers-bin te verwaarlozen. Ook andere "amplitude-windowing" functie zijn mogelijk, bijvoorbeeld ter beperking van de invloed van de frequentie onzekerheid, of ter beperking van de intersymbool-interferentie bij vermogens spreiding. In plaats van een rechthoekige omhullende (rectangular window) worden de geregenereerde signalen, die de detector gebruikt voor het correlatie-proces, voorzien van een Kaiser-Bessel window of een Hanning window. Dit leidt altijd tot een wat kleinere detectie-kans.

Gedecentraliseerde detectors

Teneinde plaats-diversity toe te passen, moeten er op diverse plaatsen ontvangst-antennes worden gesitueerd. Bij de draadloze analoge FM systemen worden de antenne-signalen, eventueel versterkt, via kabels getransporteerd naar een centrale ontvangst- en combineer-eenheid.

Een RF-signaal kwaliteits-verlies beperkend alternatief is het op diverse plaatsen situeren van ontvangst-antennes, welke zijn voorzien van direct aangekoppelde detectors, waarmee "harde" beslissingen worden genomen. Deze "harde" beslissingen worden vervolgens via kabels verzonden naar een centrale combineer- en decodeer- eenheid.

Geeist mag dan worden, dat deze detector-eenheden in opzet eenvoudig en intergreerbaar moeten kunnen worden uitgevoerd. Per detector-eenheid, dus per antenne, moet zo mogelijk voor elke draaggolf de juiste tijd-verschuiving ten opzichte van een centrale gebruikers-chipklok worden ingeschat.

Al naar gelang de grootte en de indeling van de gebruikers ruimte kunnen meer of minder antenne-detector combinaties worden toegevoegd.

Betrouwbaarheids meting

Hoewel de afgelopen jaren vele publicaties zijn verschenen, waarin het nut van "side information" bij het decoderen wordt geanalyseerd, wordt er minder geschreven over de manier waarop deze informatie moet worden verkregen. In hoofdstuk 5 is voor de 2 uit 5 MFSK codering aangegeven, hoe per frame "jammer state information" ingeval van meer constante stoorsignalen wordt verkregen. Een andere mogelijkheid voor het verkrijgen van dergelijke extra informatie per tijdslot is de "ratio-threshold-test" (RTT), aangegeven door Viterbi [61]. Bij het detecteren van een MFSK signaal voegt Viterbi een "betrouwbaarheids-bit" toe, gebaseerd op de verhouding tussen de grootste en de op een na grootste hoeveelheid energie, die per tijdslot door de detectoren wordt gemeten. Met deze robuuste methode is een efficiënte mitigatie van toon-jammers en partiele-band storing mogelijk.

Voor het combineren van de plaats-divers ontvangen signalen is ook de meer stationaire "channel state information" belangrijk. Een heel eenvoudige manier van combineren is het sommeren van de plaats-divers ontvangen patronen van gedetecteerde chips. Per frame wordt dan aan elke chip een gewicht toegekend in overeenstemming met het aantal plaatsen waar deze chip als verzonden is gedetecteerd. Indien op een bepaalde plaats steeds patronen van chips worden gedetecteerd, die te veel fouten bevatten, zullen deze patronen niet of nauwelijks tot een hogere betrouwbaarheid kunnen bijdragen en moeten ze worden geweerd. Welke criteria zijn daarvoor op te stellen ?

Een discutabel criterium is de "switch-over" diversity op basis van het sterkst ontvangen signaal, zoals bij de analoge brede-band FM wordt toegepast [3,4]. Immers, ook het meest vermogende ontvangst-signaal kan voor een te groot gedeelte uit stoor-signalen bestaan.

Een ander criterium, per aan-uit geschakelde draaggolf, levert het bepalen van de verhouding tussen de gedetecteerde energie ingeval van een geïsoleerd verzonden chip, space-mark-space, en de gedetecteerde energie ingeval van een enkele niet-verzonden chip, mark-space-mark. In deze ratio-test liggen zowel de intersymbool-interferentie als de signaal-ruis verhouding besloten. Een space-mark-space sequentie komt gemiddeld ongeveer eenmaal per twee frames voor. Een mark-space-mark komt gemiddeld ongeveer eenmaal per drie frames voor. Hoewel deze ratio-toets zich over meerdere frames uitstrekt, kunnen toch de gemiddeld minder betrouwbare plaats-diverse ontvangst-signalen worden geweerd, omdat de gemeten kanaalparameters relatief traag veranderen. In de combineer-processor zal een lijst moeten worden bijgehouden.

Een andere betrouwbaarheids-meting is mogelijk met de phase-lock-loop. Een trage phase-lock-loop (kleine lus bandbreedte) zal zich alleen kunnen vergrendelen aan de fase van de geschakelde draaggolf, indien deze fase niet te sterke variaties vertoont. Dit is met een grote waarschijnlijkheid het geval bij een direct-zicht verbinding en enigermate bij een bijna-direct-zicht verbinding (Rice-verdeling). Als gevolg van de gevoeglijk sterkere ontvangst-signalen (kleinere gradient) kan men een betrouwbare detectie verwachten, welke wordt aangegeven door een "in-lock" signaal van de fase-vergrendelaar.

Meervoudige DPSK

In dit onderzoek wordt voornamelijk de non-coherente FSK modulatie beschouwd. Een reden hiervoor is dat de DPSK veel gevoeliger is voor de onderlinge gebruikers interferentie dan FSK, zeker in geval van de CDMA configuraties [52]. Bij hoge signalerings-snelheden gaat de enkel-kanaals DPSK bovendien gepaard met een veel hogere "irreducible error probability" dan de aan-uit geschakelde draaggolf.

In de loop van dit onderzoek is gebleken dat de oorzaken van deze tekortkomingen min of meer kunnen worden weggenomen. De onderlinge gebruikers interferentie kan worden gematigd door gebruik te maken van een FDMA configuratie, in combinatie met plaats-diversity. De signalering-snelheid kan worden verminderd door het per gebruiker benutten van meerdere draaggolven tegelijk.

Voor een MFSK signaal, waarbij tijdens het detectie proces de verschillende draaggolven met elkaar worden vergeleken, benadert men als bovengrens voor de foutkans [18, blz 264] : (AWGN omgeving)

$$P_e \leq \{(Q-1)/(d \cdot \sqrt{\pi})\} \cdot \exp(-d^2/4) \quad \text{met } d^2 = 2E/N_0 \quad (6.1a)$$

In Appendix F zijn de aan-uit schakelende draaggolven apart bekeken en is gebruikmakend van een adaptieve detector een (mis) foutkans benaderd als :

$$P_m \approx \{\sqrt{(b/2)/(d \cdot \sqrt{\pi})}\} \cdot \exp(-d^2/2 \cdot b) \quad (6.1b)$$

Voor een differentieel gedetecteerde, tweevoudig in fase geschakelde draaggolf wordt de foutkans over het algemeen benaderd als [18] :

$$P_e = \{1/2\} \cdot \exp(-d^2/2) \quad (6.1c)$$

Voor een vergelijkbare foutkans bij de detectie van een differentieel in fase geschakelde draaggolf is : $b \cdot P_{gem} = 2,5$ maal (4 dB) minder signaal-vermogen benodigd dan voor de aan-uit geschakelde draaggolf nodig is (met $b = 6,35$ zie (6.16) en $P_{gem} = 0,4$ zie blz 5-40). De vraag rijst of een oplossing, waarbij meerdere in fase geschakelde draaggolven continu worden verzonden, kan worden afgewogen tegenover de mogelijke realisaties, zoals de 2 uit 5 MFSK, die van een FSK modulatie-vorm gebruik maken ?

Voorbeeld :

Analyses van Bello en Nelin geven aan dat, ten opzichte van FSK, voor de binaire DPSK een ongeveer driemaal langere signalerings-tijdsduur benodigd is [14,15]. Indien men deze eis vertaalt in $T_s = 10 \mu s$, moeten er per tijdslot tenminste 5 bron-informatie bits verzonden worden ($R_b = 500 \text{ kbit/s}$). Hiervoor zijn ten minste 5 tweevoudig in fase geschakelde draaggolven benodigd. Een coderings-redundantie $red = 0,5$ vereist een aantal van 10 DPSK kanalen.

Gevolg :

Aldoende blijkt dat de coderings-redundantie ook voor de meervoudige DPSK modulatie binnen de ontwerp-grenzen kan worden "geregeld" met het aantal toegepaste draaggolven. In het bovenstaande voorbeeld is, in vergelijking met de 2 uit 5 MFSK vorm, een iets geringer (1 dB) zend-vermogen benodigd, terwijl kan worden volstaan met een gelijke gebruikers-bandbreedte $W_u \approx 10 \times 1,66 \times 1/T_s = 1,66 \text{ MHz}$. (hfdst 4)

DETECTIE

In plaats van het lineair, of soft-limited, of adaptive-gain combineren van de L frequentie-divers ontvangen chipvermogens en het vervolgens kiezen van de meest vermogende combinatie, is in deze rapportage uitgegaan van "harde" beslissingen per mogelijk verzonden chip en een rekenkundige beslissing ten aanzien van de meest waarschijnlijk verzonden boodschap. Daarom is het maken van zoveel mogelijk juiste "harde" beslissingen van belang. Een geschikte ontvanger is benodigd, waarin een detectie-drempel λ en een detector-bemonster-moment moeten worden geoptimaliseerd. Men kan hiertoe het ontvangen van een enkele geschakelde draaggolf bestuderen.

Detectie drempel

Bij het beschouwen van een aan-uit geschakelde draaggolf zijn per tijdsloot T_s twee hypothesen mogelijk :

H_1 : er wordt een chip verzonden, dit is boodschap h_1

H_0 : er wordt geen chip verzonden, dit is boodschap h_0

Tijdens het transport door het communicatie-kanaal en in de ontvanger wordt aan de geschakelde draaggolf ruis toegevoegd.

We gaan er van uit dat de toegevoegde ruis $r(t)$ ten eerste ideale ruis is, en dus een gaussische kansdichtheid bezit, ten tweede onafhankelijk is van het verzonden signaal en ten derde een additief karakter heeft. Een dergelijke propagatie omgeving wordt een "additive white Gaussian noise" (AWGN) omgeving genoemd.

Aan de ontvangzijde wordt een signaal $y(t)$ ontvangen, dat een groot aantal verschillende vormen kan aannemen, afhankelijk van de ruisbijdrage $r(t)$. De ontvanger kent $y(t)$ en is geïnteresseerd in de a posteriori kansen $P(h_l/y)$ en $P(h_o/y)$ teneinde een optimale beslissing (mark of space) te nemen ten aanzien van de wel of niet verzonden chip.

De boodschappen, die door de informatie-bron in combinatie met de decoder worden gegenereerd, worden na een modulatie proces over het kanaal getransporteerd via tijdcontinue signalen. Een probleem is, dat het bij een tijdcontinu signaal niet zonder meer mogelijk is, om te spreken van een kansdichtheid. Door het signaalbemonsteren kan het tijd-continue probleem worden getransformeerd in een tijd-discreet probleem. Nadat de optimale detector is gevonden, kan weer terug worden getransformeerd. Deze visie is equivalent aan een signaalbeschrijving met behulp van reeksen van orthogonale functies.

Voor de aan-uit schakelende draaggolf volgt hieruit dat, zonder de a posteriori kansen expliciet te bepalen, toch een betrouwbare beslissing kan worden genomen door toepassing van het criterium van Bayes. Deze methode van Bayes houdt in, dat de verwachte kosten over een groot aantal waarnemingen zo klein mogelijk gemaakt worden. Hierbij wordt er vanuit gegaan dat de kosten van een foutieve beslissing hoger zijn dan de kosten van een juiste beslissing.

Het Bayes-criterium kan worden vertaald in een "likelihood-ratio" toets, waarbij de, aan de hand van een waarneming bepaalde, waarde van de aannemelijkheidsverhouding $l(y)$ wordt vergeleken met een drempel λ . Is de waarde van $l(y)$ groter dan λ , dan wordt tot een mark besloten, in het andere geval wordt tot een space besloten. De ontvangen golfvorm wordt dus gereduceerd tot een enkel punt in de waarnemingsruimte (decision space), die op een gewenste manier is onderverdeeld in twee (of meer) deelruimten.

De symbool synchronisatie

Ook de beschouwde (non-coherente) kwadratische detector is gebaseerd op een periodiek correlatie proces.

De tijdsduur of periode-tijd van dit correlatie proces ligt vast : T_s . Bij het correleren wordt per draaggolf van twee "intergrate and dump" filters gebruik gemaakt.

De uitgangen van deze filters worden, eventueel na het kwadrateren en optellen, periodiek bemonsterd.

Dit geschiedt steeds aan het eind van de uitgevoerde integratie en wordt het detector-bemonster-moment genoemd.

De oorspronkelijk rechthoekige omhullende van de aan-uit geschakelde draaggolf wordt door de vermogens-spreiding en het band-filteren enigermate uitgespreid en afgerond.

We spreken van het optimale detector-bemonster-moment $\hat{t}$, indien de op dat moment uitgevoerde correlatie een maximale hoeveelheid kruisenergie oplevert bij een (geïsoleerd) verzonden chip en een minimale hoeveelheid kruisenergie bij een (geïsoleerd) niet-verzonden chip.

Uitgaande van de correlatie functie $X(t)$ kan het optimale moment $\hat{t}$ worden bepaald met :

$$dX(t)/dt = 0 \quad (6.21)$$

Indien deze vergelijking wordt benaderd, kan de praktisch realiseerbare "early - late" toets worden afgeleid.

Voor deze toets zijn per aan-uit geschakelde draaggolf twee paren intergrate-and-dump filters benodigd.

De benadering van de vergelijking (6.21) luidt :

$$\frac{X(\hat{t} + t_s) - X(\hat{t} - t_s)}{2 \cdot t_s} = 0 \quad \text{met } t_s \ll T_s$$

Hieruit volgt de "early-late" toets als :

$$\begin{array}{ccc} \hat{t} = \text{te vroeg} & & \\ X(\hat{t} + t_s) & > & X(\hat{t} - t_s) \\ \hat{t} = \text{te laat} & < & \end{array} \quad (6.22)$$

Voor de detectie van een binair FSK signaal, waarbij de uitkomsten van twee gelijktijdig uitgevoerde correlaties met elkaar worden vergeleken, kan in een omgeving met Rayleigh fading een gemiddelde foutkans worden benaderd als :

[18, blz 357]

$$P_{\text{error}} = 1 / (2 + \bar{E} / N_0)$$

De uitslag van de "early-late" toets wordt echter bepaald door het tijdsverschil $2 \cdot t_s$ tussen de beide bijna parallel gepleegde metingen, zodat de foutkans kan worden benaderd als :

$$P_{\text{el}} = 1 / (2 + 2 \cdot t_s \cdot \bar{E} / T_s \cdot N_0) \quad (6.23)$$

Het tijdsverschil $2 \cdot t_s$ dient zo klein mogelijk gemaakt te worden, teneinde overspraak vanuit de nabij gelegen sub-kanalen te vermijden. Duidelijk zal zijn, met (6.23), dat een beslissing tot het corrigeren ofwel het verschuiven van het periodieke bemonster-moment pas na een groot aantal gelijkluidende waarnemingen genomen moet worden.

Voor het volgende voorbeeld is uitgegaan van de 2 uit 5 MFSK codering. Een waarneming in de vorm van de "early late" toets (bij een space-mark-space sequentie) kan dan ongeveer eens per twee frames worden uitgevoerd, dus met een gemiddelde frequentie van ongeveer $1/8.T_s = 41,5 \text{ kHz}$.

Voorbeeld : stel t_s gelijk aan 1% van T_s

In het geval dat de chip-klok in de zender met behulp van een kristal-referentie wordt benaderd, zal een maximaal optredende afwijking van 10 Hz moeten kunnen worden gecorrigeerd. ($2 \times 15 \text{ ppm}$)

Indien, na een besluit tot corrigeren, het bemonstermoment $\hat{t}$ met een tijdsduur $2.t_s$ wordt bijgesteld, zijn er ten hoogste een aantal van 500 beslissingen tot corrigeren per sec. benodigd.

Wat is nu de kans P_{e1} op een foute correctie ?

De beslissing tot corrigeren wordt gebaseerd op een aantal van 16 gelijkluidende toets-uitkomsten, zodat ten minste 8000 "early - late" toetsen per sec. nodig zijn.

$\bar{E}/N_0$	gem. S/N	P_{e1}	$(P_{e1})^{16}$
5	10 dB	0,45	$3,3 \times 10^{-6}$
50	20 dB	0,33	$2,3 \times 10^{-8}$
500	30 dB	0,08	$5,4 \times 10^{-18}$

HOOFDSTUK 7

REALISATIE VAN SYSTEEM CONCEPT

In dit hoofdstuk wordt eerst het ontwerp getoond van een MFSK signaal-generator. Deze generator is gebruikt voor de proefnemingen met een detector voor een aan-uit geschakelde draaggolf. De directe methode, gebruik makend van een digitaal-analoog-converter, is beproefd voor het genereren van het MFSK signaal.

Voor het detecteren van één van de aan-uit geschakelde draaggolven is een adaptieve detector, voorzien van een fase-vergrendelaar (PLL), ontworpen en is het "early-late" (ELL) symbool-synchronisatie principe getest.

REALISATIE VAN SYSTEEM CONCEPT

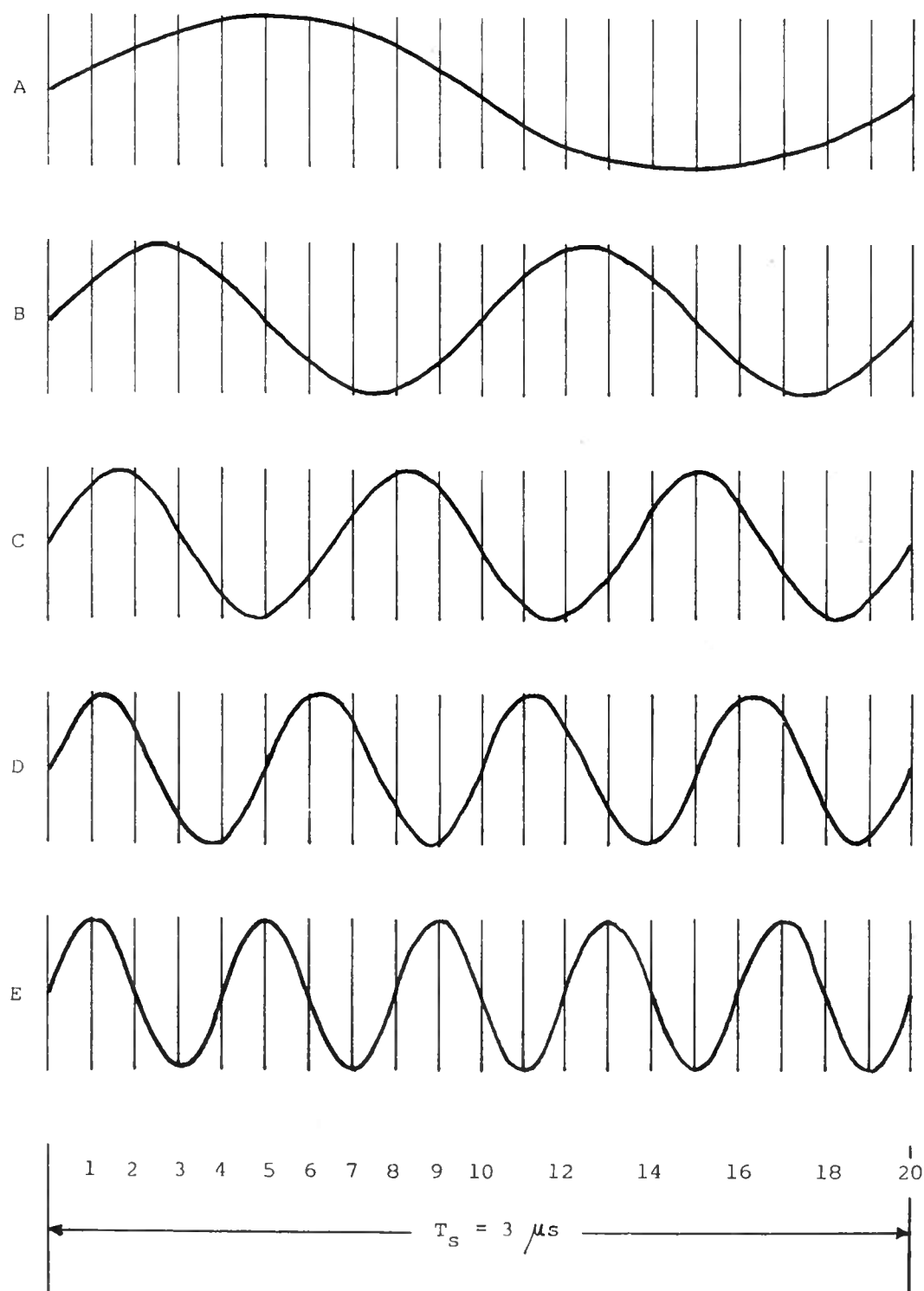


Fig 7A Slechts 11 verschillende bemonsterings-waarden
zijn benodigd voor het uitlezen van de getekende
(fase-continue) chip-golfvormen.

DE MFSK SIGNAAL-GENERATOR

Gekozen is voor het genereren van de hieronder genoemde veelvouden van $1/T_s$ als chip-frequenties :

($T_s = 3 \mu s$)

naam :	draaggolffrequentie :	aantal verschillende monsters :
A :	$1/T_s = 0,333 \text{ MHz}$	11
B :	$2/T_s = 0,666 \text{ MHz}$	5
C :	$3/T_s = 1,0 \text{ MHz}$	11
D :	$4/T_s = 1,333 \text{ MHz}$	5
E :	$5/T_s = 1,666 \text{ MHz}$	4

De digitaal-analoog-converter of DAC wordt aangestuurd met een aantal van 20 monster-woorden of monsters per te vormen chip, dus 20 monsters per tijdslot $T_s = 3 \mu s$, resulterend in een monster-klok-frequentie van $(20/3) \times 10^6 = 6,666 \text{ Mhz}$. De PCM bemonster-klok wordt door deling met een factor 160 uit de monster-klok afgeleid : $6666/160 = 41,66 \text{ kHz}$.

Voor het vormen van een (aan-uit geschakelde) draaggolf met een frequentie van $0,333 \text{ MHz}$ blijken 11 verschillende bemonsterings-waarden nodig te zijn. Selecties van monster-woorden, die gebruikt worden voor het uitlezen van de chips met de draaggolffrequentie van $0,333 \text{ MHz}$ kunnen ook (in andere volgorden) worden gebruikt voor het uitlezen van de andere chips met hogere chip-frequenties, zie fig 7A.

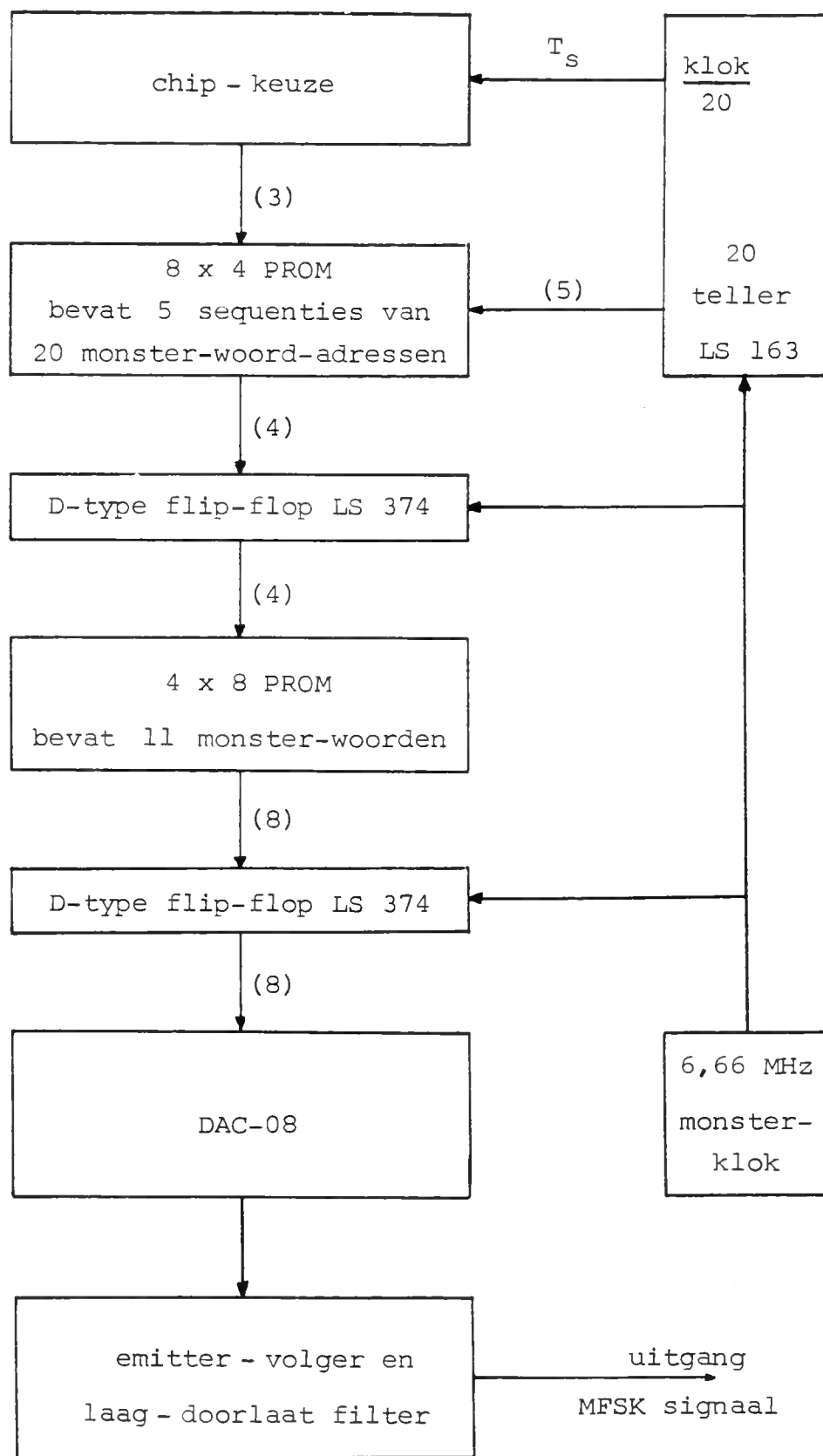


FIG 7B De MFSK signaal generator.

Gekozen is voor een monster-woord-breedte van 8 bits. De ruis/vervorming, die het gevolg is van het uitlezen van gekwantiseerde bemonsterings-waarden, bedraagt theoretisch niet meer dan : $-(8 \times 6) - 1,8 \approx -50 \text{ dB}$. Bij een maximale DAC-uitgangsspanning van 1 V_{tt} bedraagt de LSB stapgrootte $2/255 = 7,84 \text{ mV}$. De grootste kwantiseringsfout bedraagt ongeveer 2 mV, de gemiddelde fout bedraagt ongeveer 1,3 mV. In de praktijk kunnen dus nog iets betere waarden voor de draaggolf-ruis verhouding worden gevonden.

De 11 verschillende monsters zijn permanent opgeslagen in een 4 x 8 PROM (6331-1). De 5 mogelijke volgorden, waarin deze monsters worden gepresenteerd aan de DAC, zijn opgeslagen in een andere 8 x 4 PROM (6301-1). Deze "volgorde" PROM wordt door een 20-teller (5 adres-bits) aangestuurd en geprogrammeerd door een chip-keuze signaal (3 adres-bits). Voor de proefnemingen is dit chip-keuze signaal middels een multiplexer afgeleid van een groep schakelaars, waarmee een repeterende chip-reeks, met een maximale lengte van $L = 6$, ingesteld kon worden.

Resultaten

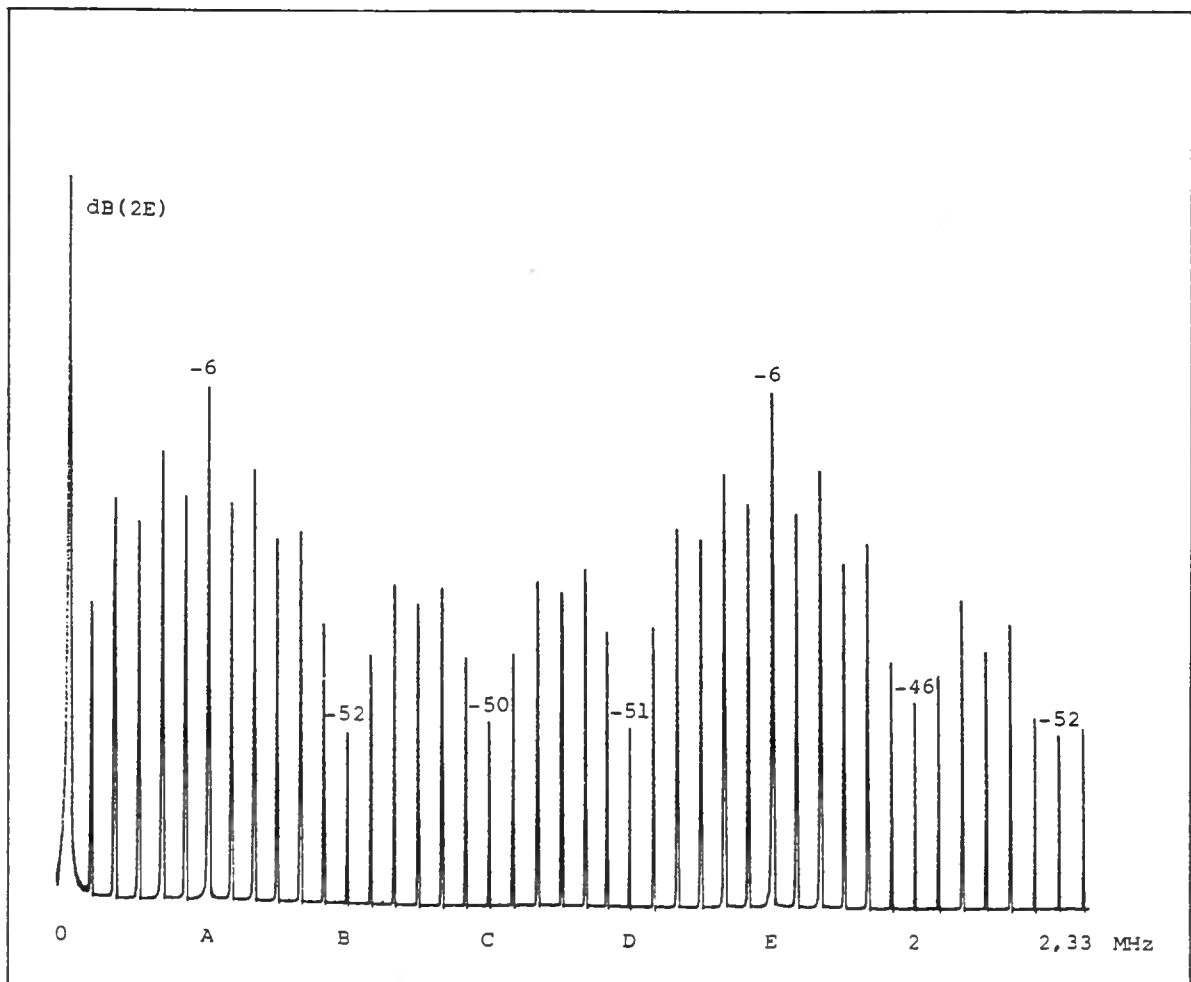
Voor de meest simpele opstelling, zonder "sample and hold" schakeling, is niet elke DAC zonder meer geschikt. Eerst is de AD 7523 (Analog Devices) uitgeprobeerd. Deze DAC vertoonde bij het uitlezen "glitches", welke aanleiding gaven tot een te hoge vervorming. De daarna toegepaste DAC-08 (Analog Devices) vertoonde dit bezwaar niet. De met deze DAC opgebouwde eenvoudige schakeling (zie fig 7B) functioneerde naar behoren.

De draaggolf-ruis verhouding is voor elk van de draaggolven gemeten. Deze verhouding gelijk aan $20 \cdot \log d = 10 \cdot \log(2 \cdot E / N_0)$ bedroeg steeds meer dan ≈ 50 dB. Voorbeelden van discrete spectra worden gegeven in figuur 7C (1) en (2).

Fig 7C (1) Voor het vermogens-dichtheids-spectrum van een periodiek geschakelde draaggolf geldt :

$$W(f) = 2E \cdot P_{\text{gem}}^2 \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} |\text{sinc}(f \cdot T_s)| \cdot \delta(f - n / (L \cdot T_s))$$

Het onderstaande uitgangs-spectrum is gemeten bij een monster-klok frequentie van 6,666 MHz , met de repeterende chip-reeks : A E E A A E



Voor het meten van de draaggolf-ruis verhoudingen zijn eerst constante draaggolven opgewekt met behulp van repeterende monotone reeksen. Daarna is gebruik gemaakt van repeterende reeksen van L chips met verschillende chip-frequenties. In dat geval werden vergelijkbare gemiddelde verhoudingen gemeten, waaruit mag worden geconcludeerd dat de "multiple shift keying" modulatie nauwelijks vervorming (spectral splatter) van betekenis introduceert.

Bij het opvoeren van de monster-klok-frequentie nam vooral voor klok-frequenties boven de 10 MHz de draaggolf-ruis verhouding af. Het digitale deel van de schakeling (PROM, teller, flip-flop) bleef goed functioneren tot 18 MHz. De oorzaak van de afnemende afstand tussen de aan- en de uit- geschakelde draaggolf is de ruis/vervorming, die wordt geïntroduceerd door :

- de "settling time".

De eindige en geenszins constante "settling time" van de DAC (≈ 85 ns) veroorzaakt vervorming. Deze kan worden verminderd door het toepassen van een snellere DAC of met behulp van een "sample and hold" circuit.

- de emittervolger.

Voor het aanpassen van de DAC-uitgang aan de 75 Ω kabel- en filter-impedantie is gebruik gemaakt van een emittervolger. Deze emittervolger, welke een grote stroom moest voeren, vervormde het signaal.

Een gevolgtrekking is dat het aantal omzettingen, dat door de DAC-08 per chip wordt uitgevoerd, kan worden verhoogd tot bijvoorbeeld 30 conversies per chip. Dan bedraagt de monster-klok-frequentie 6 maal de hoogste chip-frequentie, dus 10 MHz, en is een aantal van 16 verschillende monsters benodigd.

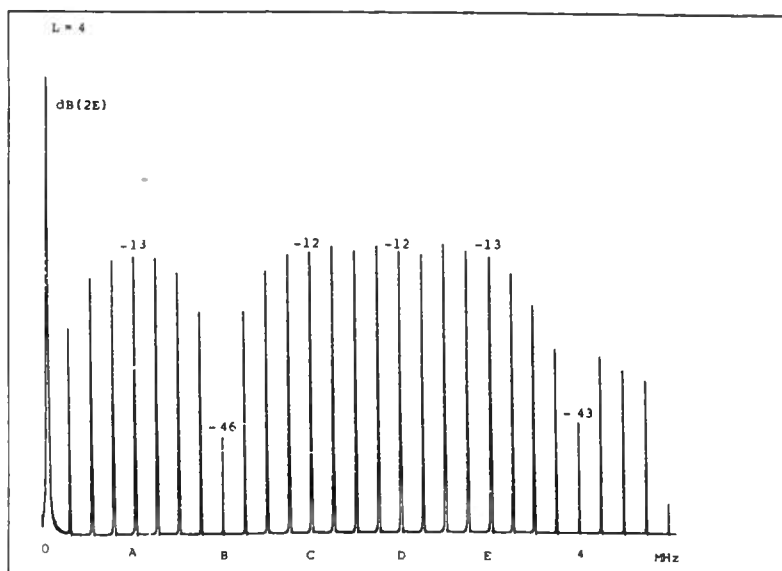
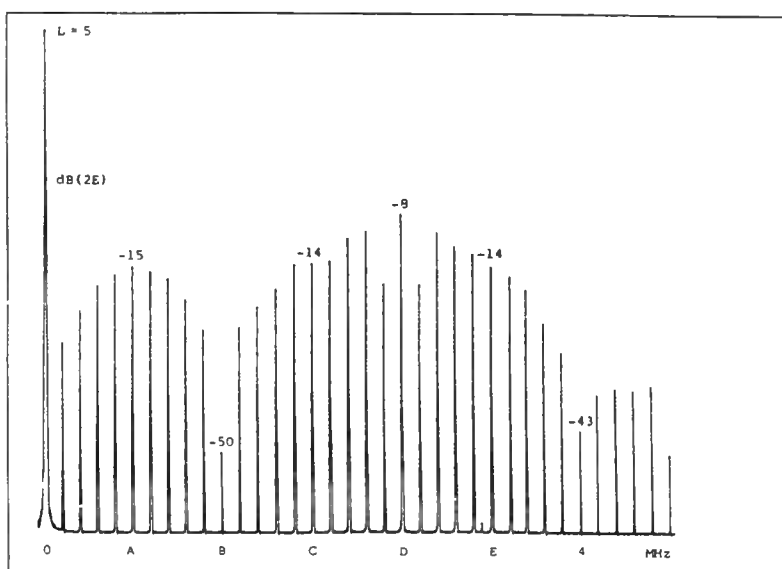


Fig 7C (2)
Energie-spectra
bij toenemende
reeks-lengten.
De monster-klok
frequentie is
13,333 MHz.

Verzonden reeks :

E D A C

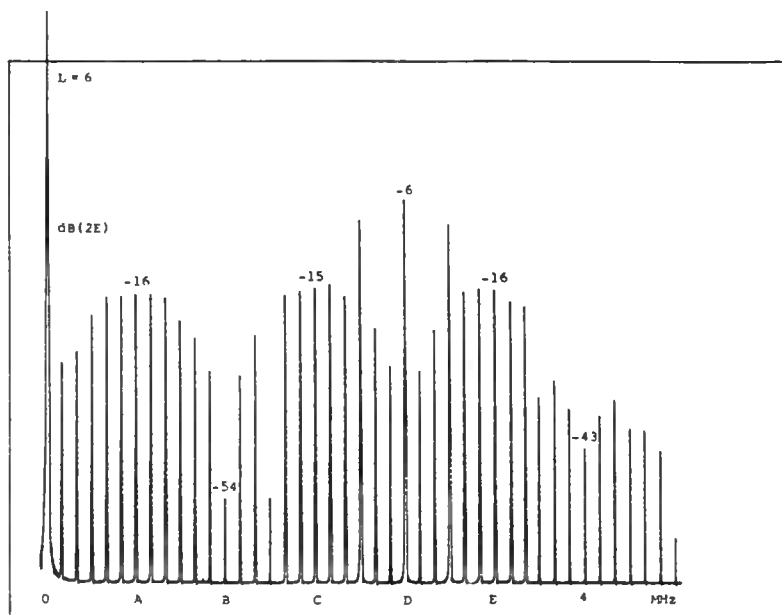
$P_{\text{gem}} = 0,25$



Verzonden reeks :

E D A D C

$P_{\text{gem}}(D) = 2/5$



Verzonden reeks :

E D A D C D

$P_{\text{gem}}(D) = 3/6$

REALISATIE VAN SYSTEEM CONCEPT

7-6

Toekomst

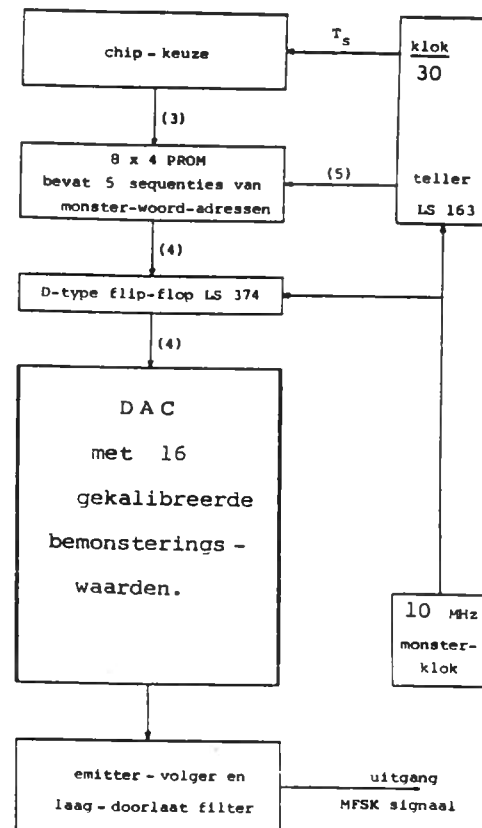


Fig 7D Een mogelijke toekomstige
MFSK signaal generator.

Voor de (5-ary) MFSK signaal-generator zijn de monsters steeds uit een vaste verzameling van 20 verschillende 8-bit monster-woorden gekozen. Het genereren van de chips met de hoogste chip-frequentie (gelijk aan een 1/4 van de monster-klok-frequentie), gebeurt met een aantal van 4 verschillende monster-woorden. Bij deze conversie worden geen kwantisering fouten gemaakt. De vraag rijst of ook voor de andere chip-frequenties het converteren naar altijd "exacte" bemonsteringswaarden mogelijk is ?

Er valt te denken aan de ontwikkeling van een speciale DAC, voorzien van "laser-trimmed thin film resistors", waarmee elke van de benodigde 16 verschillende bemonsteringswaarden (uitgaande van 30 conversies per chip) zeer precies, c.q. gekalibreerd, kan worden uitgelezen. Omdat deze DAC slechts ingericht behoeft te worden op het uitlezen van een klein aantal verschillende waarden, moet op een eenvoudige wijze een kleine "settling time" haalbaar zijn. Zie fig 7D.

DE DETECTOR

De simulatie van signaal-ontvangst :

Het enkelvoudige (1 uit 5) gegenereerde MFSK signaal is niet gemoduleerd naar de 900 MHz band, doch direct naar de midden-frequentie band (IF) van de ontvanger/detector geconverteerd. De propagatie-ruis, die bij een echte transmissie zou optreden, is gesimuleerd ingebracht met behulp van een instelbare verzwakker en een verstelbare thermisch ruisende transistor-versterker. De geplande proefnemingen met het toevoegen van andere stoorsignalen, en het simuleren van meerwegigheid (met behulp van meerdere parallel geplaatste kabel-klossen), zijn wegens tijdgebrek niet uitgevoerd.

Het regenereren van een draaggolf door de ontvanger

In hoofdstuk 6 is aangegeven, dat bij het regenereren van een draaggolf met behulp van een kristal-referentie door de ontvanger rekening gehouden moet worden met een frequentie-afwijking van maximaal ± 27 kHz. Deze onzekerheid ontstaat bij het converteren naar de 900 MHz band in de zender en bij het demoduleren naar een midden-frequentie band (IF) in de ontvanger. Omdat de frequentie-onzekerheid, die het gevolg is van de ruimtelijke verplaatsingen, veel kleiner is dan de meer constante afwijking als gevolg van de kristal-toleranties, mag men verwachten dat door het waarnemen over een langere tijdsduur de draaggolven nauwkeurig kunnen worden gereconstrueerd.

Voor een mogelijke realisatie kan een fase-vergrendelaar (PLL), voorzien van een VCXO (voltage controlled X-tal

oscillator), worden toegepast. De VCXO is een over een klein bereik verstembare oscillator, waarvan de stabiliteit die van een kristal benaderd. Tot op zekere hoogte kan de fundamentele resonantie-frequentie van een kristal worden gevarieerd door middel van een spannings-afhankelijke capaciteitsdiode (varicap, varactor). Men verkrijgt het grootste afstembereik wanneer het kristal wordt bedreven in de serie-mode en indien behalve de variabele capaciteit ook een spoel in serie wordt opgenomen. Volgens de literatuur is met een VCXO een afstembereik mogelijk van ten hoogste 0,25 a 0,5 % van de fundamentele kristal-frequentie.

De steeds genoemde kristal toleranties van ± 15 ppm gelden voor bijvoorbeeld "glass encapsulated" kristallen (HC-26/U, HC-27/U, HC-29/U). Tijdens de experimenten is van "soft soldered metal can" kristallen (HC- 18/U) gebruik gemaakt, met toleranties van ± 100 ppm. Kristallen met fundamentele resonantie frequenties tot 30 MHz zijn te verkrijgen. De beschikbare hoogste fundamentele "AT-cut" kristallen op het laboratorium waren 15 MHz-kristallen (100 ppm $\rightarrow$ 1,5 kHz). De keuze van deze 15 MHz kristallen heeft geleid tot de constructie van een detector voor de chips met een chip-frequentie van 7,5 MHz.

Voor de "square-law" detectie van een aan-uit geschakelde draaggolf met een, door een PLL afgestemd, "matched-tuned" filter zijn twee, onderling over de fasehoek $\pi/2$ verschoven, schakel-signalen (de in-fase en kwadratuur geregenereerde draaggolf-componenten) benodigd. Om dit te verwezelijken is een 15 MHz VCXO gecombineerd met twee, als differentiator geschakelde, digitale tweedelaars. Deze schakeling, voor het gemak DCXO genoemd, verzorgt dan dus, als onderdeel van een fase-vergrendelaar, twee onderling over een fase-hoek $\pi/2$ verschoven schakel-signalen met een frequentie van 7,5 MHz. Zie figuur 7E.

lusfilter :

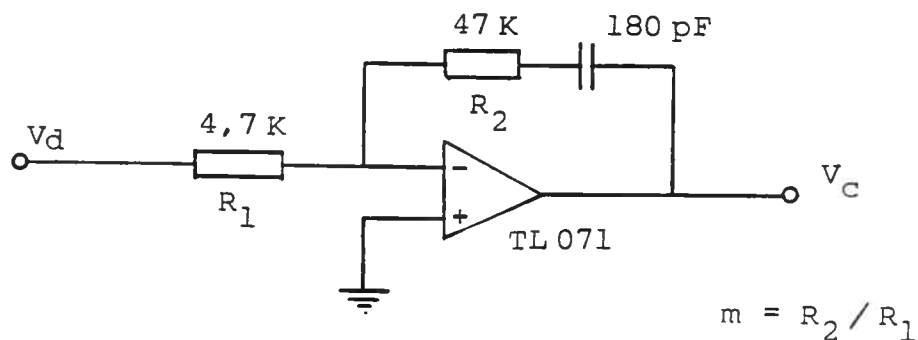


Fig 7F

Voor de schakelende fase-detector geldt :

$$V_d = (2/\pi) \cdot V_i \cdot A_{\text{diff}} \cdot \sin(\theta_1 - \theta_0)$$

Voor de in figuur 7G getoonde schakeling geldt :

$$A_{\text{diff}} = 2 \cdot R_c / R_E = 7$$

Uitgaande van de benadering $\sin(\theta_1 - \theta_0) = \theta_1 - \theta_0$ volgt :

$$K_d = (14/\pi) \cdot V_i \quad (\text{V/rad})$$

De DVCO heeft een bereik van $\Delta\omega = 2\pi \cdot 40 \cdot 10^3$ bij een regelspannings-interval $\Delta V_c = 28 \text{ V}$, resulterend in :

$$K_o = \Delta\omega / \Delta V_c = (\pi/14) \cdot 40 \cdot 10^3 \quad (\text{rad/Vsec})$$

Hieruit volgt $f_c = V_i \cdot 40 \cdot 10^3$ en met $R_2/R_1 = m = 10$:

V_i	dBV	ξ	$(\omega_0)_{\text{direct}} = m \cdot f_c \approx$	
2,0	+ 6	1,3	128	kHz
1,0	0	0,9	64	kHz
0,5	- 6	0,65	32	kHz
0,2	-14	0,4	12,7	kHz
0,1	-20	0,3	6,4	kHz

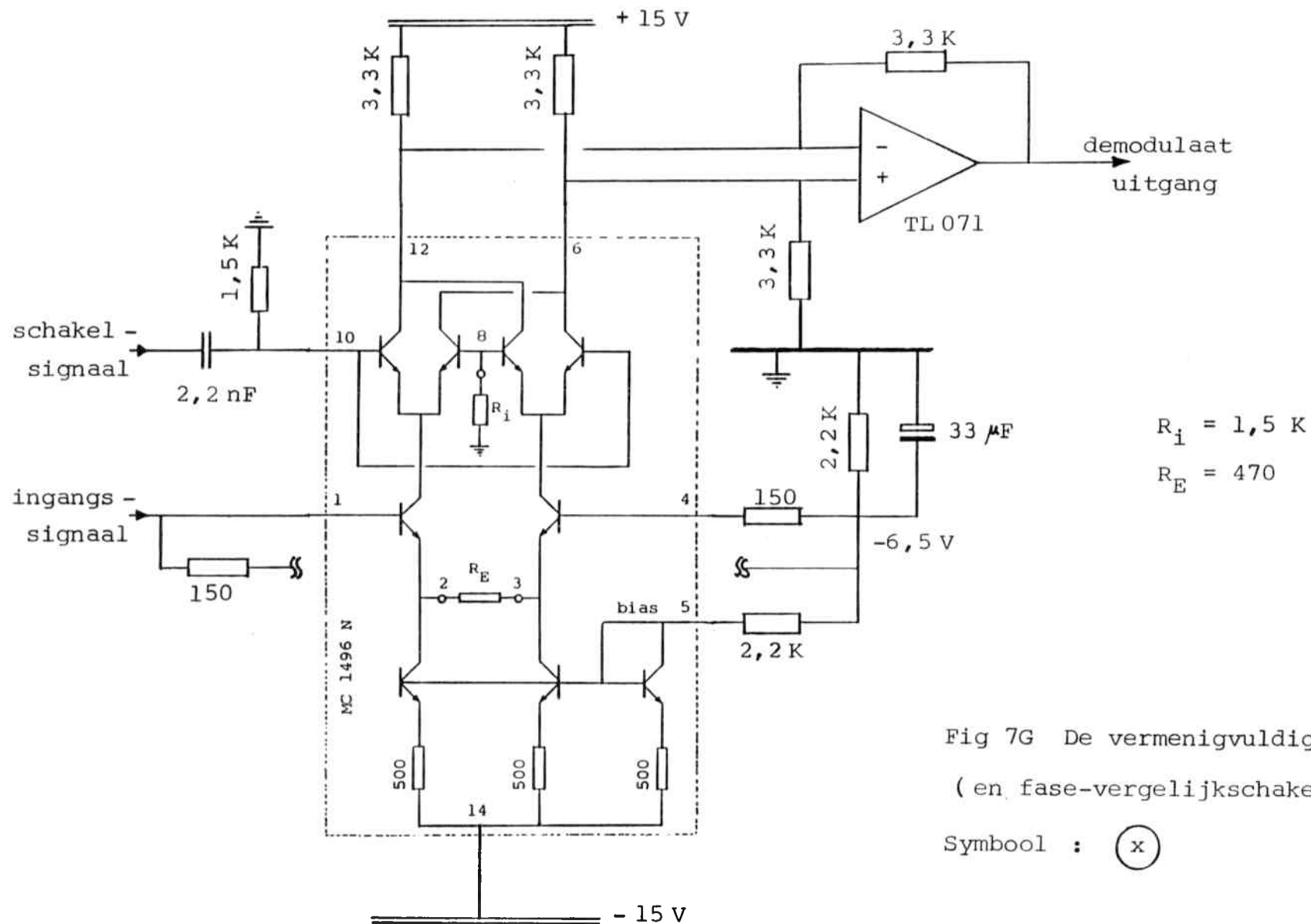


Fig 7G De vermenigvuldiger
(en fase-vergelijkschakeling)

Symbol : (x)

De toegepaste fase-vergrendelaar of PLL bestond, behalve de DCXO, uit een actief 2-de orde lusfilter en een fase-vergelijkschakeling in de vorm van een bipolaire schakelende fasedetector (MC 1496 , dubbel-gebalanceerde vermenigvuldiger/demodulator van Motorola). Het houd-gebied van de fase-vergrendelaar behoeft in principe niet veel groter te zijn dan de maximale doppler-onzekerheid (synchrone mode). De rust-frequentie van de DCXO is dermate nauwkeurig (± 50 ppm), dat een vang-gebied van ongeveer ± 27 kHz voldoende is (aquisition mode). Een afstembereik van ± 27 kHz na tweedeling komt overeen met een noodzakelijk afstembereik voor de VCXO van 0,72 % van de kristal-frequentie 15 MHz.

Prestaties van de draaggolf-regenerator :

Met de ontworpen en geteste DCXO bleek een afstembereik van ongeveer ± 27 kHz gerealiseerd te kunnen worden. Echter, slechts een interval ter grootte van 40 kHz was "lineair" regelbaar met een 25 V regelspannings-bereik, terwijl de resterende 14 kHz aan de lage zijde van het afstem-bereik via een kleine spannings-variantie (onstabiel) ingesteld moest worden. Dus bleek een stabiel bereik van 0,5 % van de fundamentele kristal-frequentie inderdaad het hoogst haalbare. Voor een realisatie van het vereiste regelbereik zal de hiervoor geschetste configuratie uiteindelijk moeten worden voorzien van kristallen met fundamentele resonantie frequenties van tenminste 22 MHz, resulterend in een midden-frequentie van tenminste 11 MHz.

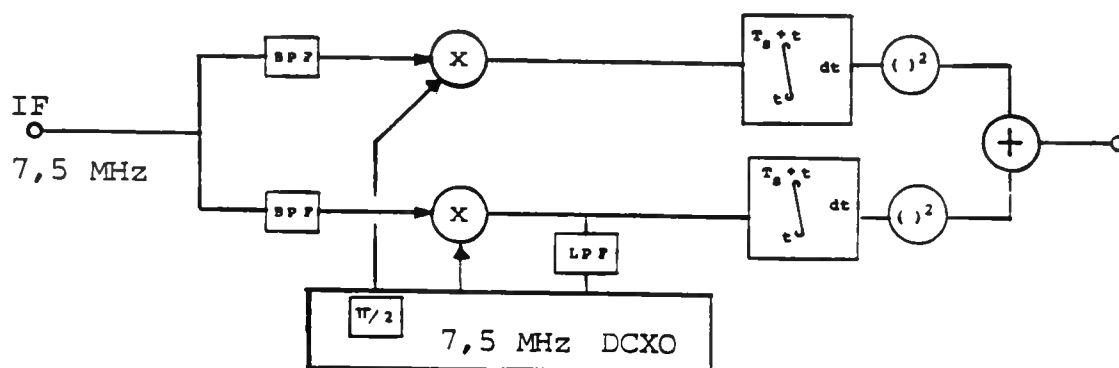
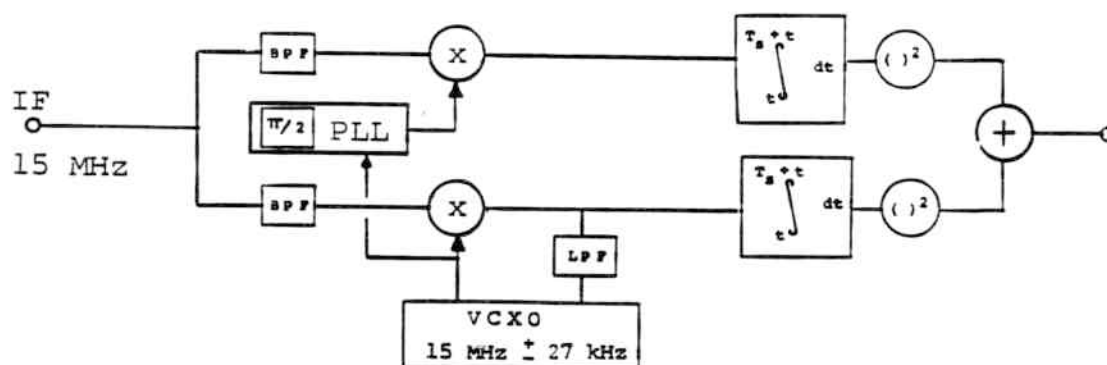


Fig 7H boven : De toegepaste PLL configuratie.

onder : Een uitgetroebd alternatief.



Op grond van deze constatering zijn ook proeven verricht, waarbij uitgegaan werd van een 15 MHz VCXO en een midden-frequentie band van 15 MHz. De tweede, over een fase-hoek $\pi/2$ verschoven 15 MHz draaggolf werd bij deze experimenten met behulp van een aparte, als faseschuiver ingestelde, PLL (NE 564) afgeleid uit het uitgangssignaal van de VCXO. De configuratie functioneerde gebrekkig. De tweede, over een fase-hoek $\pi/2$ verschoven schakel-spanning, welke van overwegend belang is voor de detector, vertoonde steeds een duty-cycle ongelijk aan 50 %, en kon door het NE 564 circuit niet worden geleverd met een voldoende, met de 7,5 MHz DCXO vergelijkbare, precisie. Deze experimenten zijn daarom gestaakt!

De uitgevoerde experimenten met de eenvoudige draaggolf-regenerator verliepen redelijk bevredigend. Eenmaal vergrendeld volgde de PLL "langzame" frequentie variaties uitstekend. De draaggolf, waarmee het MFSK signaal naar de midden-frequentie band rond de 7,5 MHz werd geconverteerd, is middels een sinusfunctie in frequentie gemoduleerd of "gesweept". Over een signaal-sterkte interval van 20 dB bleek een sweep-snelheid $dw/dt = 50 \text{ rad/sec}$ geen enkel probleem voor een stabiele "tracking mode" op te leveren. De acquisitie van de fase-vergrendelaar verliep niet meer spontaan, als de te volgen draaggolf gedurende een groter aantal tijdsloten werd uitgeschakeld dan deze werd aangeschakeld. De omvang van zowel het directe vang-gebied als wel de "pull-in range" zijn afhankelijk van de signaalsterkte, en dus ook van de frequentie van voorkomen van de chips. Dit betekent dat er hulpmiddelen ter verbetering van het vanggedrag van de PLL moeten worden toegepast in een eventuele toekomstige realisatie.

Integrate and dump filters

Voor het "integrate" gedeelte van dit filter maakt men gebruik van een eenvoudig integrerend RC netwerkje. De tijdconstante van dit netwerkje moet een aantal malen groter worden gekozen dan de integratie-tijdsduur T_s . De positieve of negatieve lading van de condensator moet telkens, voordat het integreren aanvangt, worden "gedumpt". Dit betekent, dat de condensator steeds tijdelijk moet worden kortgesloten en deze wordt hiertoe overbrugd door een schakelaar. Teneinde het ontladen snel genoeg te laten gebeuren is een snel reagerende kortsluit-schakelaar nodig, met een lage kortsluit-weerstand R_{on} voor beide stroom-richtingen. Ten aanzien van de grootte van deze snelheid kan men bijvoorbeeld denken aan 1 % van T_s , wat gelijk is aan

een kortsluit-tijdsduur van 30 ns. De condensator mag niet te groot gekozen worden, omdat dan het ontladen te veel tijd vergt : $R.C > 3 \mu s \gg R_{on}.C$. Aan de andere kant mag de condensator niet te klein worden gekozen, dit om de invloed van de parasitaire capaciteiten (bijvoorbeeld van de schakelaar) te beperken.

Bij het ontwerpen van de kortsluit-schakelaar bleken deze tegenstrijdige eisen een struikelblok te vormen. Diverse mogelijke schakelaars zijn uitgeprobeert :

- Analoge CMOS schakelaars, HEF 4066

Voor deze bilaterale schakelaars geldt een $R_{on} = 60-180 \Omega$.

Beproefd is een alternerend gebruik van twee identieke RC netwerkjies, waarvan afwisselend de ene integreerde, terwijl de andere was kortgesloten en vice versa.

Ondanks dat hierdoor de genoemde voorwaarde werd verzacht, werkte deze configuratie niet. Voor het beperken van de interne overspraak vanaf de digitale "control" ingangen naar de analoge signaal in- en uit-gangen in de HEF 4066, moesten de condensatoren in de beide RC netwerkjies dermate groot worden gekozen, dat een onwerkbaar situatie ontstond.

- Junctie-FET schakelaars, J 108, J 174, BF 245 C, BF 247 C

Al de genoemde junctie-FET's vertoonden een te grote kortsluitweerstand R_{on} bij negatieve condensator-ladingen.

- Transistor-schakelaars, BC 107 A, 2N3904, BSX 20

Voor de derde poging tot het realiseren van de "dump" schakelaar zijn transistors uitgeprobeerd. Ingeval van een negatieve condensator-spanning verwisselen de emitter en collector van rol. Er moet dus rekening gehouden worden met de kleine "versterkings-factor" $A_v \approx 1$ van deze inverse transistor.

Alleen de transistor BSX 20 (Philips) bleek snel genoeg te zijn. Deze transistor vertoont bij hoge stroomsterkten nog een transitie-frequentie van 0,5 GHz. De in de figuur 7I geschetste "integrate and dump" configuratie vormt het beste compromis dat werd bereikt. De toegepaste schakelaar bleek minimaal te moeten worden aangestuurd met een 45 ns brede puls en consumeert zo'n 500 mW. In het laboratorium-model is uiteindelijk een pulsbreedte van $T_s/45 = 66,7$ ns gebruikt.

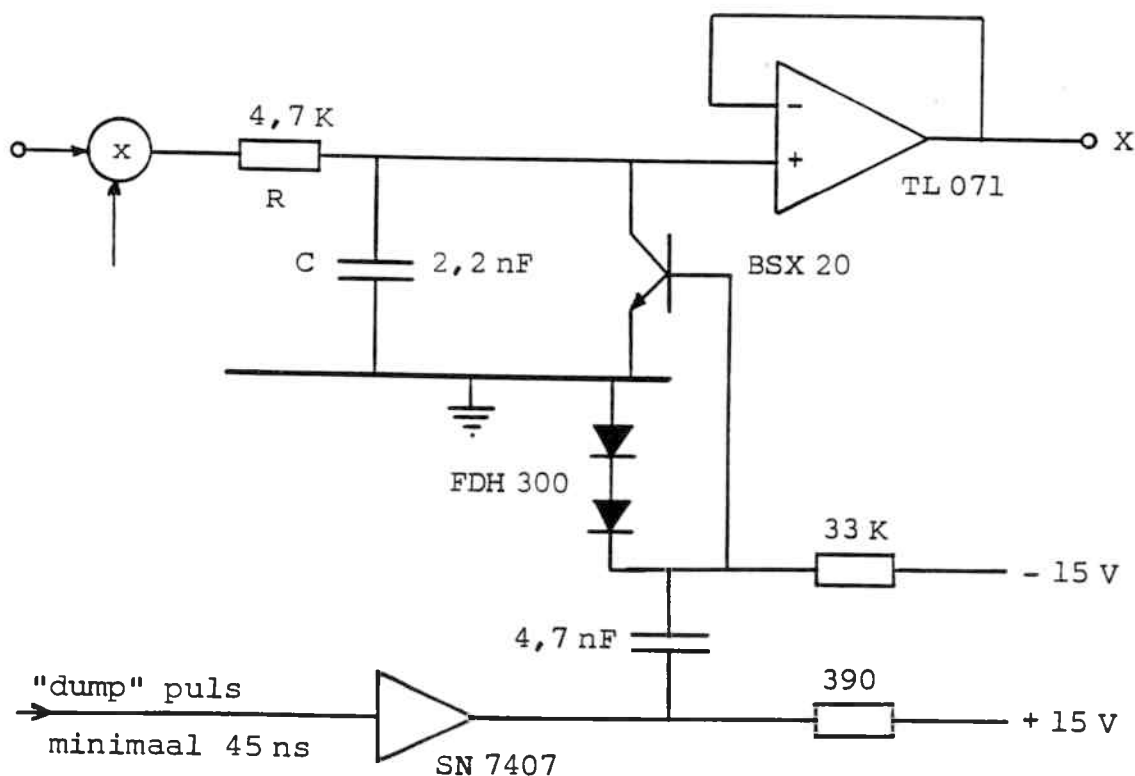
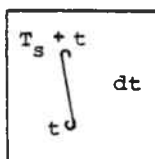


Fig 7I Het "integrate and dump" filter



Gebruik makend van de aangegeven "dump" puls-duur kan een negatieve condensator lading van ten hoogste ongeveer -4×10^{-9} C. worden verwijderd.

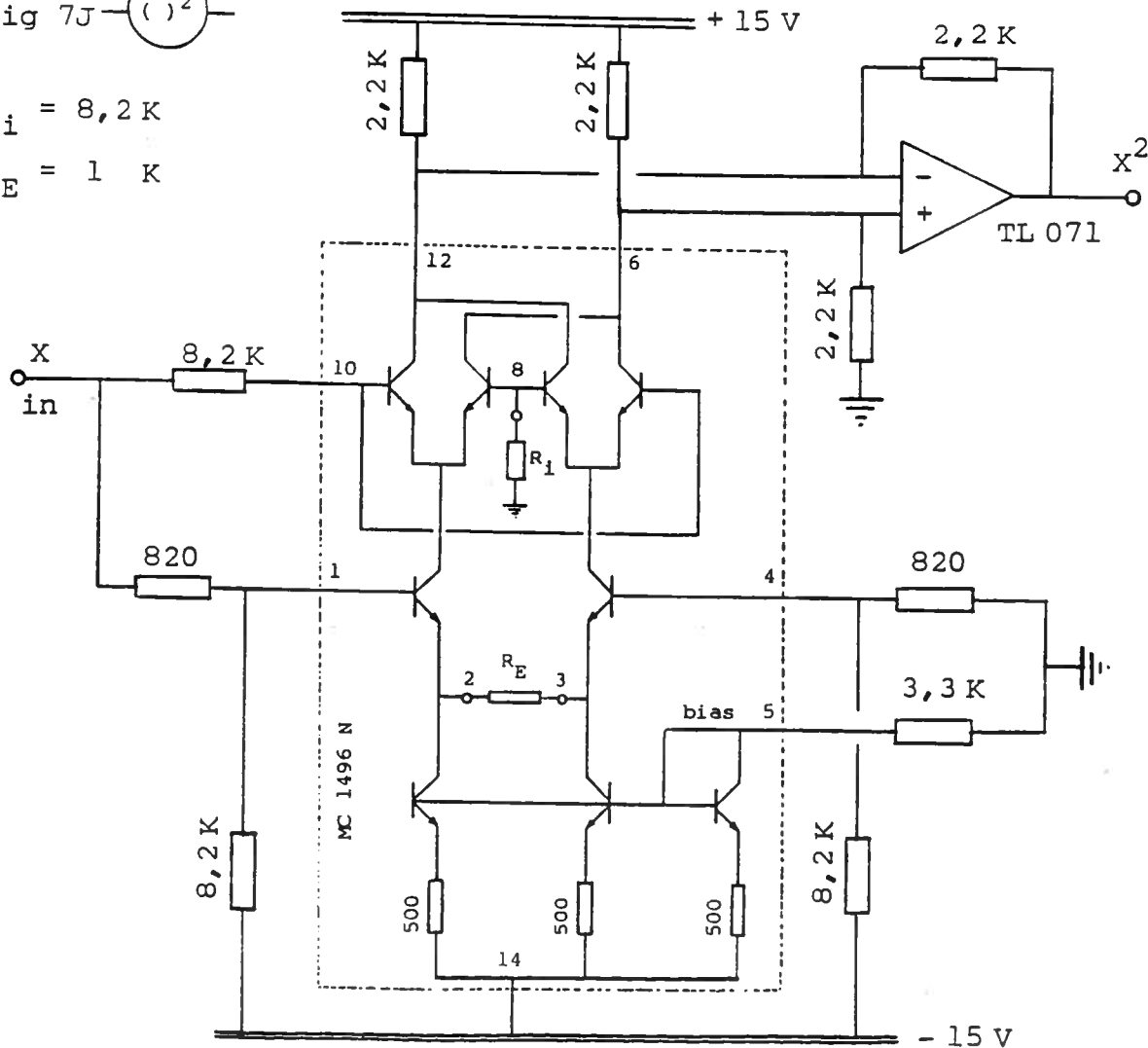
Kwadrater schakeling

Voor het kwadrateren is de dubbel-gebalanceerde demodulator MC 1496 als 4-kwadrant analoge vermenigvuldiger geschakeld. In plaats van hiertoe gebruik te maken van een actieve spanning-stroomomzetter, is een meer eenvoudige benadering toegepast, waarbij de schakel-ingang via een weerstand met het ingangssignaal werd verbonden. De waarde van deze "bron" weerstand vormt een compromis tussen de benodigde snelheid en de nauwkeurigheid waarmee de kwadrater-functie benaderd moet worden. Van snelheidsbeperkingen was vooral sprake naarmate de ingangssignalen in sterkte toenamen. Een nauwkeurige benadering bij kleine signalen kon gewaarborgd worden.

Fig 7J $()^2$

$$R_i = 8,2 \text{ K}$$

$$R_E = 1 \text{ K}$$



Mark/space beslisser

Voor het toepassen van een variabele (adaptieve) detector drempel is een schatting van de te verwachten chip-energie benodigd (zie blz 6-27). Het gemiddelde van een aantal voorafgaande metingen van de chip-energie kan in geval van een trage fadings-omgeving als schatting dienen. Voor een eenvoudige schatting van de te verwachten signaal-sterkte is daarom van een integrerend netwerk gebruik gemaakt, waarvan de tijdsconstante τ als volgt is bepaald :

- 1) De kans dat in een bepaald frequentie-slot, tijdens het verzenden van een 2 uit 5 MFSK dubbelreeks, geen chip wordt verzonden is kleiner of gelijk aan : $5/64$ (zie blz 5-38).
- 2) De kans dat in een bepaald frequentie-slot, tijdens het verzenden van een aantal van 5 frames (met een totale tijdsduur : $5.T = 5.4.T_s = 60 \mu s$), geen enkele chip wordt verzonden is kleiner dan : $(5/64)^5 \approx 3 \times 10^{-6}$
- 3) Indien voor deze situatie bovendien wordt geeist dat de drempelwaarde (de condensator-spanning) slechts 10 % mag zijn gedaald, is een tijdsconstante $\tau = RC = 600 \mu s$ benodigd.

De kantelfrequentie, van het integrerende netwerk dat werd toegepast, was gelijk aan $1/2\pi RC = 268 \text{ Hz}$, zodat bij fadings omstandigheden het opvangen van niet al te abrupte signaal-sterkte variaties mogelijk lijkt.

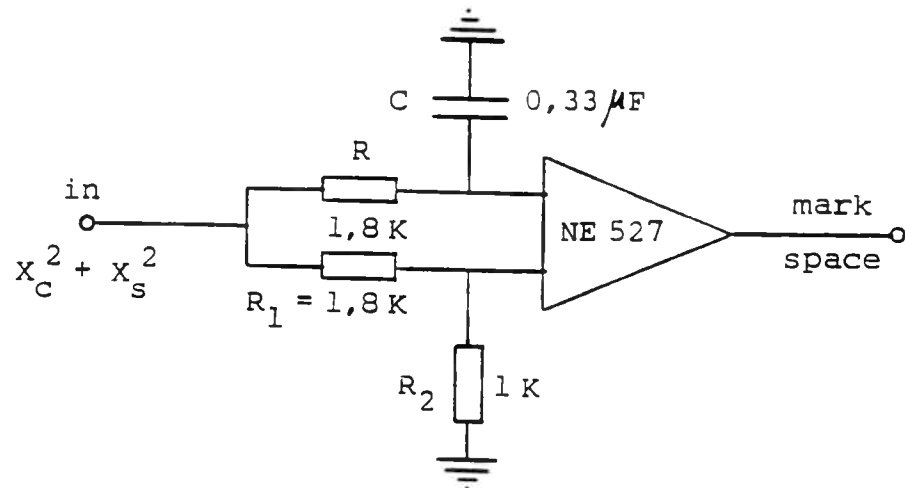


Fig 7K De mark / space beslisser, voorzien van een eenvoudige adaptieve detectie drempel.

$$b_o = 3 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \cdot P_{gem} = 2,7$$

Omdat een zeer snelle comparator (30 ns) als beslisser kon worden toegepast, is de bemonster-schakelaar digitaal uitgevoerd, en in de vorm van een "edge-triggered" D-type flip-flop achter deze mark/space beslisser geplaatst.

Early late loop

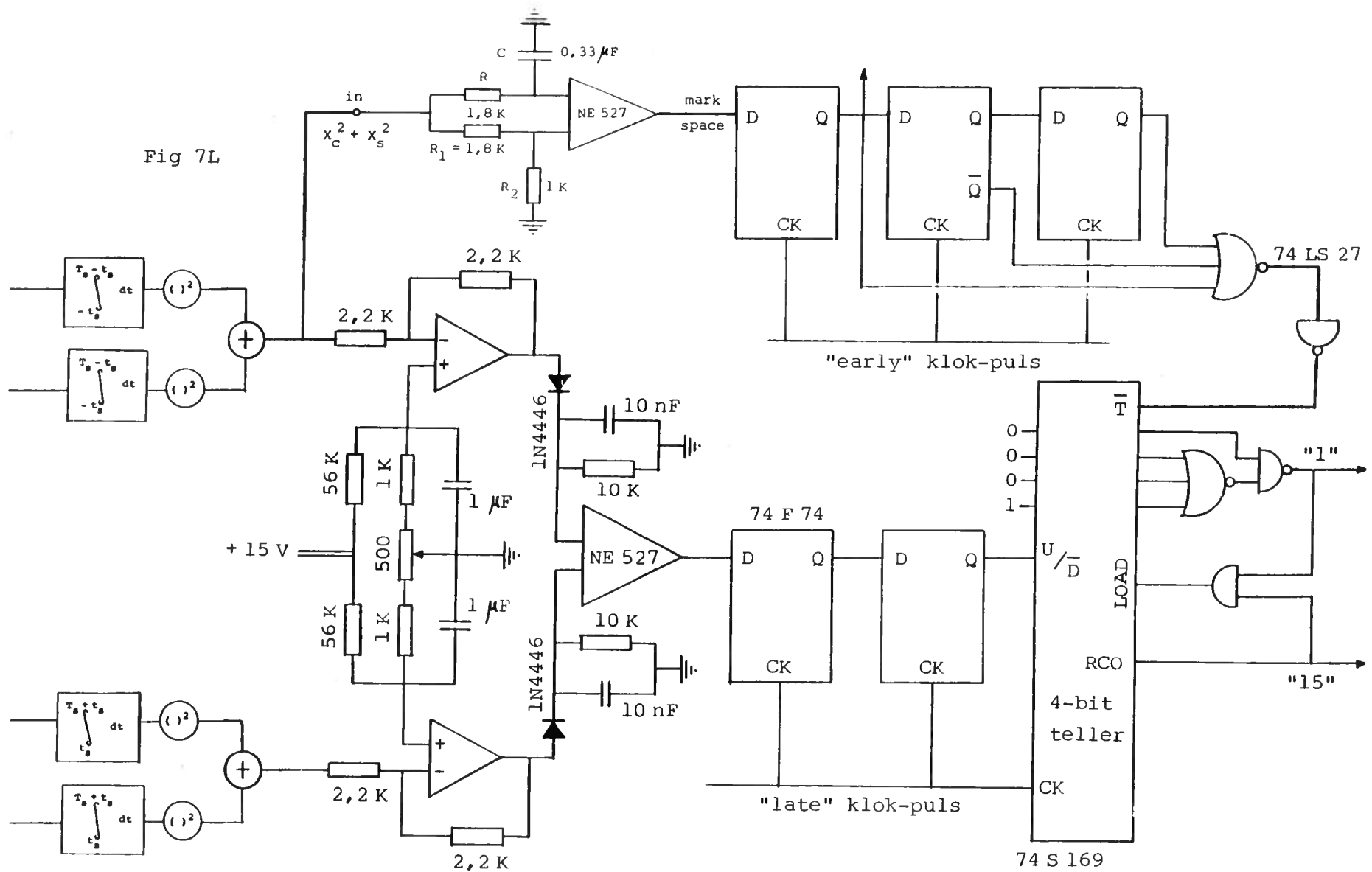
Voor het beschrijven van de early-late-loop (ELL) kunnen een aantal deel-functies worden onderscheiden :

- een kristal-stabiele benadering van de chip-klok
- een tijd-regel eenheid (timing)
- een space-mark-space voorwaarde tester
- een accumulator

De te regenereren zender-chipklok $1/T_s$ is benaderd in de ontvanger/detector met behulp van een vaste 15 MHz kristal oscillator, welke werd gevolgd door een deler. Deze deler diende als tijd-regel eenheid, waarmee het periodieke bemonster-moment verschoven kon worden, en verzorgde tevens de "timing" van diverse andere onderdelen, zoals de "dump" schakelaars en de space-mark-space voorwaarde tester. De toegepaste strategie bij het programmeren van deze deler, welke van drie mogelijke deeltallen : 44, 45, 46, voorzien werd, laat zich als volgt beschrijven :

- Bij normaal bedrijf wordt voortdurend door 45 gedeeld en wordt een chip-klok $1/T_s = 1/3$ MHz verkregen met een maximale afwijking van ± 200 ppm $\rightarrow \pm 66,7$ Hz ten opzichte van de chip-klok in de zender. Het periodieke bemonster-moment kan, als dat noodzakelijk is, over een tijdsduur van $2 \cdot t_s = T_s/45$ worden verschoven, waarmee de gemiddelde chip-klok wordt gecorrigeerd. In dat geval wordt een korter tijdsinterval met een tijdsduur $T_s \cdot (1 - 1/45)$ gevormd (vervroegen) door een eenmalige deling met de factor 44 , of wordt een langer tijdsinterval $T_s \cdot (1 + 1/45)$ gevormd (vertragen) door een eenmalige deling met de factor 46 .
- De space-mark-space voorwaarde tester.
Een nauwkeurige waarneming, in de vorm van een early-late toets, is in verband met de vermogens-spreiding slechts mogelijk, indien een geïsoleerde chip wordt verzonden en er dus een space-mark-space sequentie door de betreffende detector wordt gedetecteerd. Het controleren van deze voorwaarde is mogelijk, indien de mark/space beslisser wordt gevolgd door een schuifregister, in de vorm van drie in serie geplaatste flip-flops, en een AND-poort. De beslisser is reeds van een D-type flip-flop voorzien, welke fungeert als bemonsteraar.

Fig 7L



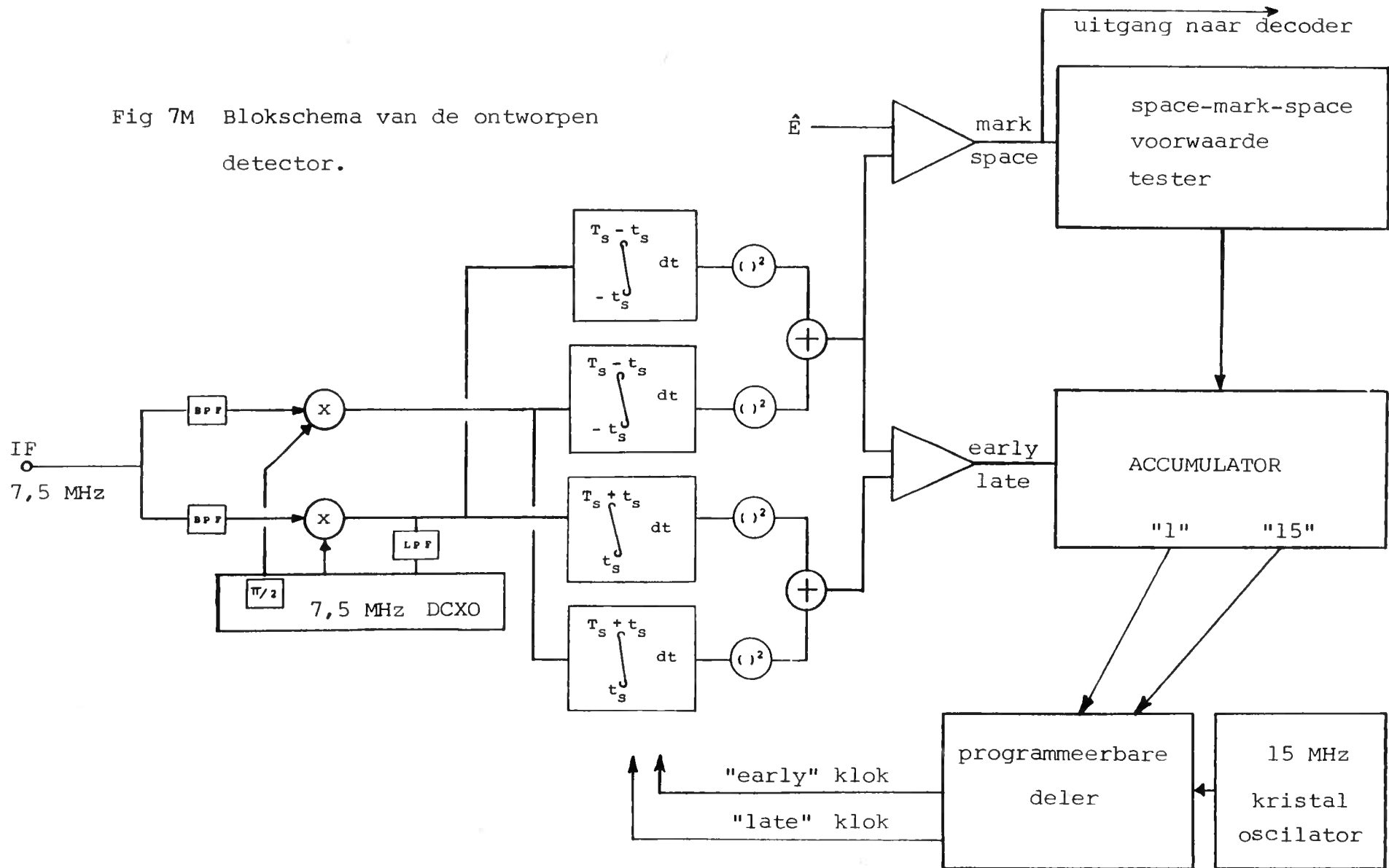
- Na een aantal gelijkluidende toets-uitslagen moet steeds een beslissing tot het verschuiven van het periodieke bemonster-moment worden genomen. Voor het realiseren van deze accumulatie-functie kan een "up/down" teller worden gebruikt. Deze teller wordt eerst geïnitieerd met een midden-telstand. Vervolgens wordt er alleen geteld, als er aan de space-mark-space voorwaarde is voldaan. De richting, waarin op zo'n moment wordt geteld, is steeds afhankelijk van de uitslag van de early-late vergelijker ten tijde van het tijdsloot, waarin de geïsoleerde chip werd gedetecteerd.

Tijdens de proefnemingen is als accumulator een 4-bit teller benut, zodanig dat een besluit tot het verschuiven van het optimale bemonster-moment, en daarmee het bijstellen van de chip-klok, na een aantal van 7 gelijkluidende waarnemingen genomen kon worden. Telkens, als de teller-stand "15" werd bereikt, kreeg de programmeerbare deler een opdracht. Een tegengestelde opdracht ging uit, indien de teller-stand "1" verscheen. Onmiddellijk na de opdracht tot correctie werd de teller steeds weer geïnitieerd met de midden-telstand "8" (load-opdracht).

Bevindingen

De experimenten zijn gestart met een tijdsverschil van $2.t_s = T_s/45 = 66,7 \text{ ns}$ tussen de "early"- en de "late"-uitgevoerde integraties. Bij variatie van de ingangsspanning V_i tussen 0,1 en 1 V bleek de onnauwkeurigheid van de bijna parallel uitgevoerde filter-processen echter dermate groot te zijn, dat dit tijds-interval verlengd moest worden tot $3.T_s/45 = 200 \text{ ns}$. (6,7 % van T_s).

Fig 7M Blokschema van de ontworpen detector.



Duidelijk bleek de ongelijkheid tussen de beide filter-secties, wanneer deze parallel (met gelijke "timing") werden bedreven. Bij wisselende ingangs-spanningen V_i bleek dan weer het ene filter-paar, dan weer het andere filter-paar, een enige procenten hogere uitslag te geven.

Een meer gedetailleerde beschouwing is daarom nodig :

- Voor die ingangs-spanningen V_i , waarbij dit onderlinge verschil zodanig groot is, dat het theoretisch mogelijke verschil in geval van "early-late" bedrijf overtroffen wordt, kan rond het optimale bemonster-moment niet meer aan de vergelijking (6.22) worden voldaan.
- Het met enige regelmaat voldoen aan de voorwaarde (6.22) op andere momenten, dan het optimale bemonster-moment, wordt verder onmogelijk gemaakt door de toegenomen en wisselende overspraak vanuit de nabijgelegen sub-kanalen.
- De storende invloed van de chips, die over de direct aangrenzende sub-kanalen worden verzonden, op de early-late toets is maximaal, wanneer deze chips fase-continue worden ontvangen, en minimaal bij fase-sprongen van $\pi/2$. Deze invloed is vooral van belang bij een tijds-verschil omgekeerd evenredig met het tweevoud van de midden-frequentie (IF) : $7,5 \text{ MHz} \rightarrow 66,7 \text{ ns}$.

De maximale ongelijkheid tussen de twee filter-secties is afgelezen als 4,5 % . Deze waarneming wordt ondersteund door het feit, dat bij een tijdsverschil van $2.t_s = 2.T_s/45$ voor bepaalde ingangs-spannings-waarden, behalve een flinke jitter, nog net enige slip was waar te nemen. Bij dit tijdsverschil tussen de "early" en de "late" uitgevoerde integraties is het theoretisch maximale verschil tussen de gedetecteerde energieën evenredig met $2.t_s/T_s = 4,4 \%$ We spreken van jitter, indien de schatter zich af en toe vergist in de richting waarin geschoven moet worden.

Meestal volgt op zo'n vergissing weer snel (0,2 ms) een correctie in de goede richting. Indien de schatter zich enkele malen achtereen vergist, kan een volledig verlies van synchronisme optreden, slip genoemd. Deze slip kon tijdens de experimenten gemakkelijk worden gecontroleerd. Hiertoe werden zowel de chip-klok aan de zendkant als de geregenereerde chip-klok door een grote factor gedeeld en zichtbaar op een oscilloscoopscherm met elkaar vergeleken.

Steeds zijn repeterende chip-reeksen toegepast met een lengte $L = 5$, waarin de beschouwde draaggolf gedurende 2 van de 5 tijdsloten per frame werd aangeschakeld, zodat geldt $P_{gem} = 0,4$. Voor het bekijken van de acquisitie eigenschappen zijn echter ook andere reeksen getest met $0,17 < P_{gem} < 0,75$

De acquisitie verliep voor $2.t_s = 2.T_s/45$ spontaan, maar koste soms enige tijd.

Voor $2.t_s = 3.T_s/45$ verliep de acquisitie probleemloos.

Tijdens de experimenten, waarbij een tijds-interval ter grootte van $2.t_s = 3.T_s/45$ werd toegepast, is geen slip waargenomen bij variatie van de signaal-ruis verhouding tussen ongeveer 10 dB en 30 dB. Deze experimenten zijn voor verschillende ingangs-spanningen binnen een bereik van 20 dB uitgevoerd. De ELL-synchronisatie bleek robust.

Met een sinusvormig signaal werd het ingangs-signaal in amplitude tussen ongeveer 0,1 en 1,0 V gemoduleerd. Ondanks een sterke jitter is tot een modulatie frequentie van ongeveer 180 Hz nauwelijks slip gemeten.

Ook bij langzame variaties van de draaggolf-frequentie bleek de detector bevredigend te werken, zolang de fase van de te ontvangen draaggolf vergrendeld bleef.

Zonder fase-vergrendeling onstond bij bepaalde snelheden van frequentie-variatie een sterke slip. Deze slip bleek, behalve afhankelijk van het frequentie-verschil tussen de chip-klok in de zender en de chip-klok in de ontvanger, ook sterk afhankelijk van de ingangs-spanning V_i .

Mogelijke verbeteringen

Op een aantal punten moet de detector nog verbeterd worden :

- De geteste detector kon ingangssignalen binnen een bereik van ≈ 20 dB verwerken. In een uiteindelijke ontvang-systeem dienen de RF-signaal-sterkte variaties te worden gematigd met behulp van een automatische versterkings-regeling (AVR) per gebruiker, zodanig dat een over de transmissie-band gemiddeld stabiel IF-composiet aan de detectors wordt aangeboden. In geval van een geringe amplitude correlatie tussen de sub-kanalen, is het mogelijk, dat de spreiding in de verschillende draaggolf-ruis verhoudingen per gebruiker groter is dan 20 dB. De detectors kunnen, elk apart, aan deze situatie aangepast worden. Door in elke detector zelf ook een automatische versterkings-regeling op te nemen, kan het ingangsbereik worden vergroot. Een, ook voor de PLL werking, gunstige mogelijkheid hiertoe wordt gevonden in de "gain-adjust" weerstand RE van de vermenigvuldigers. De versterking A_{diff} van de vermenigvuldiger kan geregeld worden met behulp van een spannings-gestuurde weerstand. Indien dit element een bij benadering lineaire overdracht vertoont, zal bij het aansturen met de gemiddelde "square-law" filter-uitgangs-spanning een compressie-functie worden gevormd. Een (kwadratisch) toegenomen ingangs-signaal bereik van 40 dB is dan te verwezelijken.

- Een heel eenvoudige PLL is toegepast met een (te) groot direct vanggebied (ω_0)direct. Indien de PLL van een vanghulp wordt voorzien, kan dit directe vanggebied, en daarmee de ruisbandbreedte, worden verkleind. Immers de frequentie-variatiën, die tijdens het bedrijf optreden, zijn zeer gering (Doppler-onzekerheid, zie blz 3-14).
- De invloed vanuit de aangrenzende sub-kanalen op de early-late-toets kan worden gematigd door het verkleinen van het tijdsverschil tussen de gepleegde metingen. Dan is een hogere IF frequentie wenselijk. Voor een betrouwbare beslissing omtrend het verschuiven van het bemonster-moment moet een groter aantal waarnemingen geaccumuleerd worden. Een striktelijke gelijkheid tussen de beide filter-secties is dan noodzakelijk.
- Ook kan worden gedacht aan het bijsturen van de 15 MHz kristal oscillator, op grond van de tendens bij meerdere waargenomen verschuivingen van het bemonster-moment. Indien de afwijking van de geregenereerde chip-klok ten opzichte van de chip-klok in de zender erg klein kan worden gemaakt, ontstaat een stabielere bedrijf, en kan een groter aantal waarnemingen worden geaccumuleerd.
- Het behoeft verder geen betoog, dat de "dump" schakelaars te veel energie consumeren en te langzaam werken, en dus voor verbetering vatbaar zijn.

SAMENVATTING

Beproefd is het genereren van chip-reeksen, in de vorm van orthogonaal en fase-continu geschakelde draaggolven. Voor het genereren van chips worden er bepaalde sequenties van monster-woorden door een DAC geconverteerd in reeksen van bemonsterings-waarden. Uitgangspunt hierbij is een vaste monster-klok-frequentie. Deze directe methode van chips-synthese lijkt ook in geval van bredere transmissie-kanalen (FH, TDMA) heel bruikbaar te zijn, indien een snellere DAC wordt toegepast.

Het ontwerpen van de detector is zeer tijdrovend gebleken. Alleen de belangrijkste stappen zijn in het voorafgaande beknopt weergegeven. Een relatief eenvoudige detector is uiteindelijk samengesteld, waarmee het interpreteren van een aan-uit geschakelde draaggolf onder weliswaar ideale omstandigheden goed mogelijk bleek. Een beperking werd gevonden in de mate van precisie, waarmee de beide bijna parallel opererende filter-secties konden worden bedreven. Het goed detecteren van fase-continue chips, met gelijke amplituden in elk frequentie-slot, en de stabiele synchronisatie onder ideale omstandigheden, bieden nog onvoldoende garanties voor een betrouwbaar functioneren in een meer realistische werk-omgeving.

HOOFDSTUK 8

EVALUATIE

Onderzoek werd verricht naar de mogelijkheid van een meervoudige draadloze transmissie van gedigitaliseerde audio-signalen, binnenshuis. De gevolgtrekkingen van dat onderzoek kunnen worden gevat in een aantal stellingen :

- A - In een binnenshuis omgeving kan het meervoudig draadloos zenden, in de vorm van eenrichtingsverkeer vanaf een aantal asynchrone mobiele poorten naar een centrale ontvanger, slechts met een beperkt spectraal rendement worden uitgevoerd ($\approx 25\%$). Dit rendement wordt alleen behaald, wanneer de gebruikers in frequentie van elkaar worden gescheiden.

Tijdens dit onderzoek is gebleken, dat wanneer per gebruiker meerdere gescheiden frequentie-intervallen, over het gehele communicatie kanaal verspreid, worden toegewezen, dit tot onacceptabele hoge niveaus van de onderlinge interferentie door overspraak zal leiden. Indien men van gemeenschappelijke signaal-elementen gebruik maakt (frequentie hoppen), is deze interferentie een overheersend gegeven. De voornaamste oorzaken zijn de asynchrone signalering, en de onbalans in ontvangst-sterkten, die er bestaat tussen de signalen van de diverse gebruikers. Alleen met de simultane toegangs methode, waarbij alle gebruikers door band-filteren van elkaar worden gescheiden (FDMA configuratie), kan de overspraak voldoende worden gereduceerd.

B - Kenmerkend voor de binnenshuis situatie is de meerweg propagatie, welke vooral bij schaduwwerking kan leiden tot een sterke signaal fading. De nadelige invloed van deze fading op de transmissie kwaliteit kan alleen op een betrouwbare manier worden gematigd door het toepassen van plaats-diversity.

Een meerweg propagatie kan leiden tot tijd-dispersie en fading. Het niet altijd aanwezig zijn van een direct-zicht verbinding, schaduw-werking, is inherent aan de mogelijkheid van zwakke ontvangst-signalen, gekenmerkt door willekeurige fase-variaties, een non-coherent veld. Bij een sterke schaduwwerking leidt de meerweg propagatie tot een fading, welke wordt gekenmerkt door ontvangst-signalen met Rayleigh verdeelde omhullenden. Aannemelijk, in de gebruikers-omgeving met een beperkte ruimtelijke omvang, is een groter risico voor amplitude-correlatie over bredere frequentie intervallen dan het interval omgekeerd evenredig aan de rms delay spread.

Deze amplitude correlatie, over grotere bandbreedten dan de afstanden tussen de sub-kanalen van een gebruiker, betekent een aanzienlijke afname van de orde van frequentie-diversity. De nadelige invloed van de schaduw-werking en de afhankelijke fading moet afdoende worden beperkt, en wel door toepassing van plaats-diversity.

C - Hoewel de frequentie-diversity nauwelijks soelaas biedt in geval van (afhankelijke) fading, is wel een afdoende bescherming tegen andere bronnen van storing mogelijk, indien de frequentie-diversity wordt gecombineerd met een redundante kanaal-codering. Bij de analoge brede-band FM kan een dergelijke bescherming niet worden geboden.

Een analoog enkel-kanaals brede-band FM modulaat is vooral kwetsbaar voor een intensief smalbandig stoor-spectrum binnen de transmissie-band van de gebruiker. In de brede-band FM systemen spreekt de storing door, omdat deze niet als zodanig herkend wordt.

Voor de transmissie van gedigitaliseerde bron-informatie kan men echter gebruik maken van meerdere sub-kanalen, zodat het frequentie-divers verzenden van code-woorden mogelijk wordt. Bij het ontvangen van de code-woorden, in de vorm van patronen van chips, openbaart de storing zich in inserties en uitwissingen, die bij het decoderen wel als zodanig herkend kunnen worden. Aan het "hardware"-matig interpreteren van de divers-ontvangen signalen kan een stuk "software"-matige beveiliging worden toegevoegd.

Een rechtstreeks gevolg voor de analoge FM is, dat bij het combineren de zwakkere ontvangst-signalen veel eerder moeten worden afgeschakeld (blz 3-18), dan bij het combineren van ontvangen patronen van chips benodigd is. Voor een maximale systeem signaal-ruis verhouding S/N van 72 dB moeten alle divers-ontvangen FM signalen met een draaggolf-ruis verhouding CNR kleiner dan ongeveer 40 dB (zie appendix I) bij het combineren worden afgeschakeld, terwijl deze grens voor de aan-uit geschakelde draaggolven ongeveer 20 dB bedraagt (zie hoofdstuk 6).

D - De methode van frequentie-hoppen, zoals deze is beschreven door Einarsson [2], leidt tot een te grote onderlinge gebruikers-interferentie en is voor het gekozen doelgebied onbruikbaar. Voor de beschreven registratie kan een tijd-frequentie-gecodeerde "spread-spectrum" methode wel worden toegepast, indien de gebruiker, behalve voorzien van een eigen, van alle mede-gebruikers gescheiden, frequentie ruimte, zelf wordt gemodelleerd als een groep van meerdere (simultane) synchrone bronnen (q uit Q MFSK).

Indien de non-coherente tijd-frequentie ruimte geheel is vastgelegd door de beschikbare systeem-bandbreedte, de methode van simultane toegang, en de gewenste coderings-redundantie, kan alleen in de frequentie-richting een grotere vrijheid worden verkregen. Immers, er wordt reeds van elk tijdslot gebruik gemaakt en de codewoorden kunnen niet verlengd worden. Door, in plaats van een chip, meerdere chips per tijdslot te verzenden, kan een grotere hoeveelheid selectieve informatie per tijdslot worden overgebracht.

Per gebruiker is een gescheiden frequentie-ruimte benodigd, omdat het gebruik van een q uit Q MFSK signalering, in plaats van een 1 uit Q MFSK-signalering, bij een gemeenschappelijke toegang tot een frequentie-ruimte (frequentie-hoppen) leidt tot een ($q \times$) grotere onderlinge gebruikers interferentie.

Toekomstig onderzoek

In dit onderzoek is uitgegaan van een-richtingsverkeer. Elke mobiele zender beschikt alleen over een kristal-stabiele frequentie referentie. De onzekerheid in signaal-sterkte en tijd leidt tot een beperking van het mogelijke relatieve spectrum rendement, afhankelijk van de gestelde kwaliteits eisen ten aanzien van de registratie. Indien de verschillende simultane gebruikers in frequentie van elkaar gescheiden worden, wordt het beste rendement kan verkregen, omdat alleen op deze manier de onderlinge interferentie, als gevolg van de onzekerheid in signaal-sterkte en tijd, voldoende beperkt kan worden.

Bij twee-richtingsverkeer tussen de mobiele zenders en het ontvang-station zal een plaats-diverse ontvangst noodzakelijk blijven in verband met de mogelijk sterke schaduwwerking. Toch kan de onzekerheid in signaal-sterkte en tijd tot op zekere hoogte worden verkleind, indien de ontvanger gebruik maakt van een instructie-kanaal. Een sterke afname van de onderlinge interferentie is vooral mogelijk, indien de gebruikers in tijd voldoende van elkaar kunnen worden gescheiden. Reeds in hoofdstuk 4 is voor deze situatie de TDMA simultane toegangs methode als aantrekkelijk aangeduid (instructie-tijdslot).

In een toekomstig onderzoek zou kunnen worden nagegaan in hoeverre de toegenomen technische complicaties in de mobiele microfoon zender/ontvanger worden gehonoreerd door een grotere kwaliteit, betrouwbaarheid en spectrale doelmatigheid.

Er kan door de mobiele audio-zenders, voor het verkrijgen van een betrouwbare signaal-ontvangst (instructies), alleen van frequentie-diversity gebruik worden gemaakt, over de gehele systeem-bandbreedte. Het is daarom ook van wezenlijk belang, dat de amplitude-correlatie statistieken voor een algemene binnenshuis propagatie omgeving nauwkeuriger worden gemodelleerd.

HOOFDSTUK 9

CONCLUSIE

Ter verbetering van de bestaande 6-gebruikers brede-band FM systemen voor de UHF-band, die een bandbreedte van 8 MHz (TV kanaal) benutten, is in dit rapport een 20 MHz systeem-bandbreedte beschouwd.

Uitgaande van deze frequentieband ligt het in de lijn der verwachtingen, dat binnenshuis een 12-voudige draadloze transmissie mogelijk is, waarbij het digitaliseren van de bronsignalen, bij vergelijkbare audio-specificaties, leidt tot het realiseren van een veel hogere betrouwbaarheid dan met de bestaande analoge brede-band FM systemen mogelijk is.

De uitkomst van een onderzoek is nooit nauwkeuriger dan de nauwkeurigheid van de gemaakte veronderstellingen. Dit neemt niet weg, dat het noodzakelijk is de systematische tendensen te onderscheiden, die zich voordoen in de beschikbare invoergegevens. Deze zijn verzameld uit diverse publicaties, en de toegepaste modellering is daardoor niet zonder meer optimaal.

Ten aanzien van een vervuilde "ether" is wel duidelijk naar voren gekomen, dat het verzenden van gedigitaliseerde bron-signalen een te verifiëren betrouwbaarheid kan opleveren, zeker wanneer het simultaan gebruik per zender van een aantal draaggolven wordt gecombineerd met een redundante kanaal-codering.

De mogelijke realisatie van een betrouwbaar meervoudig draadloos transmissie systeem voor gedigitaliseerde audio-signalen, zoals deze in dit verslag wordt voorgesteld, is echter onvoldoende getoetst aan nog uit te voeren modelproeven.

HOOFDSTUK 10

LITERATUUR

- 1] ITL-Memo no. 116 , bewerkt door Ir. N.B.J. Weyland
Uitgave door de vakgroep Transmissie van Informatie
TUD (dd. Technische Hogeschool Delft), 23 october 1984
- 2] G. Einarsson
Address Assignment for a Time-Frequency-Coded,
Spread-Spectrum System
The Bell System Technical Journal, vol. 59, no. 7, 1980
- 3] Wireless Microphones and Reporter Sets.
RF-Transmission Technique.
West Germany, 1984, Sennheiser Electronic Kg.
- 4] Wireless transmission system for the UHF-range
West Germany, 1983, Sennheiser Electronic KG
- 5] K. Sam Shanmugam
Digital and Analog Communication Systems
New York, John Wiley Sons, 1979

- 61 A.A.M. Saleh, R.A. Valenzuela
A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation
IEEE Journal on Selected Areas in Communications,
vol. SAC-5, no. 2, 1987

- 71 S.E. Alexander
Radio Propagation Within Buildings at 900 MHz
Electronics Letters, vol. 18, no. 21, 1982

- 81 R.H. Clarke
A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception
The Bell Technical Journal, no. 47, 1968

- 91 W.C.Y. Lee
Mobile Communications Engineering
McGraw-Hill Book Company, 1982

- 101 D.M.J. Devasirvatham
Time Delay Spread and Signal Level Measurements of 850 MHz
Radio Waves in Building Environments
IEEE Trans. on Antennas and Propag., vol. AP-34, no. 11, 1986

- 111 D.M.J. Devasirvatham
Time Delay Spread Measurements of Wideband Radio Signals
within a Building
Electronics Letters, vol. 20, no. 23, 1984

- 121 R.W. Lorenz
Zeit- und Frequenzabhängigkeit der Übertragungsfunktion
eines Funkkanals bei Mehrwegeausbreitung mit besonderer
Berücksichtigung des Mobilfunkkanals 1985
Zeitschrift für Ausbildung und Fortbildung, vol.39, no. 4

- 13] J.W. Winters, Y.S. Yeh
On the Performance of Wideband Digital Radio
Transmissions Within Buildings Using Diversity
GLOBECOM'85, IEEE Global Telecomm. Conference 85/CH2190-7
- 14] P.A. Bello, B.D. Nelin
The Influence of Fading Spectrum on the Binary Error
Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent
Matched Filter Receivers
IRE Trans. on Communication Systems, vol CS-10, Mar. 1962
- 15] P.A. Bello, B.D. Nelin
The Effect of Frequency Selective Fading on the Binary
Error Probabilities of Incoherent and Differentially
Coherent Matched Filter Receivers
IEEE Trans. on Communication Systems, vol CS-10, June 1962
- 16] W.C.Jr. Jakes
Microwave Mobile Communications
New York, John Wiley Sons, 1974
- 17] P. Prapinmongkolkarn, N. Morinaga, T. Namekawa
Performance of Digital FM Systems in a Fading Environment
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, vol AES-10,
no. 5, 1974
- 18] Harry L. van Trees
Detection, Estimation, and Modulation Theory /Part 1
New York, John Wiley Sons, 1968
- 19] R.W. Nettleton, G.R. Cooper
Performance of a Frequency-Hopped Differentially Modulated
Spread-Spectrum Receiver in a Rayleigh Fading Channel
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol VT-30, no. 1, 1981

- 20] P.S. Henry
Spectrum Efficiency of a Frequency-Hopped-DPSK
Spread-Spectrum Mobile Radio System
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-28, no. 4, 1979
- 21] B.G. Haskell
Computer Simulations on Frequency Hopped MFSK Mobile Radio-
Noiseless Case
IEEE Trans. on Communications, vol. COM-29, no. 2, 1981
- 22] O.C. Yue
Spread Spectrum Mobile Radio, 1977-1982
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-32, no. 1, 1983
- 23] H.E. Rowe
Bounds on the Number of Signals with Restricted Cross
Correlation
IEEE Trans. on Communications, vol COM-30, no. 5, 1982
- 24] G.R. Cooper, R.W. Nettleton
A Spread-Spectrum Technique for High-Capacity Mobile
Communications
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-27, no. 4, 1978
- 25] D. Muilwijk
Tamed Frequency Modulation - a bandwidth-saving digital
modulation method, suited for mobile radio
Philips Telecommunication Review, vol 37, no. 1, 1979
- 26] A.J. Viterbi J.K. Omura
Principes des communications numeriques.
Paris, 1982, Bordas et CNET-ENST.

- 27] I.S. Reed
"k"th-Order Near-Orthogonal Codes
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-17, january 1971
- 28] Propagation Influences on Digital Transmission Systems :
Problem and Solutions
AGARD Conference Proceedings No.363, Okt. 1984
- 29] Floyd. M. Gardner
Carrier and Clock Synchronisation for TDMA Digital
Communications
ESA TM-169 (ESTEC), Palo Alto, California USA, Dec. 1976
- 30] H.E. Rowe
Bounds on the Number of Users in Spread-Spectrum Systems
IEEE Proc. Nat. Telecommun. Conf., Nov. 30 - Dec. 4, 1980
- 31] J.Y.N. Hui
Throughput Analysis for Code Division Multiple Accessing
of the Spread Spectrum Channel
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-33, no. 3, 1984
- 32] A.J. Viterbi
A Processing Satellite Transponder for Multiple Access
by Low-Rate Mobile Users
Digital Sat. Commun. Conf., Montreal, Oct 23-25, 1978
- 33] M. Kavehrad
Performance of Nondiversity Receivers for Spread Spectrum
in Indoor Wireless Communications.
ATT Technical Journal, vol. 64, no. 6, 1985

- 34] G.L. Turin
The Effects of Multipath and Fading on the Performance of
Direct-Sequence CDMA Systems
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-33, no. 3, 1984
- 35] C.L. Weber, G.K. Huth, B.H. Batson
Performance Considerations of Code Division Multiple-Access
Systems
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-30, no. 1, 1981
- 36] O.C. Yue
Maximum Likelihood Combining for Noncoherent and Differentially
Coherent Frequency-Hopping Multiple-Access Systems
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-28, no. 4, 1982
- 37] J.E. Blanchard
A Slow Frequency Hopping Technique That Is Robust To
Repeat Jamming
MILCOM'82, IEEE Military Commun. Conf., Bedford MA, 1982
- 38] J.E. Blanchard
Performance of M-ary FSK/FH against Optimum Multitone Jamming
IEEE Int. Comm. Conf., Philadelphia, June 1982, 0536-1486/82
- 39] G. Niyonizeye, M. Lecours, H.T. Huynh
Address Assignment in a Multiple Access FH-FSK System
for Mobile Radio Communication
IEEE Int. Comm. Conf., Philadelphia, June 1982, 0536-1486/82
- 40] G. Niyonizeye, M. Lecours, T.H. Huynh
Mutual Interference in a Binary FH-FSK Spread Spectrum
System for Mobile Radio
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-34, no. 1, 1985

- 41] J.E. Weiselthier, A. Ephremides
Discrimination Against Partially Overlapping Interference-Its
Effect on Throughput in Frequency-Hopped Multiple Channels
IEEE Trans. on Communications, vol COM-34, no. 2, 1986
- 42] D.J. Torrieri
Frequency Hopping with Multiple Frequency-Shift Keying
and Hard Decisions
IEEE Trans. on Communications, vol. COM-32, no. 5, 1984
- 43] E.A. Geraniotis, M.B. Pursley
Error Probability Bounds for Slow-Frequency-Hopped Spread-
Spectrum Multiple-Access Communications over Fading Channels
IEEE Int. Comm. Conf., 0536-1486/81
- 44] T.C. Huang, L. Yen
Error Probability of a Noncoherent MFSK/FH Receiver in the
Presence of Interference and Gaussian Noise
MILCOM'82, IEEE Military Communications Conference 1982
- 45] D. Avidor, J. Omura
Analysis of FH/MFSK System in Non-Uniform Rayleigh Fading
Channels
MILCOM'82, IEEE Military Communications Conference 1982
- 46] Y.K. Kim, L.E. Miller, J.S. Lee
The Exact Performance Analysis of Two Types of Adaptive
Receivers for Multi-Hops Per Symbol FH/MFSK Systems in
Partial-Band Noise Jamming and System Thermal Noise
GLOBECOM'83, IEEE Global Telecommun. Conf., San Diego CA, 1983
- 47] J.S. Lee, L.E. Miller, R.H. French
The Analysis of Uncoded Performances for Certain ECCM Receiver
Design Strategies for Multihops/Symbol FH/MFSK Waveforms
IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. SAC-3,
no. 5, 1985

- 481 O.C. Yue
Hard-Limited Versus Linear Combining for Frequency-Hopped Multiple-Access Systems in a Rayleigh Fading Environment
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-30, no. 1, 1982
- 491 R. Agustí, G. Junyent
Performance of a FH Multilevel FSK for Mobile Radio in the Presence of Nonsynchronous Users
IEEE Int. Comm. Conf., Philadelphia, June 1982, 0536-1486/82
- 501 G. Einarsson
Coding for a Multiple-Access Frequency-Hopping System
IEEE Trans. on Communications, vol. COM-32, no.5, 1984
- 511 R. Singh, A.K. Elhakeem, S.C. Gupta
Hybrid Diversities in a Spread Spectrum Mobile Communication System
IEEE Int. Comm. Conf., Philadelphia, June 1982, 0536-1486/82
- 521 D.J. Goodman, P.S. Henry, V.K. Prabhu
Frequency-Hopped Multilevel FSK for Mobile Radio
The Bell System Technical Journal, vol. 59, no. 7, 1980
- 531 C.M. Keller, M.B. Pursley
Diversity combining for frequency-hop spread-spectrum communications with partial-band interference
MILCOM'84, IEEE Milit. Commun. Conf., Okt. 1984
- 541 F.F. El-Wailly, D.J. Costello Jr
Approximate Maximum Likelihood Decoding for a Coded System with Pulse Jamming
MILCOM'82, IEEE Proc. Milit. Commun. Conf. okt 1984

- 55] U. Timor
Improved Decoding Scheme for Frequentie-Hopped
Multilevel FSK System
The Bell System Technical Journal, vol. 59, no. 10, 1980
- 56] U. Timor
Multistage Decoding of Frequency-Hopped FSK System
The Bell System Technical Journal, vol. 60, no. 4, 1981
- 57] T.P. McGree
Signal Sets with Optimal Correlation Properties
MILCOM'83, IEEE Military Commun. Conf., Arlington VA, 1983
- 58] M.B. Pursley, W.E. Stark
Antijam capability of frequency-hop spread-spectrum
with Reed-Solomon coding
MILCOM'83, IEEE Mil. Commun. Conf., Oct. 1983
- 59] M.B. Pursley, W.E. Stark
Performance of Reed-Solomon Coded Frequency-Hop
Spread-Spectrum Communications in Partial-Band Interference
IEEE Trans. on Comm., vol COM-33, no 8, August 1985
- 60] W.E. Stark
Coding for Frequency-Hopped Spread-Spectrum Communications
with Partial-Band Interference - Part II : Coded Performance
IEEE Trans. on Comm., vol COM-33, no. 10, October 1985
- 61] A.J. Viterbi
A robust ratio-threshold technique to mitigate tone and
partial-band jamming in coded MFSK systems
MILCOM'82, IEEE Milit. Commun. Conf., Okt. 1982

- 62] L.S. Metzger, D.M. Boroson, J.J. Uhman Jr, I. Kalet
Receiver Windowing for FDM MFSK Signals
IEEE Trans. on communications, vol. COM-27, no 10, oct. 1979
- 63] L.R. Welch
Lower Bounds on the Maximum Cross Correlation of Signals
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-20, no. 3, 1974
- 64] J.E. Mazo
Some Theoretical Observations on Spread-Spectrum Communications
The Bell System Technical Journal, vol. 58, no. 9, 1979
- 65] T.P. McGree, G.R. Cooper
Upper Bounds and Construction Techniques for Signal Sets
with Constrained Synchronous Correlation and Specified
Time-Bandwidth Product
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-30, no. 2, 1984
- 66] Elwyn R. Berlekamp (Edited by)
The Development of Coding Theory (Key Papers in)
IEEE Press USA, 1974
- 67] S.W. Golomb, E.C. Posner
Rook Domains, Latin Squares, Affine Planes, and
Error-Distributing Codes
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-10, July, 1964
- 68] R.C. Singleton
Maximum Distance Q-Nary Codes
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-10, April, 1964

- 69] Jacobus H. van Lint
Coding Theory, Lecture Notes in Mathematics
Springer-Verlag Berlin . Heidelberg . New York 1973
- 70] T.J. Healy
Coding and Decoding for Code Division Multiple User
Communication Systems
IEEE Trans. on Communications, vol. COM-33, no. 4, 1985
- 71] R.M. Mersereau, T.S. Seay
Multiple Access Frequency Hopping Patterns with Low Ambiguity
IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-17,
no. 4, 1981
- 72] T.S. Seay
Hopping Patterns for Bounded Mutual Interference
in Frequency Hopping Multiple Access
MILCOM'82, IEEE Military Communications Conference, 1982
- 73] D.S. Sarwate
Bounds on Crosscorrelation and Autocorrelation of Sequences
IEEE Trans. on Information Theory, vol. IT-25, no. 6, 1979
- 74] R. Muammar, S.C. Gupta
Performance of a Frequency-Hopped Multilevel FSK Spread-
Spectrum Receiver in a Rayleigh and Lognormal-Shadowing Channel
IEEE Int. Comm. Conf., Philadelphia, June 1982, 0536-1486/82
- 75] R. Viswanathan, S.C. Gupta
Performance Comparison of Likelihood, Hard-Limited,
and Linear Combining Receivers for
FH-MFSK Mobile Radio-Base-to-Mobile Transmission
IEEE Trans. on Communications, vol. COM-31, no. 5, 1983

- 76] J.E. Savage
Some Simple Self-Synchronizing Digital Data Scramblers
The Bell Technical Journal, no. 46, 1967
- 77] Phase Lock Loop
Samenvatting van de postacademische cursus
Samengesteld door de vakgroepen Elektronische Techniek
en Elektronica, TUD (dd. THD), 17 januari 1980
- 78] Ir. J.H.M. Klooster
Kollegediktaat Pulselektronika, uitg. augustus 1977
Vakgroep Elektronische Techniek, TUD (dd. THD)
- 79] Prof. Dr. C.B. van Haerlingen
Kramer Woordenboeken Nederlands, negentiende druk
Elsevier/Meulenhof Educatief Amsterdam
- 80] Kollegediktaat Signaaltransmissie a.c. , uitgave 1978
Vakgroep Telecommunicatie- en Verkeersbegeleidingssystemen
TUD (dd. THD)

HOOFDSTUK 11

OVERIGE BRONNEN

- a) ir. R.C. den Dulk
T.U.D. afd: Elektrotechniek,
Vakgroep Elektronische Techniek
- b) K. Westendorp
AMPCO HOLLAND b.v. afd: Ampco Sound Lab.
- c) A.E.S. 77th Convention
Audio Engineering Society, inc.
maart 1985 te Hamburg.
- d) Dipl. Ing. A. Fritz
A.K.G. acoustics, afd: Product Marketing Management.
- e) R.J. Steens
N.O.S. afd: Onderzoek en ontwikkeling.
- f) Sennheiser Nederland
distributeur : Konica, Amsterdam Z.O.
tel. 020-978701

HOOFDSTUK 12

APPENDICES

INHOUD :

- A) Theoretische beschouwingen t.a.v. optimale FH-codering.
- B) De methode van Einarsson.
- C) Merknamen van bestaande analoge FM systemen.
- D) De specificaties van twee SHURE microfoons :
 - een populaire podium-microfoon 588 SB
 - een professionele studio-microfoon SM63
- E) De specificaties van drie verkrijgbare draadloze brede-band FM microfoon systemen :
 - AKG T 185 W
 - Micron 101/102
 - SENNHEISER SKM 4031 / EME 1036 TV

De specificaties van de SENNHEISER EM 1012 ontvanger zijn toegevoegd ter illustratie van het effect van de 2 : 1 ln-companding.
- F) Uitwerking maximum likelihood detector.
- G) Systeem opstelling voor UHF 2-channel diversity.
- H) Prijslijst van MICRON.
- I) De benodigde CNR voor de in appendix E gespecificeerde analoge brede-band FM systemen.
- E) CPDM versus PCM door R.W. Adams.

APPENDIX A

THEORETISCHE BESCHOUWINGEN t.a.v. OPTIMALE FH-CODERING

Deze bijlage bestaat uit drie gedeelten. In het eerste gedeelte wordt de "Welch's Bound" afgeleid, een grens vergelijking tussen het toelaatbare kruisvermogen en het aantal bijna-orthogonale dragers. In het tweede gedeelte wordt vanuit deze algemene vergelijking een mathematische grens uitgewerkt, de "Plotkin Bound", die geldt indien per tijdslot een binaire beslissing wordt genomen. Hierbij wordt van een optimale verzameling van chip-reeksen uitgegaan. Elk willekeurig paar verschillende chip-reeksen wordt gekenmerkt door een aantal van ten hoogste c samenvallende chips of "coincidents". Teneinde een bepaalde Hamming-distance te kunnen garanderen, wordt de samenhang bestudeerd tussen de praktisch mogelijke reekslengte en het maximale aantal chip-reeksen, wat tot een optimale verzameling kan behoren. Grotere afstanden tussen de chip-reeksen zijn mogelijk, als men met een verzameling van een geringer aantal reeksen genoeg neemt. In het derde gedeelte wordt een constructieve grens, de "Singleton Bound" behandeld, en wordt aangegeven hoe een optimale verzameling reeksen kan worden opgesteld, en hoe deze optimale verzameling kan worden verdeeld in een aantal gebruikers-bibliotheken. Een speciale verdeling, de methode van Einarsson, wordt in appendix B behandeld.

Uitgaande van de Gram-Schmidt orthogonalisatie kunnen, analoog aan de $A \times L$ matrix notatie, de chip-reeksen worden gepresenteerd als frequentie-hoppende dragers of vectoren met complexe kentallen. De grootheden A en L worden gekozen zoals op blz 5-3 is aangegeven. Als de fase-invloed wordt geelimineerd, kiest men de kentallen uit een verzameling integers, isomorf aan de verzameling van Q mogelijke frequentie-slots, waarvan de zenders gebruik kunnen maken :

$$\{ f_0 + 1/T_s, f_0 + 2/T_s, \dots, f_0 + Q/T_s \} \quad (A.1)$$

Elke gebruiker u wordt voorzien van een bibliotheek bestaande uit een aantal van A vectoren $\underline{v}_a^u$.

Elk van deze vectoren representeert een reeks van L opeenvolgende chips.

Alle chips hebben een energie-inhoud gelijk aan 1.

$$|(\underline{v}_a^u \cdot \underline{v}_a^u)| = L \quad (\text{A.2})$$

met $u = 1, 2, 3, \dots, M$

met $a = 1, 2, 3, \dots, A$

Als interferentie-maat definiëren we de correlatie functie als het genormeerde inwendige product van twee vectoren $\underline{v}_a^u$ en $\underline{v}_{a'}^{u'}$:

$$C_{\underline{v}_a^u \underline{v}_{a'}^{u'}} = (\underline{v}_a^u \cdot \underline{v}_{a'}^{u'}) / L \quad (\text{A.3})$$

In het eerste gedeelte van deze beschouwingen gaan we uit van één vector per gebruiker, dus $A = 1$.

In een $D = A \cdot L$ -dimensionale ruimte kunnen maximaal $w = A$ orthogonale vectoren $\underline{v}^u$ worden gevormd en geldt :

$$\sum_{u=1}^w \sum_{u'=1}^w (\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{u'}) = A \cdot L = w^2 L^2 / D \quad (\text{A.4})$$

Voor een aantal van $w > A$ bijna-orthogonale vectoren geldt voor de sommatie van inwendige producten :

$$\sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w |(\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{\acute{u}})|^s \geq w^2 L^2 / D \quad (\text{A.5})$$

met $s = 1, 2, 3, \dots$

Er kan ook een bovengrens worden geformuleerd :

Men definieert een correlatie-limiet $C_{\max}$ als

$$C_{\max} = \max_{\text{alle } u \neq \acute{u}} |C_{\underline{v}^u \underline{v}^{\acute{u}}}| \quad (\text{A.6a})$$

Het aantal variaties van 2 uit w is $2 \cdot \binom{w}{2} = w(w-1)$ zodat het theorema der inwendige producten geschreven kan worden als :

$$\sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w |C_{\underline{v}^u \underline{v}^{\acute{u}}}|^s \leq w(w-1) \cdot C_{\max}^s + w \quad (\text{A.6b})$$

en met (A.3) luidt de bovengrens : (A.6c)

$$\sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w |(\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{\acute{u}})|^s \leq w(w-1) \cdot C_{\max}^s \cdot L^s + w \cdot L^s$$

Voor de sommatie van alle inwendige producten kunnen de twee vergelijkingen (A.5) en (A.6c) samengevoegd worden tot :

(A.7)

$$w^2 L^2 / D \leq \sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w |(\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{\acute{u}})|^s \leq w(w-1) \cdot C_{\max}^s \cdot L^s + w \cdot L^s$$

Men kan nu de vraag stellen, tot welke mate het kruisvermogen $C_{\max}^2$ kan worden beperkt, gegeven een aantal van w bijna-orthogonale eenheidsvectoren met $L=1$, in een D -dimensionale vectorruimte.

Welch beantwoorde deze vraag [63].

Vanuit vergelijking (A.7) met $s=2$ volgt de grens van Welch, "Welch's Bound :

$$\frac{w-1}{D-1} \leq \frac{1}{1 - C_{\max}^2 \cdot D} \quad (\text{A.8})$$

Rowe verruimde deze (tweede moment) benadering voor $L>1$, door uit te gaan van het lineaire combineren en van een interferentie met een Gaussisch karakter en een gemiddelde nul [23].

$$w^2 L^2 / D \leq \sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w (\underline{V}^u \cdot \underline{V}^{\acute{u}})^2 \leq w(w-1) \cdot C_{\max}^2 \cdot L^2 + w \cdot L^2 \quad (\text{A.9})$$

Mazo analyseerde de consequenties van deze Gaussische benadering [64].

McGree toonde aan dat de gelijkttekens in de vergelijking (A.9) van Rowe geldig worden voor bepaalde klassen van poly-fase codes,

Frank-Zadoff-Chu reeksen [57, 65].

Indien niet-lineair gecombineerd wordt en per tijdslot een binaire beslissing over het wel of niet ontvangen van de chips wordt genomen, heeft de sommatie niet meer de vorm van een vermogens-optelling.

Indien van binaire intergratie gebruik wordt gemaakt is vergelijking (A.7) geldig voor $s=1$, en wordt afgeleid :

(A.10)

$$w^2 L^2 / D \leq \sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w (\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{\acute{u}}) \leq w(w-1) \cdot C_{\max} \cdot L + w \cdot L$$

In de bovenstaande ongelijkheid vertegenwoordigt de integere waarde $c = C_{\max} \cdot L$ het maximale aantal samenvallende chips (pairwise hits, coincidents) tussen twee verschillende (frame-synchrone) chip-reeksen.

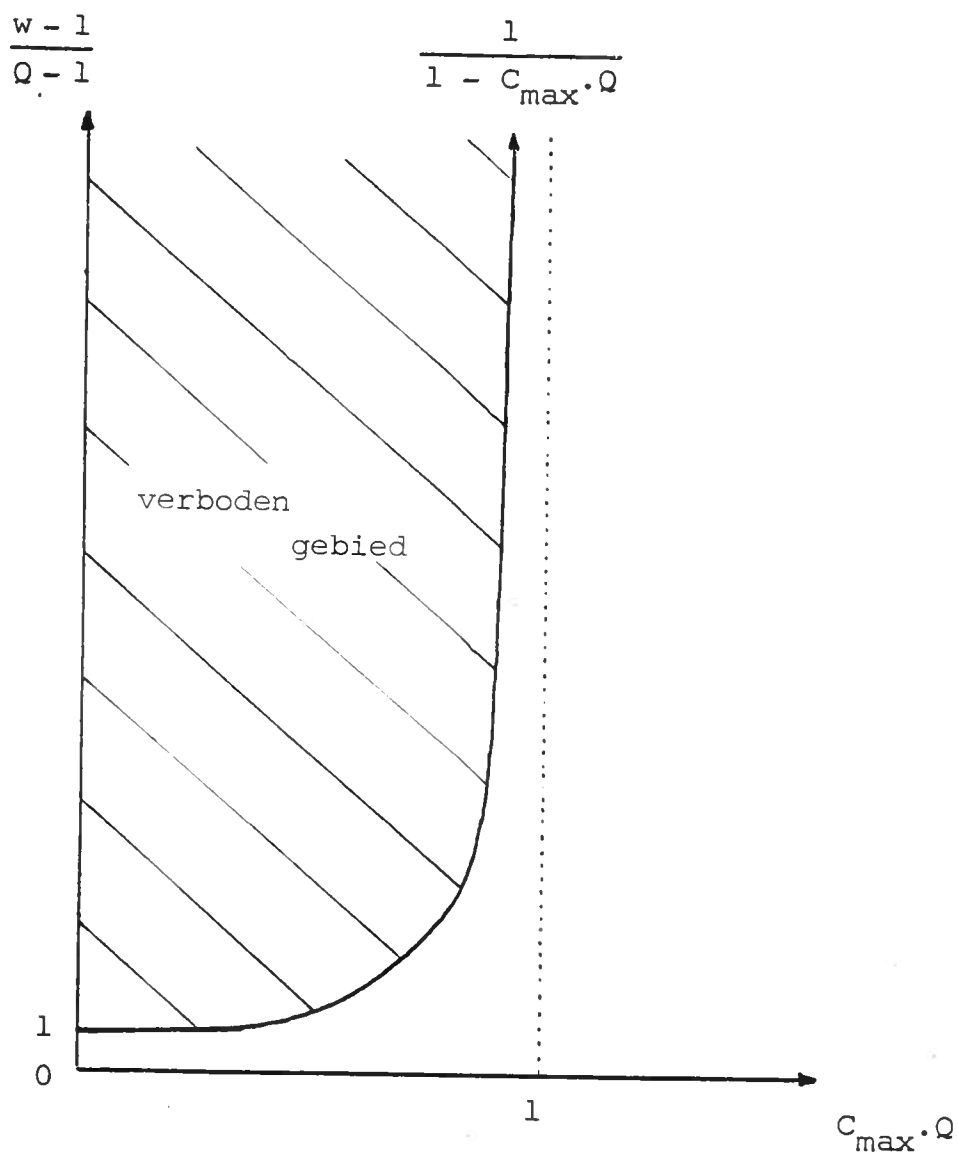
De "Hamming-distance" geeft aan in hoeveel posities twee chip-reeksen verschillen, de maximale afstand bedraagt L .

De minimum Hamming-distance $d_{\min}$ tussen de w verschillende chip-reeksen kan worden uitgedrukt als :

$$d_{\min} = L \cdot (1 - C_{\max}) = L - c \quad (A.11)$$

Afleiding van vergelijking (A.10) :

Het rechter gedeelte van de bovenstaande ongelijkheid vindt men eenvoudig door inspectie, en met behulp van (A.2) en (A.6).



$$w^2 L^2 / D \leq \sum_{u=1}^w \sum_{\acute{u}=1}^w (\underline{v}^u \cdot \underline{v}^{\acute{u}}) \leq w(w-1) \cdot C_{\max} \cdot L + w \cdot L$$

kan worden vereenvoudigd tot

$$\frac{w-1}{Q-1} \leq \frac{1}{1 - C_{\max} \cdot Q}$$

Hoe groter de maximaal toelaatbare correlatie tussen de vectoren, des te meer vectoren mogelijk zijn.

Voor het linker gedeelte van de grensvergelijking (A.10) moge het duidelijk zijn, dat altijd een optimale situatie wordt verkregen, bij het vormen van een verzameling chip-reeksen, indien van elke chip precies even vaak gebruik wordt gemaakt.

Per tijdslot kan men kiezen uit een aantal van $A = Q$ verschillende chip-frequenties. Voor een willekeurige chip Z_{qh} geldt dat van de w chip-reeksen er een aantal van w/Q gebruik maken van deze chip. Er zijn dus $(w/Q)^2$ variaties van 2 uit w chip-reeksen die in de chip Z_{qh} interfereren. Sommeren over het totale aantal van $Q \cdot L$ verschillende chips geeft een minimum aantal interferenties van $(w/Q)^2 \cdot Q \cdot L = w^2 L^2 / D$

De ongelijkheid (A.10) kan zoals (A.8) worden geschreven :

$$\frac{w - 1}{Q - 1} \leq \frac{1}{1 - C_{\max} \cdot Q} \quad (\text{A.12})$$

Optimale verzameling :

(maximum distance separable or MDS code)

We definiëren de optimale verzameling als een verzameling van een zo groot mogelijk aantal verschillende vectoren, chip-reeksen, waarvoor een Hamming-distance $d \geq d_{\min} = L - c$ kan worden gegarandeerd (volgens Sloane [66]).

Stelling I

Niet meer dan een aantal van $w = Q^{c+1}$ verschillende vectoren $\underline{v}^u$ kunnen deel uitmaken van een optimale verzameling, uitgaande van Q frequentie-slotsen.

Bewijs :

Voldoende bewijs vormt de bepaling van het maximaal mogelijke aantal vectoren $\underline{v}^u$, waarvoor $d_{\min} = 1$. Dit komt overeen met een minimale chip-reeks-lengte $L = c + 1$. Dat dit voldoende is valt af te leiden uit (A.5) : het mogelijke aantal bijna-orthogonale vectoren zal nooit groeien voor toenemende lengten. Door Hamming wordt de omvang van de deelverzameling van die vectoren, die in 0 t/m $L - c$ kentallen verschillen van een bepaalde referentie-vector, gegeven als [66] :

$$N(L, L-c) = \sum_{i=0}^{L-c} \binom{L}{i} \cdot (Q-1)^i \quad (\text{A.13})$$

Een bovengrens voor de optimale verzameling vormt de verzameling van die vectoren, die in ten hoogste c kentallen samenvallen met een bepaalde referentie-vector :

$$w \leq Q^L - N(L, L-c) = \sum_{k=0}^{c+1} \binom{L}{k} \cdot (Q-1)^{L-k} \quad (\text{A.14})$$

Invullen van de minimum chip-reeks-lengte
 $L = c + 1$ in (A.14) geeft het binomium van
 Newton, waarmee het bewijs geleverd is :

$$w = \sum_{k=0}^{c+1} \binom{c+1}{k} \cdot (Q-1)^{c+1-k} = Q^{c+1}$$

q.e.d.

Stelling II

- A) Voor een optimale verzameling van $w = Q^2$
 chip-reeksen ($c=1$, one-coincident) geldt een
 maximale chip-reeks-lengte van $L = Q + 1$.
 Bij deze maximale reeks-lengte wordt voldaan
 aan :

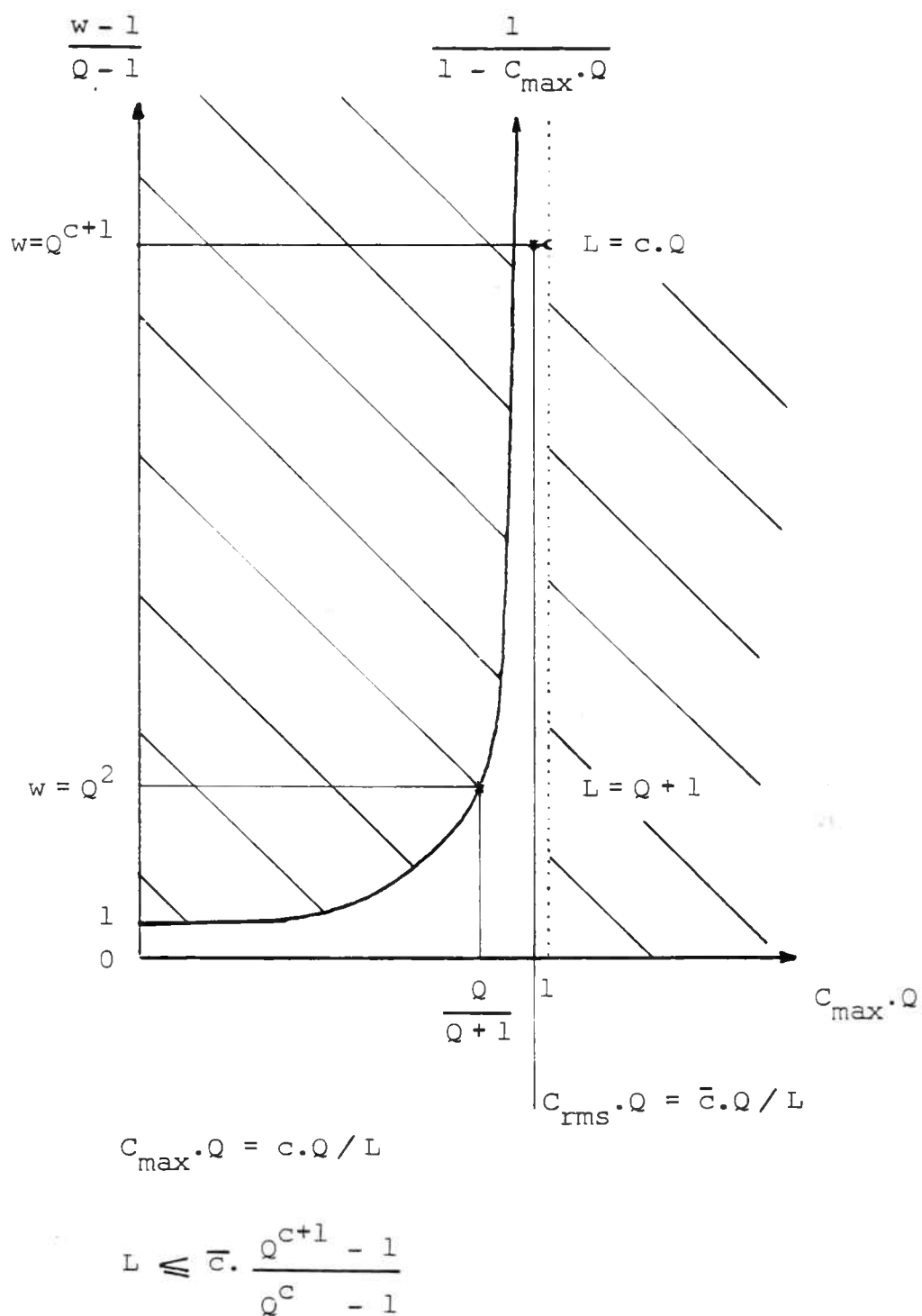
$$\text{alle } \underline{u} \neq \underline{u}' \quad (\underline{v}^{\underline{u}} \cdot \underline{v}^{\underline{u}'}) = 1$$

- B) Voor een optimale verzameling van $w = Q^{c+1}$
 chip-reeksen ($c > 1$, c-coincident) kan een
 maximale chip-reeks-lengte van $L = c \cdot Q$ worden
 afgeleid. Bij deze maximale reeks-lengte
 geldt :

$$\text{niet alle } \underline{u} \neq \underline{u}' \quad (\underline{v}^{\underline{u}} \cdot \underline{v}^{\underline{u}'}) = c$$

Met andere woorden, er zijn paren waarvoor
 geldt :

$$(\underline{v}^{\underline{u}} \cdot \underline{v}^{\underline{u}'}) < c$$



Bewijs :

Uit vergelijking (A.10) kan worden afgeleid :

$$w.(w/Q - 1).L \leq \prod_{u \neq \acute{u}}^w \prod^w (\underline{v}^u . \underline{v}^{\acute{u}}) \leq w.(w-1).c \quad (A.15)$$

Met $w = Q^{c+1}$ chip-reeksen worden de gelijkttekens in deze vergelijking (A.15) alleen geldig voor $c = 1$.

Indien voor tenminste één paar verschillende reeksen geldt $(\underline{v}^u . \underline{v}^{\acute{u}}) \neq c$ kan worden afgeleid :

$$Q < \frac{Q^{c+1} - 1}{Q^c - 1} = \frac{Q^c + Q^{c-1} + \dots + Q + 1}{Q^{c-1} + Q^{c-2} + \dots + Q + 1} < Q + 1$$

q.e.d.

Uitgaande van definitie (A.6a) kunnen in vergelijking (A.15) geen gelijkttekens voor $c > 1$ worden gevonden, dit verandert echter indien een gemiddeld aantal samenvallende chips $\bar{c} = C_{rms}.L$ wordt gedefinieerd, zodat :

$$w.(w/Q - 1).L = \prod_{u \neq \acute{u}}^w \prod^w (\underline{v}^u . \underline{v}^{\acute{u}}) = w.(w-1).\bar{c} \quad (A.16)$$

Een algemene grens voor de maximale chip-reeks-lengte is dan :

$$L \leq \bar{c} . \frac{Q^{c+1} - 1}{Q^c - 1} \quad (A.17)$$

met $\bar{c} \leq c$

De algemene grensvergelijking (A.17) voor de maximale chip-reeks-lengte moet worden geïnterpreteerd als de niet-binaire Q -ary vorm van de Plotkin Bound [66].

Een (n,k) code over $GF(Q)$ is een k -dimensionale deelruimte van de vectorruimte die alle vectoren van n kentallen gekozen uit $GF(Q)$ bevat.

$GF(Q)$ is een eindig veld van Q elementen.

De deelruimte bevat $w = Q^k$ codewoorden.

Voor het gemak zullen we de (n,k) code notatie adopteren en definiëren we de vectorruimte als een $c+1$ -dimensionale lineaire $(L,c+1)$ code ruimte. De optimale verzameling van $w = Q^2$ reeksen, waarvan elk paar één samenvallende chip vertoont, volgens stelling II A, wordt dan geschreven als $(Q+1,2)$ code.

Dat deze optimale verzameling $(Q+1,2)$ kan worden gevormd voor de waarden $Q = 2,3,4,5,7,8$ werd al in 1963 aangegeven door Golomb en Posner [67].

Zij beschrijven deze optimale verzameling met behulp van $Q-1$ paarsgewijs onderling orthogonale latijnse vierkanten (latin squares).

Latijnse vierkanten :

- A) Een latijns vierkant wordt gekenmerkt doordat elk van de Q elementen uit het alfabet in elke rij en elke kolom precies éénmaal voorkomt.
- Q heet de orde van het vierkant.

B) Een koppel is een paar, in twee vierkanten gelijk geplaatste, kentallen. Men spreekt van twee orthogonale latijnse vierkanten, wanneer geen enkel koppel gelijk is aan een willekeurig ander koppel.

Een voorbeeld voor $Q = 5$:

(A.18)

	1	2	3	4	5		1	2	3	4	5		1	2	3	4	5		1	2	3	4	5
1	1	2	3	4	5	1	2	4	1	3	5	1	3	2	1	5	4	1	4	2	5	3	1
2	2	3	4	5	1	2	3	5	2	4	1	2	4	3	2	1	5	2	5	3	1	4	2
3	3	4	5	1	2	3	4	1	3	5	2	3	5	4	3	2	1	3	1	4	2	5	3
4	4	5	1	2	3	4	5	2	4	1	3	4	1	5	4	3	2	4	2	5	3	1	4
5	5	1	2	3	4	5	1	3	5	2	4	5	2	1	5	4	3	5	3	1	4	2	5

De optimale verzameling reeksen $(Q+1,2)$ wordt afgeleid uit de $Q-1$ orthogonale latijnse vierkanten via het code-recept : rij-index, kolom-index, eerste l.v. kental, tweede l.v. kental, enz. Elke andere volgorde is ook mogelijk.

111 234	212 345	313 451	414 512	515 123
122 422	223 533	324 144	425 255	521 311
133 115	234 221	335 332	431 443	532 554
144 353	245 414	341 525	442 131	543 242
155 541	251 152	352 213	453 324	554 435

Stelling III

De optimale verzamelingen $(Q+1,2)$, $(Q,2)$ en $(Q-1,2)$ bestaan alleen wanneer er $Q-1$ paarsgewijs onderling orthogonale vierkanten kunnen worden gevormd.

Bewijs :

De code reeksen, behorende tot de optimale verzameling $(Q+1,2)$, kunnen altijd op meerdere wijzen worden ingekort, zodanig dat een even grote verzameling kortere reeksen ontstaat, door het weglaten van de rij-index of/en kolom-index of/en één of meerdere latijnse vierkanten. Met behulp van het beginsel van de volledige inductie kan het gestelde dus worden afgeleid. Zie ook [68].

q.e.d.

Gevolg :

Het beschreven eliminatie proces kan worden voortgezet totdat de "optimale" verzameling $(2,2)$, van $w = Q^2$ reeksen met de minimum reeks-lengte $L = 2$, resulteert. Deze verzameling kan voor elke (positieve integere) waarde voor Q worden gevormd.

De verzameling $(3,2)$ bestaat voor elke waarde van Q , immers één latijns vierkant kan altijd worden gevormd.

De verzameling $(4,2)$ kan voor elke waarde van Q , behalve $Q = 6$ worden gevormd. Men heeft aangetoond dat voor elke integere waarde van Q , behalve $Q = 6$, tenminste één paar orthogonale latijnse vierkanten opgesteld kan worden (priem-vierkanten) [67]. Zie ook note 6 in [68].

Stelling IV

Alleen dan wanneer Q gelijk is aan een priemgetal, of wanneer Q gelijk is aan een hogere macht van een priemgetal, kunnen er $Q-1$ paarsgewijs onderling orthogonale latijnse vierkanten worden opgesteld.

Verklaring :

1. Dat er $Q-1$ orthogonale vierkanten kunnen worden gevormd wanneer Q gelijk is aan een priemgetal is aannemelijk :

Uitgaande van een vaste volgorde van $Q-1$ vierkanten, kan het voorkomen van een bepaald element op een plaats in de vierkanten worden beschreven als een binaire code met woordlengte $L = Q-1$ over $GF(2)$. Bij elk van de Q elementen behoort een gescheiden verzameling van Q^2 code-woorden, gekenmerkt doordat op elk van de $Q-1$ posities in de code zich precies Q maal een één bevindt. Dit komt neer op een gemiddeld gewicht per woord van $(Q-1)/Q$.

Omdat elke deelverzameling, gekenmerkt doordat op bepaalde posities énen staan, een voor elk element verschillende affine ruimte vertegenwoordigd, volgt dat de verzameling van code-woorden, die in $1 \leq t \leq Q-1$ posities van nul verschillen, deelbaar moet zijn door Q .

$$\left(\sum_{k=1}^{Q-1} \binom{Q-1}{k} \right) / Q = (2^{Q-1} - 1) / Q = \text{integer} ?$$

Bekend uit de wiskunde is dat $2^Q - 2$ deelbaar is door Q , enkel en alleen wanneer Q gelijk is aan een priemgetal.

2. Dat er $Q - 1$ orthogonale vierkanten kunnen worden gevormd wanneer Q gelijk is aan een macht van een priemgetal is afgeleid in de duale code-ruimte. Als de optimale duale $(Q+1, Q-1)$ code bestaat zal ook de gezochte optimale $(Q+1, 2)$ code moeten bestaan.

De pariteits-controle matrix is de generator matrix van de duale code [69].

De duale $(Q+1, Q-1)$ code is een vorm van de algemene Hamming $((Q^r - 1) / (Q - 1) = n, n - r = k, 3)$ één fout corrigerende perfecte code.

Een perfecte één fout corrigerende code is alleen te realiseren voor die waarden van Q , wanneer Q een priemgetal is, of wanneer Q een hogere macht van een priemgetal is.

Tietätäien [66].

Behalve door middel van de orthogonale latijnse vierkanten, kunnen de optimale verzamelingen ook worden beschreven met behulp van de Galois Field theorie, de algebra der eindige velden.

Teneinde de optimale verzameling $(Q+1,2)$ af te leiden, wordt een pariteits-controle matrix $H = (A, -I)$ met rang $Q-1$ en $Q+1$ kolommen opgesteld. Het A gedeelte bestaat uit twee kolommen, zodanig gekozen, dat elke willekeurige keus van $d-1 = Q-1$ kolommen een onafhankelijk stelsel vormt. De gebruikelijke presentatie is :

$$H = \begin{bmatrix} 1 & f^0 & -1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & f^1 & 0 & -1 & 0 & & 0 \\ 1 & f^2 & 0 & 0 & -1 & & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ 1 & f^{Q-2} & 0 & 0 & 0 & & -1 \end{bmatrix} \quad (A.19)$$

Vanuit de matrix $H = (A, -I)$ kan een generator matrix $G = (I, A^T)$, in gereduceerde echelon vorm, worden afgeleid :

n_i, n_j uit $GF(Q)$

$$\underline{v} =: (n_i, n_j) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & & 1 \\ 1 & 0 & f^0 & f^1 & f^2 & \dots & f^{Q-2} \end{bmatrix}$$

met f het primitieve element uit $GF(Q)$

Voorbeeld van een optimale verzameling $(Q+1,2)$ van "one-coincident" reeksen voor $Q = 3$, gegenereerd met behulp van matrix G , geeft een $(4,2)$ code over $GF(3)$ met als primitief element $f = 2$.

De vermenigvuldigings- en optel-regels zijn :

x	0	1	2		+	0	1	2
0	0	0	0		0	0	1	2
1	0	1	2		1	1	2	0
2	0	2	1		2	2	0	1

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & f^0 & f^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$\underline{v} = : \begin{array}{ccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 2 & 2 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 2 & 0 & 2 & 1 & 0 & 2 \\ 0 & 2 & 2 & 2 & 1 & 2 & 0 & 1 & 2 & 2 & 1 & 0 \end{array}$$

De met behulp van de generator matrix G afgeleide optimale verzamelingen van Q^2 "one-coincident" reeksen zijn "doubly extended Reed-Solomon" codes.

De Reed-Solomon codes zijn nonbinaire cyclische BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) codes met een code-woord-lengte $L = Q - 1$.

Interessant is nu de vraag of ook optimale verzamelingen, bestaande uit een aantal van $w = Q^{c+1}$ "c-coincident" reeksen met $c > 1$, via deze lineaire code generatie methode kunnen worden afgeleid.

In tegenstelling tot de optimale verzamelingen $(Q+1, 2)$, gegeven in stelling IIA, kunnen de door stelling IIB beschreven verzamelingen $(c, Q, c+1)$ niet worden gerealiseerd. Een kleinere maximale reeks-lengte, dan die in stelling IIB, werd afgeleid door Singleton [68].

$$\text{Singleton Bound : } L \leq c + Q \quad (\text{A.20a})$$

Singleton toonde bovendien aan, voor $c \geq 2$, dat een verzameling van $w = Q^{c+1}$ reeksen, met de maximale reeks-lengte $L = c + Q$, enkel en alleen te realiseren is voor even waarden van Q .

Het bovenstaande blijkt direct uit matrix G , zie (A.19). Als Q oneven is, zal het inproduct van de twee redundantie-kolommen in matrix G gelijk zijn aan nul, en kan geen enkele kolom worden toegevoegd, zodanig, dat elke willekeurige keuze van $d - 1 = Q - 1$ kolommen een onafhankelijk stelsel vormt. Generaliseren leidt tot de "van der Monde" determinanten.

Voor de optimale verzameling van $w = Q^{c+1}$ chip-reeksen is de grootst mogelijke waarde van de minimum Hamming-distance gelijk aan :

$$d_{\min} = L_{\max} - c = Q \quad (\text{A.20b})$$

Voorbeeld van een verzameling $(c+Q, c+1)$, volgens Singleton, met $Q = 4$ en $c = 2$ geeft $(6, 3)$ over $GF(4)$ met primitief element $f = 2$.

De vermenigvuldigings- en optel-regels zijn :

x	0	1	2	3
0	0	0	0	0
$f^0 = 1$	0	1	2	3
$f^1 = 2$	0	2	3	1
$f^2 = 3$	0	3	1	2

+	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	1	0	3	2
2	2	3	0	1
3	3	2	1	0

$$\underline{y} =: (n_1, n_j, n_o) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & f^0 & f^1 & f^2 \\ 1 & 0 & 0 & f^0 & f^2 & f^4 \end{bmatrix} \quad (A.21)$$

000 000	010 123	020 231	030 312
001 111	011 032	021 320	031 203
002 222	012 301	022 013	032 130
003 333	013 210	023 102	033 021
100 132	110 011	120 303	130 220
101 023	111 100	121 212	131 331
102 310	112 233	122 121	132 002
103 201	113 322	123 030	133 113
200 213	210 330	220 022	230 101
201 302	211 221	221 133	231 010
202 031	212 112	222 200	232 323
203 120	213 003	223 311	233 232
300 321	310 202	320 110	330 033
301 230	311 313	321 001	331 122
302 103	312 020	322 332	332 211
303 012	313 131	323 223	333 300

De minimum Hamming-distance $d_{\min} = L - c$ is de afstand tussen de codewoorden en geeft aan in hoeveel posities twee chip-reeksen op z'n minst verschillen. Omdat de afstand $d_{\min}$ voor de optimale verzameling van chip-reeksen wordt gegarandeerd, kunnen een aantal van f fouten en een aantal van e uitwissingen (erasures), die eventueel optreden bij de transmissie van de kanaalsymbolen, worden gecorrigeerd. Dit is mogelijk zolang voor het aantal fouten en uitwissingen per verzonden codewoord geldt :

$$2.f + e + 1 \leq d_{\min} = L - c \quad (\text{A.22a})$$

Met een kanaalsymbool - foutkans P_s wordt, voor het "bounded - distance" decoderen van Reed - Solomon codewoorden, de kans P_w op een foutief codewoord door Torrieri benaderd als [42] :

$$P_w = \sum_{i=R+1}^{d_{\min}} (d_{\min} / L) \cdot \binom{L}{i} \cdot P_s^i \cdot (1 - P_s)^{L-i} \\ + \sum_{i=d_{\min}+1}^L (i / L) \cdot \binom{L}{i} \cdot P_s^i \cdot (1 - P_s)^{L-i}$$

R is de straal van de decodeerbare sfeer rond de codewoorden en is gelijk aan de grootste integer kleiner of gelijk aan :

$$(L - c - 1) / 2$$

(A.22b)

Vaak wordt de kans op een foutief codewoord eenvoudiger uitgedrukt als $[60]$:

$$P_w = \sum_{i=R+1}^L (i/L) \cdot \binom{L}{i} \cdot P_s^i \cdot (1 - P_s)^{L-i} \quad (\text{A.22c})$$

In het voorafgaande is gebleken dat de algemene Plotkin Bound, zoals deze uit de Welch's Bound kan worden afgeleid, alleen door de optimale verzameling van one-coincident reeksen wordt geevenaard.

Een maximum aantal van c -coincident induceert een constructieve beperking ten aanzien van de minimum Hamming-distance. Het is echter ook mogelijk het aantal reeksen te reduceren bij het vormen van een optimale verzameling. Grotere chip-reeks-lengten zijn dan mogelijk.

Een bekend voorbeeld is de unieke zelf-duale ternaire $(L, k, d_{\min}) = (12, 6, 6)$ Golay code, een extensie van de perfecte $(11, 6, 5)$ Golay code. Het maximale aantal samenvallende chips voor deze codes bedraagt $c = 6$. Het aantal codewoorden bedraagt slechts $w = Q^c = 3^6$. De afstand tussen de codewoorden maakt een correctie van $f = 2$ fouten per verzonden codewoord mogelijk.

Een ander voorbeeld is het r maal repeteren van (c/r) -coincident reeksen. De gevormde optimale verzameling bestaat uit $Q^{(c/r)+1}$ verschillende c -coincident reeksen met een maximale reekslengte van $L = r \cdot Q + c$

In de voorafgaande beschouwingen is steeds uitgegaan van één chip-reeks (vector) per gebruiker, $A = 1$. Indien de gebruikers elk van meerdere gescheiden chip-reeksen gebruik willen maken, kan een optimale verzameling worden verdeeld in een aantal van M gebruikers-bibliotheken, elk bestaande uit een aantal van A verschillende chip-reeksen, zolang geldt :

$$M \cdot A \leq Q^{C+1}$$

De grensvergelijking (A.10) wordt algemeen geldig na het definiëren van een gemiddeld aantal samenvallende chips $\bar{c} = C_{\text{rms}} \cdot L$ (A.23)

$$w^2 L^2 / D \leq \sum_{u=1}^M \sum_{a=1}^A \sum_{\hat{u}=1}^M \sum_{\hat{a}=1}^A (\underline{v}_a^u \cdot \underline{v}_{\hat{a}}^{\hat{u}}) \leq w(w-1) C_{\text{rms}} \cdot L + wL$$

Met behulp van de analyse van Singleton kan de volgende eis worden afgeleid :

$$\bar{c} < 1 + c/Q \quad (\text{A.24})$$

Voorbeeld : zie (A.21)

Voor de verzameling (6,3) over GF(4) geldt :

$$L((w/Q) - 1) / (w - 1) = \bar{c} = 1,43 < 1,5 = 1 + c/Q$$

Indien een optimale verzameling $(c+Q, c+1)$ willekeurig over een aantal van M gebruikers wordt verdeeld, zal het gemiddelde aantal samenvallende chips $\bar{c}_a$ voor de reeksen binnen een gebruikers-bibliotheek gelijk zijn aan het gemiddelde aantal samenvallende chips $\bar{c}_c$ tussen paren reeksen afkomstig van verschillende gebruikers.

De vraag rijst of, en hoe, een optimale verzameling kan worden verdeeld, indien een auto-correlatie ongelijk aan de kruis-correlatie wordt gewenst.

Een belangrijke verdeling is die van M gebruikers-bibliotheken, elk bestaande uit een aantal van Q onderling orthogonale chip-reeksen. (A.25)

$$\text{alle } u, a \neq a' \quad (\bar{v}_a^u \cdot \bar{v}_{a'}^u) = \bar{c}_a = 0 \qquad \text{alle } a, a', u \neq u' \quad (\bar{v}_a^u \cdot \bar{v}_{a'}^{u'}) \leq c$$

Deze verdeling kan alleen bestaan als aan de volgende voorwaarde is voldaan ((A.25) invullen in (A.23)) :

$$\bar{c} \leq \frac{QM - 1}{QM - Q} \cdot c \qquad (A.26)$$

Hieruit volgt :

- A. Een aantal van $M=Q$ gebruikers-bibliotheken, elk bestaande uit Q onderling orthogonale reeksen met een lengte van $L=Q$ kan worden afgeleid.

B. Een aantal van $M = Q^C$ bibliotheken, elk bestaande uit Q onderling orthogonale reeksen, met reeks-lengten $L = Q - 1$, kan voor even waarden van Q worden afgeleid.

Uitwerking :

De verzameling $(Q, 2)$, verdeeld volgens (A.25), wordt verkregen door de reeksen behorende tot de verzameling $(Q+1, 2)$ in te korten. Dit, door één van beide identificatie kolommen uit de generator matrix G te verwijderen, zie (A.19). Voor de resulterende verzameling $(Q, 2)$ bedraagt het gemiddelde aantal samenvallende chips : $\bar{c} = Q/(Q+1)$. Deze verzamelingen werden behandeld door Healy, en "prime number codes" genoemd [70].

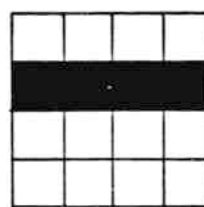
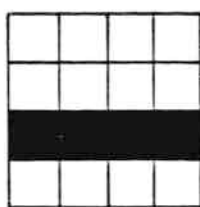
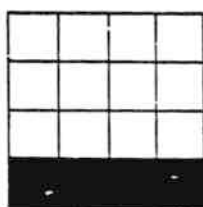
Voor de verzameling $(Q-1, c+1)$, verdeeld volgens (A.25), die wordt verkregen door de reeksen uit de verzameling $(c+Q, c+1)$ in te korten tot reeksen met een lengte $L = Q - 1$, vindt men, met (A.24), een gemiddeld aantal samenvallende chips :

$$\bar{c} \leq c \cdot (Q-1)/Q \quad (\text{A.27})$$

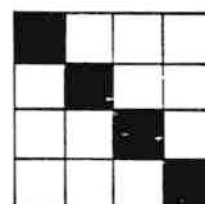
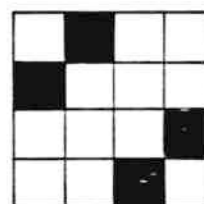
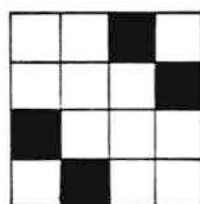
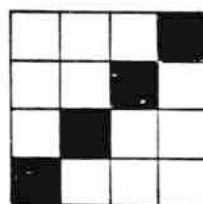
Aan voorwaarde (A.26) wordt altijd voldaan.

Voor het inkorten worden alle $c+1$ identificatie kolommen uit matrix G verwijderd, zodat de Reed-Solomon generator matrix G_{rs} overblijft [71, 72].

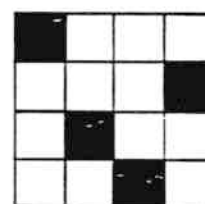
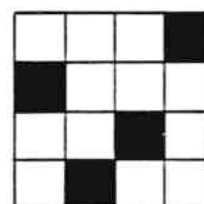
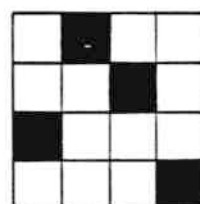
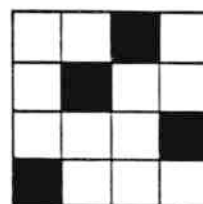
A



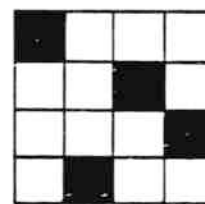
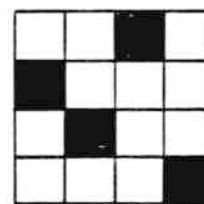
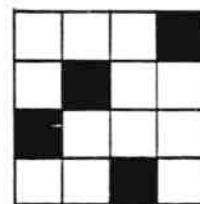
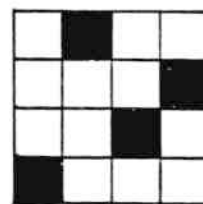
B



C



D



00

01

10

11

"prime number code" voor $Q = 4$

De methode van Einarsson.

De methode van Einarsson wordt uitgebreid beschreven in de publicatie [2], de navolgende beschouwingen dienen als algemene aanvulling op deze publicatie.

De methode van Einarsson is een tijd-frequentie codering, welke is gebaseerd op de synchroniseerbare c^{de} orde bijna-orthogonale codes, zoals deze werden ontwikkeld door Reed vanuit de Reed-Solomon polynoom codes [27].

Door toepassing van deze codering kan een verdeling zoals geschetst in (A.25) worden gerealiseerd.

In de $Q \times L$ lineaire coderuimte, met $L = Q - 1$, kunnen een exact aantal van Q basis-vectoren $\underline{f}^k$ met "hellingsen" k van 0 t/m $Q - 1$ worden geconfigureerd :

$$\underline{f}^k = \begin{bmatrix} f^{0.k} & f^{1.k} & f^{2.k} & \dots & f^{(Q-2).k} \end{bmatrix}$$

waarin f een primitief element is uit $GF(Q)$

en met $k = 0, 1, 2, \dots, Q - 1$

(B.1)

Haskell noemt dit "chirp" vectoren [21].

De verzameling van basis-vectoren vormt een onafhankelijk stelsel, wat aangetoond wordt met de "van der Monde" determinant [69].

Met behulp van een aantal van $c+1$ basis-vectoren $\underline{f}^k$ wordt de $c+1$ -dimensionale vectorruimte opgespannen en de Reed-Solomon generator matrix G_{rs} kan worden geschreven als :

$$G_{rs} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ f^0 & f^1 & f^2 & f^3 & & f^{(Q-2)} \\ f^0 & f^2 & f^4 & f^6 & & f^{(Q-2).2} \\ \vdots & & & & & \vdots \\ f^{0.c} & f^{1.c} & f^{2.c} & f^{3.c} & \dots & f^{(Q-2).c} \end{bmatrix} \quad (B.2)$$

Indien de scalaire grootheden $n_0, n_1, n_2, \dots, n_c$ gekozen worden als elementen van $GF(Q)$, schrijft men voor de code :

$$\underline{v} =: (n_0, n_1, n_2, \dots, n_c) \cdot G_{rs} \quad (B.3)$$

Monotone reeksen.

Een aantal van Q codewoorden of chip-reeksen, dat met de scalar $(n_0, 0, 0, \dots, 0)$ wordt gegenereerd, wordt gekenmerkt door een monotoon chip-frequentie gedrag. Uit de generator matrix G_{rs} blijkt dat de monotone reeksen een gevolg zijn van het toepassen van de basis-vector $\underline{f}^0$.

Dat Einarsson juist kiest voor deze vector $\underline{f}^0$ en de vector $\underline{f}^1$ bij het opspannen van de coderuimte en het genereren van de one-coincident reeksen is gelegen in het feit dat, behalve de monotone reeksen, alle andere chip-reeksen dan een optimale tijd - frequentie diversiteit vertonen.

In een synchrone simultane toegangs-situatie, waarbij het aantal werkelijk actieve gebruikers steeds kleiner zal zijn dan het aantal potentiële gebruikers, kan het gebruik van de bibliotheek van monotone chip-reeksen worden vermeden.

Synchrone simultane toegang.

Elke gebruiker u wordt voorzien van een verschillend adres :

$$\underline{v}_0^u = (0, n_{1u}, n_{2u}, \dots, n_{cu}) \cdot G_{rs}$$

De allocatie van een groot aantal potentieele gebruikers $M_{\text{pot}} = Q^C$ is mogelijk :

$$u =: (n_{1u}, n_{2u}, \dots, n_{cu})$$

waarbij de scalaire grootheden worden gekozen als elementen uit $GF(Q)$.

Een aantal van $Q-1$, ten opzichte van de adres vector $\underline{v}_0^u$ in frequentie verschoven, chip-reeksen wordt dan beschreven met :

$$\underline{v}_a^u = (a, n_{1u}, n_{2u}, \dots, n_{cu}) \cdot G_{rs}$$

$$\text{met } a = 1, 2, 3, \dots, Q-1$$

Elke gebruikers-bibliotheek wordt opgebouwd uit een adres-vector $\underline{v}_0^u$ en alle $Q-1$ in frequentie verschoven versies $\underline{v}_a^u$, zodat een aantal van Q data-woord waarden kunnen worden verzonden. Duidelijk zal zijn dat dit gelijk is aan de in (5.25) geschetste verdeling.

Asynchrone simultane toegang.

De tijd-verschoven cyclische permutaties van een bepaalde chip-reeks $\underline{v}^{no}$ met :

$$\underline{v}^{no} = (n_0, n_1, n_2, \dots, n_c) \cdot G_{rs}$$

kunnen worden beschreven als :

$$\underline{v}_t^{no} = (n_0, n_1 \cdot f^t, n_2 \cdot f^{2 \cdot t}, \dots, n_c \cdot f^{c \cdot t}) \cdot G_{rs}$$

$$\text{met } t = 1, 2, 3, \dots, Q-1$$

Indien verschillende gebruikers asynchroon ten opzichte van elkaar chip-reeksen verzenden, moeten de verschillende tijd-verschoven cyclische permutaties aan dezelfde gebruiker-no- worden toegekend om een te grote kruiscorrelatie te voorkomen. Hieruit volgt dat de allocatie van slechts een beperkt aantal potentieele gebruikers $M_{\text{pot}} = Q$ mogelijk is, indien deze gebruikers asynchroon ten opzichte van elkaar opereren.

De monotone reeksen vormen geen tijd-verschoven cyclische permutaties van elkaar en zijn overzichtelijk te benutten als gebruikers-adressen :

$$\underline{v}^u = (u, 0, 0, \dots, 0) \cdot G_{rs}$$

$$\text{met } u = 0, 1, 2, \dots, Q-1$$

Aan de gebruiker wordt dus steeds een gelijkvormige verzameling van reeksen toegewezen, welke echter per gebruiker over een aantal van u frequentie-slots cyclisch wordt verschoven. De verzameling bestaat uit een aantal van Q^c verschillende "c-1 coincident" reeksen. Indien het verzenden van de monotone chip-reeksen vermeden dient te worden, bedraagt het maximale aantal boodschappen per gebruiker $Q^c - 1$.

Restrictie

Een belangrijke restrictie moet nog vermeld en bewezen worden, als aanvulling op de publicaties van Einarsson.

Voor $c > 1$ zijn de bovenstaande beschouwingen alleen geldig voor even waarden van Q . Voor oneven waarden van Q moet de scalar $n_1 = 0$ worden vermeden. De monotone reeksen worden hierdoor automatisch uitgesloten.

Bij oneven waarden van Q bedraagt het aantal potentieele synchrone gebruikers of het maximale aantal boodschappen bij asynchrone gebruikers dus : $(Q-1) \cdot Q^{c-1}$

Bewijs :

Voor het bewijs beschouwen we een asynchrone simultane toegangs-situatie met $c = 2$, voor andere waarden van c is de bewijsvoering van gelijke strekking.

De vector (chip-reeks) $\underline{v}_a^{no}$ van gebruiker - no -, welke de boodschap $a =: n_1, n_2$ verzendt, wordt geschreven als :

$$\underline{v}_a^{no} = no \cdot \underline{f}^0 + n_1 \cdot \underline{f}^1 + n_2 \cdot \underline{f}^2$$

Een tijdverschoven cyclische permutatie $\underline{v}_{at}^{no}$ behoort ook tot de bibliotheek van gebruiker - no - en vertegenwoordigt de boodschap $at =: n_1 \cdot f^t, n_2 \cdot f^{2 \cdot t}$

Indien $t = (Q - 1) / 2$ geldt, alleen voor oneven waarden van Q , dat :

$$f^{2 \cdot t} \cdot \underline{f}^2 = f^{Q-1} \cdot \underline{f}^2 = \underline{f}^2$$

En dus :

$$\begin{aligned} \underline{v}_{at}^{no} &= no \cdot \underline{f}^0 + n_1 \cdot f^t \cdot \underline{f}^1 + n_2 \cdot f^{2 \cdot t} \cdot \underline{f}^2 = \\ &= no \cdot \underline{f}^0 + n_1 \cdot f^t \cdot \underline{f}^1 + n_2 \cdot \underline{f}^2 \end{aligned}$$

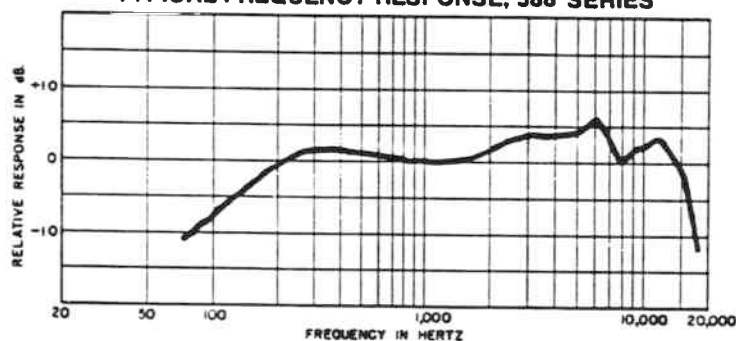
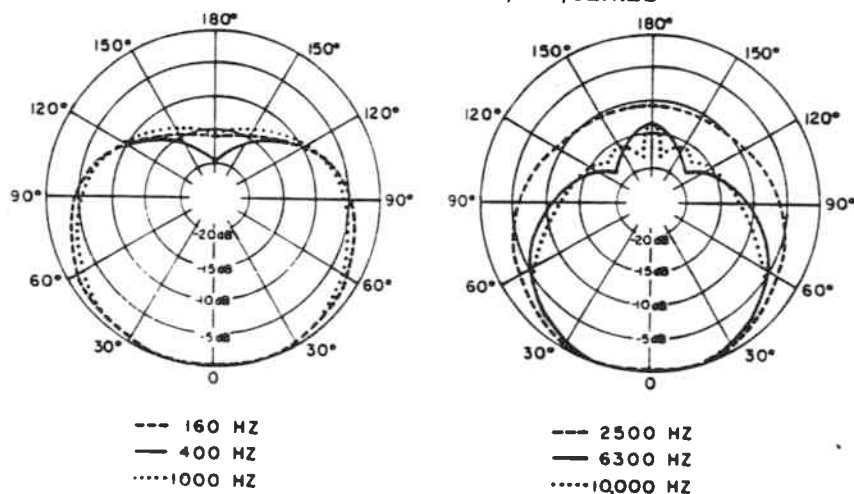
Hieruit blijkt dat de met $\underline{v}_a^{no}$ en $\underline{v}_{at}^{no}$ verzonden boodschappen niet meer kunnen worden onderscheiden indien $n_1 = 0$.

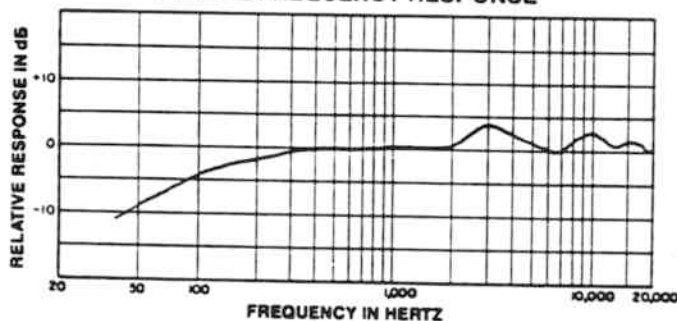
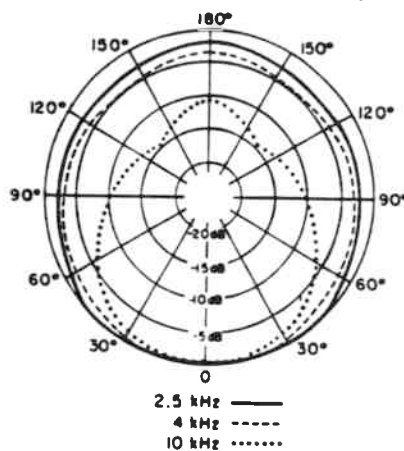
q.e.d.

APPENDIX C

MERKNAMEN VAN BESTAANDE ANALOGE FM SYSTEMEN.

1) Mikroport	SENNHEISER ELEKTRONIC KG.
2) AKG Wireless Microphone Systems	AKG ACOUSTICS Inc.
3) SONY Wireless Microphone Systems	SONY BROADCAST Ltd.
4) HME Wireless Microphone Systems	HME ELECTRONICS Inc.
5) NADY VHF Wireless System	NADY SYSTEMS Inc.
6) MICRON Hand Held Radio Microphone	AUDIO ENGINEERING Ltd.
7) Radio microphone system	AUDIO Ltd.
8) Beyerdynamic HF/RF Technik	EUGEN BEYER ELEKTOTECHNISCHE FABRIK GMBH+Co.

SHURE®**specifications****Model:** **588 Series****Frequency Response:** 80 to 13,000 Hz**Polar Pattern:** Cardioid (unidirectional)**Impedance Rating:** 588SA: High; 588SB: 150 ohms**Output Level****Open Circuit Voltage:** 588SA: 1.16mV (-59.5 dB, 0 dB = 1V/ μ bar)588SB: 0.08mV (-82.0 dB, 0 dB = 1V/ μ bar)**Power Level:** -60.5 dB, 0 dB = 1mW/10 μ bar**Cable:** 588SA: 4.6m (15 ft) single-conductor shielded with three-socket professional audio connector at microphone end
588SB: 4.6m (15 ft) two-conductor shielded with three-socket professional audio connector at microphone end**Dimensions:** 164 mm L x 54 mm Dia. (6-15/32 x 2 1/8 in.)**Net Weight:** 340 grams (12 oz)**Packaged Weight:** 794 grams (1 lb, 12 oz)**Supplied Accessories:** Swivel adapter**Optional Accessories:** See Page 59**TYPICAL FREQUENCY RESPONSE, 588 SERIES****TYPICAL POLAR PATTERNS, 588 SERIES**

SHURE®**specifications****Model: SM63 and SM63L****Frequency Response: 50 to 20,000 Hz****Polar Pattern: Omnidirectional****Impedance Rating: 150 ohms****Output Level****Open Circuit Voltage: 0.16 mV (-76.0 dB, 0 dB = 1V/ μ bar)****Power Level: -56.5 dB, 0 dB = 1 mW/10 μ bar****Hum Pickup/m0e: 13 dB SPL equivalent****Connector: Three-pin professional audio****Dimensions: SM63: 145 mm L x 33 mm Dia. (5-11/16 x 1-1/4 in.)
SM63L: 233 mm x 33 mm Dia. (9-3/16 x 1-1/4 in.)****Net Weight: SM63: 99 grams (3.5 oz)
SM63L: 124 grams (4.3 oz)****Packaged Weight: SM63-LC: 567 grams (1 lb 4 oz)
SM63L-LC: 592 grams (1 lb 5 oz)****Supplied Accessories: Swivel adapter****Optional Accessories: See pg. 59****TYPICAL FREQUENCY RESPONSE****TYPICAL POLAR PATTERN**

AKG :

T 185 Transmitter

Features

- Modular transmitter
- LN compander
- Adjustable sensitivity
- Switchable limiter
- Multifunction LED indicator
- Built-in charging device

Specifications

	W*)	N*)
Carrier Frequency:	1 channel between 130 and 190 MHz	150 – 225 MHz
Frequency Stability from – 10°C to + 50°C over + 10% to – 20% battery voltage range:	< 0.005%	< 0.005%
Modulation:	FM	FM
RF Power Output:	appr. 25 mW	appr. 35 mW*)
Spurious Emission:	< 200 nW	< 200 nW
Rated Frequency Deviation:	± 60 kHz	± 12 kHz
Peak Deviation:	± 65 kHz	± 13 kHz
Weighted S/N to CCIR 468-1, w/D 330 WL mic head:	> 57 dB/Pa	> 57 dB/Pa
Audio Frequency Response (– 2 dB):	40 ... 20,000 Hz	40 ... 15,000 Hz
Pre-emphasis:	50 µsec.	100 µsec.
Input Sensitivity for rated deviation, with BA 85 adapter:	1 mV	2 mV
with D 330 WL mic head:	82 dB SPL	88 dB SPL
Limiter Threshold (– 1 dB), with BA 85 adapter:	1 mV	2 mV
Limiting Range for $V_{out} = \pm 2$ dB:	> 32 dB	> 32 dB
Sensitivity Control Range:	46 dB	46 dB
THD at 1 kHz over control range:	< 0.5%	< 0.5%
THD over audio range:	< 0.2%	< 0.2%
Limiter Response Time:	< 2 msec.	< 2 msec.
Limiter Release Time:	> 300 msec.	> 300 msec.
Antenna Impedance:	50 ohms	50 ohms
Current Consumption:	≤ 25 mA	≤ 30 mA
Battery:	1 x 9 V IEC 6 F 22	
Battery Life:		Alkaline Battery: appr. 10 hours Varta TR 7/8: appr. 2 hours
Size (with D 330 WL microphone head):		Length: 225 mm/8.9 in. Shaft diameter: 37 mm/1.5 in. Head diameter: 53 mm/2.1 in.
Weight (with microphone head and battery):		385 g/13.4 oz.

*) Carrier frequency and RF output power are subject to government regulations.

AKG :

SR 185 ReceiverAudio Frequency Response
(± 2 dB):

40 ... 20,000 Hz (W)

40 ... 15,000 Hz (N)

De-emphasis:

50 μ sec. (W)100 μ sec. (N)**Features**

- One (three)-channel receiver (3 selectable frequencies)
- Switchable LN compander
- Diversity system
- Adjustable squelch threshold
- LED indicator for all essential functions
- AC/battery powering
- Monitor output

SR 185.11/SR 185.31 only:A/B Switching Time in
diversity mode:< 10 μ sec.

Switching Hysteresis:

< 1 dB

Crosstalk Rejection:

> 90 dB

Switching Noise Rejection:

> 80 dB

SR 185.10/.11/.30/.31 Receivers**Specifications**

Frequencies:

SR 185.10/.11 W

between 130 and 190 MHz

1 channel

N

between 150 and 225 MHz

SR 185.30/.31.W

between 130 and 190 MHz

3 channels

N

between 150 and 225 MHz

(spacing between channels 1 and 3:
1 MHz max.)S/N for 1 μ V RF input:
(at max. deviation)

	flat	w/LN compander
W:	> 35 dB	> 55 dB
N:	> 30 dB	> 46 dB

for 1 mV RF input:

W:	> 75 dB	> 90 dB
N:	> 70 dB	> 85 dB

Squelch threshold

SR 185.10

SR 185.30

SR 185.11

SR 185.31

A or B mode:

Externally adjustable between
2 μ V and 100 μ V

SR 185.11

SR 185.31

A and B mode:

Internally preset to 8 V ± 2 dBAdjacent Channel Rejection (at
10:1 interference/signal ratio,
 ± 60 kHz (W)

> 70 dB for 300 kHz spacing

 ± 12 kHz (N), $f_{mod} = 400$ Hz):

> 70 dB for 150 kHz spacing

AM Rejection

	flat	w/LN compander
at 100 μ V RF input: W	> 58 dB	> 88 dB
N	> 45 dB	> 75 dB

Image Rejection to DIN 45301:

	flat	w/LN compander
W	> 75 dB	> 88 dB
N	> 65 dB	> 85 dB

IF Bandwidth:

 ± 180 kHz (W)
 ± 35 kHz (N)

IF Rejection acc. to DIN 45301:

> 110 dB

Spurious Emission:

 $\leq 2 \times 10^{-9}$ WTHD (± 60 kHz/ ± 12 kHz

deviation, 1 mV RF input):

< 0.5%

TECHNICAL DATA

Micron 101/102

TECHNICAL DATA

Micron 101/102

Carrier frequency (to order)	Low band 30-50 MHz VHF band 100-200 MHz UHF band 400-500 MHz	Overall system signal to noise ratio at 55 kHz deviation (8 dB above line up) RMS weighted measurements
Carrier frequency error	<0.005%	Received signal strength greater than 500 μ V:
Modulation system	FM	Transmitter at max A.F. gain >55 dB
Deviation	± 75 kHz (max)	Transmitter at 20 dB below max. A.F. gain >70 dB
Pre-emphasis	50 μ S	Received signal strength 20 μ V >50 dB
Recommended channel spacing	450 kHz (900 kHz for maximum security)	Overall system distortion: 1 kHz tone at line up level <0.4% THD at 8 dB above line up level <0.5% THD
Deviation at line up level	22 kHz ± 1.5 dB	Transmitter at max. A.F. gain, limiter operating:-
Deviation at limiter threshold	22 kHz ± 1.5 dB	Input 1 kHz tone, 40 dB above limiter threshold <1.0%
Overall A.F. frequency response	50 Hz - 16 kHz	Limiter (automatic gain control) range >45 dB
Microphone inputs	(a) Normal Dynamic 200 ohm balanced (b) Dynamic via 20 dB pad 2000 ohm unbal. (c) Powered for Sennheiser -05, -15, series mics (via 20 dB pad) 2000 ohm unbal. (d) Powered for Sennheiser -05, -15, series mics (high sensitivity-no pad) 200 ohm unbal. (e) Powered for Sony ECM50 5000 ohm unbal.	Limiter attack time 25 mSec/10 dB Limiter recovery time: short term overload 10 dB/Sec long term overload 10 dB/20 Sec Transmitter output power (to order) 30 mW nominal (measured into 50 ohm dummy load) or 10 mW nominal
Mic input sensitivity (for line up level) (Dynamic input)	-74 dB (150 μ V)	Battery life: Figures are based on a 30 mW transmitter @ 20°C (10 mW version gives 50% extra battery life) All data is approximate only since battery capacity varies with age and ambient temperature and transmitter consumption varies with aerial position
Receiver output (for line up level)	-51 dB ± 2 dB (2.2 mV)	Micron 101 Single PP3 2 hours continuous 4-5 hours intermittent
output impedance	50 ohms	Micron 101 Single Manganese Mn 1604 12-15 hours continuous
Muting level (internal preset control)	2 μ V nominal	Micron 102 Twin PP3 6-9 hours continuous 9-12 hours intermittent
Signal strength indicator:		Micron 102 Twin Manganese Mn 1604 >30 hours continuous
Lower 2 lamps light	At muting level (2 μ V)	
Centre lamp lights	20 dB above muting level (20 μ V ± 3 dB)	
Top lamp lights	31 dB above muting level (70 μ V ± 3 dB)	
Tuning indicator range	± 30 kHz (VHF band)	
I.F. frequencies	10.7 MHz & 300 kHz	
Image rejection	>60 dB	
Adjacent channel rejection (± 450 kHz)	>80 dB	
I.F. bandwidth	± 100 kHz	

Zender :

	<u>SKM 4031 TV</u>
Carrier frequency	1 frequency in the range 470 - 900 MHz
RF-output power into 50 Ω	20 mW + 3 dB
Modulation/Preemphasis	FM/50 μ sec
Nominal swing/peak swing	± 40 kHz/ ± 56 kHz
S/N ratio at peak swing, measured with "HiDyn" expander	typ. 96 dB (DIN 45 500, curve A, rms) typ. 82 dB (CCIR 468-1, peak)
AF-transmission range	70 - 20 000 Hz
Voltage supply	3 x 1.5 V-batteries, alkali-manganese, type IEC LR 02, "Micro"
Operational time (continuous)	approx. 4,5 hours
Dimensions (length x $\varnothing$ sound inlet in mm)	205 x 49

UHF naar VHF converter :

	<u>EMU 1036 TV</u>
Reception frequency	470 - 900 MHz
Output frequency	45 - 53 MHz
Image rejection	>75 dB
Monitor output:	
Output voltage	0 - 1.55 V adjustable
Output impedance	$\leq 1 \Omega$
Nominal load	$\geq 50 \Omega$
Dimensions (W x D x H in mm)	121.5 x 246 x 128.4
Weight	approx. 1600 g

Bijbehorende VHF ontvanger :

	<u>EME 1036 TV</u>
Reception frequency	1 frequency between 45 - 53 MHz
Nominal swing/peak swing	± 40 kHz/ ± 56 kHz
AF-frequency range	20 - 20 000 Hz
AF-output voltage with nominal swing	set at 1.55 V, internally variable between 0 dB and 10 dB
Harmonic distortion with nominal swing (modulation frequency 1 kHz, RF-voltage 1 mV)	<1 %, typ. 0.5 %
S/N ratio with "HiDyn" operation at peak swing with 10 μ V RF-voltage	typ. 92 dB (DIN 45 500, curve A, rms) typ. 79 dB (CCIR 468-1, peak)
with 3 μ V RF-voltage	typ. 75 dB (DIN 45 500, curve A, rms) typ. 63 dB (CCIR 468-1, peak)
Adjacent channel selectivity (400 kHz-spacing)	>80 dB
Intermodulation ratio according to CEPT 736/10-76	>80 dB, typ. 85 dB
Dimensions (W x D x H in mm)	50.3 x 247.2 x 128.4
Weight	approx. 800 g

SENNHEISER :

Technical Data	FM 1012/EM 1012-2	EM 1012-7
Receiving frequencies	36.7/37.1/37.9 MHz or max. 5 frequencies between 30 and 45 MHz	max. 5 frequen- cies between 30 and 45 MHz
Max. difference between channels 1 and 5	3 MHz	3 MHz
Modulation/Preemphasis	wideband FM/50 μ s	narrowband FM/50 μ s
Nominal swing/peak swing	± 40 kHz/ ± 56 kHz	± 8 kHz/ ± 10 kHz
AF-transmission range	20 to 20 000 Hz	20 to 12 000 Hz
THD (1 kHz-nom. swing)	1 %	3 %
Noise suppression system	HiDyn, 2:1 expander, HiDyn may also be switched off	HiDyn, 2:1 expander, HiDyn may also be switched off
AF-output	5pin socket DIN 41524	5pin socket DIN 41524
AF-output voltage (nom. swing)	1.55 V symmetrical (pins 1 and 3) 20 mV symmetrical (pins 4 and 5)	1.55 V symmetrical (pins 1 and 3) 20 mV symmetrical (pins 4 and 5)
Max. output voltage with HiDyn- operation and peak swing	approx. 3 V (40 mV)	approx. 2,3 V (30 mV)
AF-output impedance	approx. 20 Ohm	approx. 20 Ohm
Nominal load	approx. 200 Ohm	approx. 200 Ohm
Headphones output	dice-5-socket	dice-5-socket
AF-voltage on headphones output	asymmetrical, adjust- able between 0 and 1.55 V	asymmetrical, adjust- able between 0 and 1.55 V
Max. load at headphones output	10 Ohm	10 Ohm
S/N ratio with HiDyn operation, peak swing, RF-level:		
a) 10 μ V, A-weighting	92 dB, typ. 96 dB	73 dB, typ. 83 dB
b) 10 μ V, CCIR-468-weighting	76 dB, typ. 82 dB	63 dB, typ. 70 dB
c) 3 μ V, A-weighting	86 dB, typ. 91 dB	54 dB, typ. 64 dB
d) 3 μ V, CCIR-468-weighting	70 dB, typ. 76 dB	38 dB, typ. 48 dB
<u>S/N ratio without HiDyn opera- tion, nom. swing, RF-level</u>		
a) 50 μ V, A-weighting	65 dB, typ. 70 dB	50 dB, typ. 57 dB
b) 50 μ V, CCIR-468-weighting	55 dB, typ. 58 dB	38 dB, typ. 43 dB
c) 3 μ V, A-weighting	40 dB, typ. 45 dB	25 dB, typ. 33 dB
d) 3 μ V, CCIR-468-weighting	30 dB, typ. 35 dB	15 dB, typ. 19 dB
RF-input 1	60 Ohm asymmetrical, RF-socket DIN 47 283	60 Ohm asymmetrical, RF-socket DIN 47 283
RF-input 2	240 Ω symmetrical, DIN 45 317	240 Ω symmetrical, DIN 45 317
Squelch, can be switched off	external adjustable 2 - 20 μ V	external adjustable 2 - 20 μ V
Diversity operation	refer to section 6.2.1 and 6.3.4	refer to section 6.2.1 and 6.3.4
AC-power supply	220 V / 110 V / 4 W	220 V / 110 V / 4 W
Battery operation	2 batteries e. g. Daimon No. 229, approx. 20 hrs	2 batteries e. g. Daimon No. 229, approx. 20 hrs
DC-power supply	12 - 24 V/150 mA	12 - 24 V/150 mA
Dimensions in mm	294,5 x 195,5 x 102	294,5 x 195,5 x 102
Weight	approx. 3,5 kg	approx. 3,5 kg

Uitwerking maximum likelihood detector

Uitgegaan wordt van een willekeurige nominale draaggolf-vorm $s(t)$ waarvoor geldt :

$$\int_0^{T_s} (s(t))^2 dt = 1 \quad (F.1)$$

Bij het zenden van de chips wordt per tijdslot T_s een energie E ontvangen, zodat met $x(t) = E^{1/2} \cdot s(t)$ volgt :

$$\begin{aligned} H_1 : \quad y(t) &= x(t) + r(t) & 0 \leq t \leq T_s \\ H_0 : \quad y(t) &= r(t) & 0 \leq t \leq T_s \end{aligned} \quad (F.2)$$

Voor een tijddiscrete beschrijving gaan we uit van N onafhankelijke signaalbemonsteringen y_i en wordt de likelihood-ratio toets geschreven als :

$$l(y) = \frac{p(y/h_1)}{p(y/h_0)} = \frac{p(y_1, y_2, \dots, y_N/h_1)}{p(y_1, y_2, \dots, y_N/h_0)} \underset{\text{space}}{\overset{\text{mark}}{\geq}} \lambda$$

Voor de conditionele kansdichtheden van de signaal-bemonsteringen y_i volgt een gaussische kansdichtheid met een gemiddelde waarde gelijk aan de waarde van de verzonden-sigitaal bemonstering x_i of 0. Voor de ruis geldt : $\text{Var}(r_i/H_0) = \text{Var}(r_i/H_1) = N_0/2$

$$\begin{aligned} H_1 : \quad p(y_i/h_1) &= (\pi N_0)^{-1/2} \cdot \exp(-(y_i - x_i)^2/N_0) \\ H_0 : \quad p(y_i/h_0) &= (\pi N_0)^{-1/2} \cdot \exp(-(y_i)^2/N_0) \end{aligned}$$

Het invullen van (F.4) in (F.3) geeft : (F.5)

$$l(y) = \frac{(\pi N_0)^{-N/2} \cdot \exp \left(- \sum_{i=1}^N (y_i - x_i)^2 / N_0 \right)}{(\pi N_0)^{-N/2} \cdot \exp \left(- \sum_{i=1}^N (y_i)^2 / N_0 \right)}$$

$$\ln l(y) = (2/N_0) \cdot \sum_{i=1}^N (y_i \cdot x_i) - (1/N_0) \cdot \sum_{i=1}^N x_i^2$$

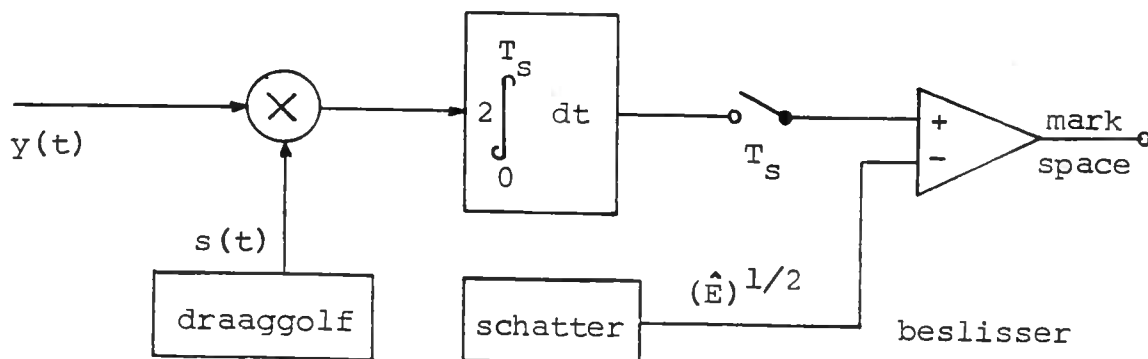
Na terug transformeren, voor een tijdcontinue oplossing, luidt de toets : (F.6)

$$\frac{2(E)^{1/2}}{N_0} \cdot \int_0^{T_s} y(t) \cdot s(t) dt \underset{\text{space}}{\overset{\text{mark}}{\geq}} \ln \lambda + E/N_0$$

De meest eenvoudige detector vindt men voor $\ln \lambda = 0$

Wanneer $E^{1/2}$ bekend is, of wanneer $(\hat{E})^{1/2}$ geschat kan worden : (F.7)

$$2 \cdot \int_0^{T_s} y(t) \cdot s(t) dt \underset{\text{space}}{\overset{\text{mark}}{\geq}} (\hat{E})^{1/2}$$



De getekende detector, die gebaseerd is op het meten van de kruisenergie, is als correlator uitgevoerd. Het gedeelte voor de bemonster-schakelaar kan worden geïnterpreteerd als een selectief filter, waarvan de impuls-responsie samenhang vertoont met het signaal $x(t)$ en men spreekt daarom van een "matched" filter.

Voor bijvoorbeeld de "Manchester" codering wordt aan de eis $\ln \lambda = 0$ voldaan. De drempelwaarde λ volgt uit het minimaliseren van de Bayes-kosten :

$$\lambda = \frac{P(h_0) \cdot (C_{10} - C_{00})}{P(h_1) \cdot (C_{01} - C_{11})} \quad (\text{F.8})$$

Voor de, in hoofdstuk 5 beschreven, optimale verzameling (5,3) over GF(4) en de 2 uit 5 MFSK codering geldt $\lambda \neq 0$. Voor de beide coderingen leidt een teveel aan inserties sneller tot decoderings-fouten dan een teveel aan missers :

$$(C_{10} - C_{00}) > (C_{01} - C_{11})$$

Voor de optimale verzameling (5,3) over GF(4) geldt

$$P(h_1) = 0,25 \text{ en dus } \ln \lambda > 1,1$$

Voor de 2 uit 5 MFSK codering geldt ongeveer

$$P(h_1) = 0,4 \text{ en dus } \ln \lambda > 0,4$$

De drempel van de beslisser moet in beide gevallen worden verhoogd, zodat de kans op inserties wordt verminderd.

Indien de drempel van de beslisser vast wordt gekozen, zal deze drempel zodanig moeten worden geoptimaliseerd, dat bij een zo laag mogelijke signaal-ruis verhouding $2.E/N_0$ nog wordt voldaan aan de eisen ten aanzien van de vals-alarm kans P_f en de mis kans P_m .

Bij toenemende signaalsterkten (grotere E) zal dan de mis kans afnemen, echter de vals-alarm kans blijft gelijk als gevolg van de gefixeerde drempel.

Voor deze aanpak geldt als probleem, dat het ruisvermogen in de praktijk geen constante kwantiteit vormt.

(temperatuur invloeden, man-made noise, enz.)

De vals-alarm kans P_f en de mis kans P_m kunnen worden bepaald met :

(F.9)

$$P_f = \int_{\lambda}^{\infty} p(l(y)/h_0) dl(y) \quad P_m = 1 - \int_{\lambda}^{\infty} p(l(y)/h_1) dl(y)$$

Deze kansen zijn door Van Trees [18 blz 37] berekend en uitgedrukt als :

(F.10)

$$P_f = \operatorname{erfc} \left(\frac{\ln \lambda}{d} + \frac{d}{2} \right)$$

$$P_m = 1 - \operatorname{erfc} \left(\frac{\ln \lambda}{d} - \frac{d}{2} \right)$$

Hierin is d gelijk aan de wortel uit de signaal-ruis verhouding : $d = (2E/N_0)^{1/2}$

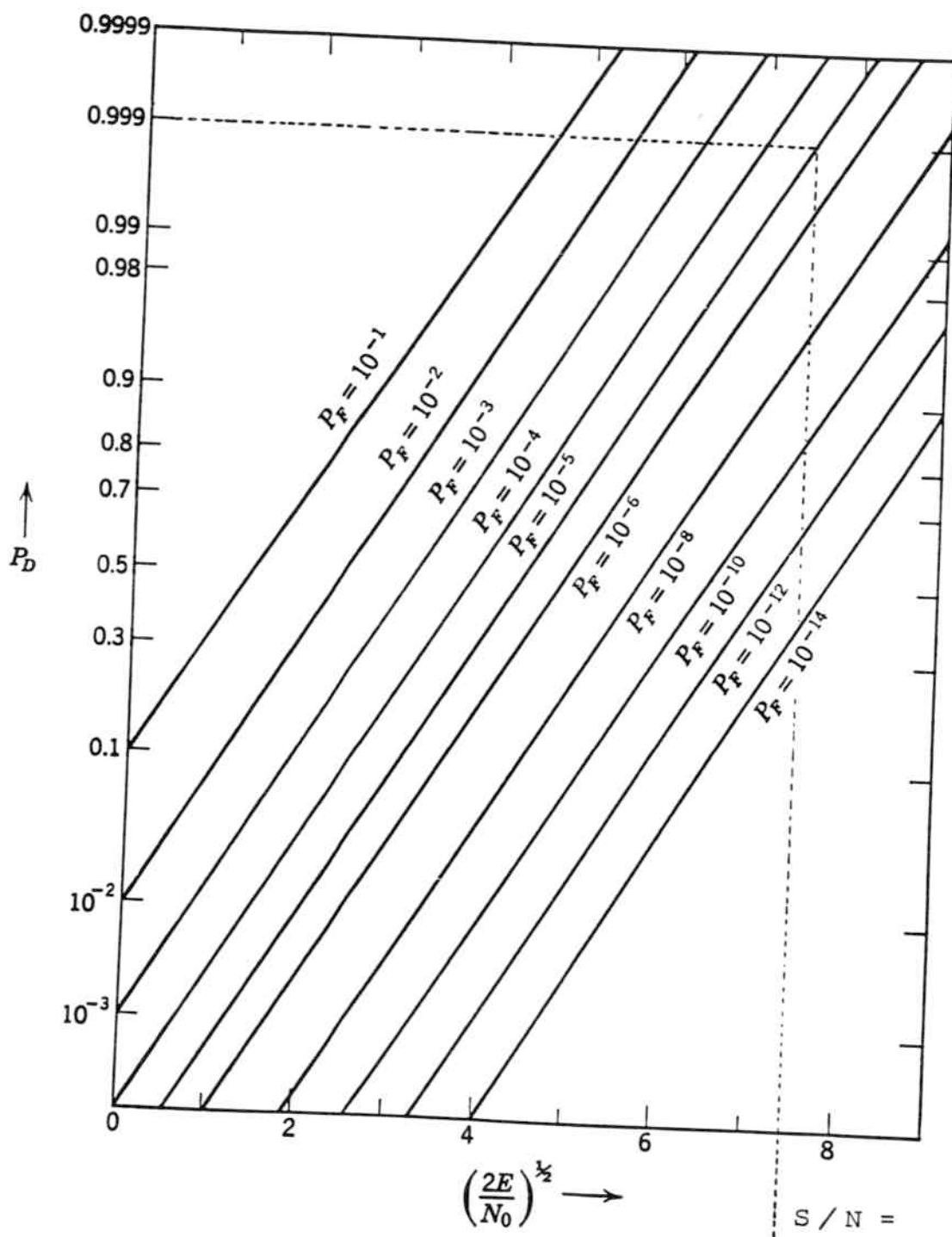


Fig. F.A Probability of detection vs $(\frac{2E}{N_0})^{1/2}$. $S/N = 17.5$ dB

De vals-alarm kans P_F en de mis kans $P_m = 1 - P_D$ versus $d = (2E/N_0)^{1/2}$ uit [18]. Indien geeist wordt: $P_F < 10^{-5}$ en $P_m < 10^{-3}$, kan nog aan deze eis worden voldaan bij een signaal-ruis verhouding van $S/N = 17,5$ dB. ($d = 7,5$)

Tot nu toe is aangenomen dat de draaggolfvorm $s(t)$ en de chipklok $1/T_s$ perfect kunnen worden geregenereerd door de ontvanger. In de binnenshuis propagatie omgeving is echter te verwachten dat het schatten van de juiste fase-hoek ϕ tussen de te ontvangen signaalvorm $y(t)$ en de te regenereren signaalvorm $s(t)$ aan beperkingen onderhevig is.

We gaan uit van een hypothese voor $0 \leq t \leq T_s$ als :

$$H_1 : y(t) = (2E/T_s)^{1/2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + r(t) \quad (\text{F.11a})$$

$$H_0 : y(t) = r(t)$$

De geregenereerde constante draaggolf is dan te schrijven als : $s(t) = (2/T_s)^{1/2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \phi)$ (F.11b)

De conditionele likelihood-ratio $l(y/\phi)$ volgt uit (F.5) : (F.11c)

$$l(y/\phi) = \exp\left(\frac{2}{N_0} \cdot \int_0^{T_s} y(t) \cdot s(t) dt - E/N_0\right)$$

De likelihood-ratio kan, uitgaande van de bovengenoemde hypothese, worden afgeleid met :

$$\begin{aligned} l(y) &= \int_{-\pi}^{\pi} \frac{p(y/\phi, h_1)}{p(y/h_0)} p(\phi/h_1) d\phi \quad (\text{F.11d}) \\ &= \int_{-\pi}^{\pi} p(\phi) d\phi l(y/\phi) \end{aligned}$$

Indien de constante draaggolf $s(t)$ in de ontvanger wordt geregenereerd met behulp van een phase-lock loop, kan de onzekerheid in de geschatte fase (fase jitter) worden benaderd als : $1/a = (N_0 \cdot B_{\text{lus}}) / (2 \cdot P_0)$

In verband hiermee is door Viterbi een belangrijke familie van mogelijke kansdichtheden $p(\varnothing)$ ingevoerd als :

$$p(\varnothing) = \frac{\exp(a \cdot \cos \varnothing)}{2 \pi \cdot I_0(a)} \quad (\text{F.12})$$

Het invullen van deze kansdichtheid in (6.11d) leidt tot de likelihood-ratio toets :

$$\ln I_0 \left[\left(\left(a + \frac{2 E^{1/2}}{N_0} \cdot X_C \right)^2 + \left(\frac{2 E^{1/2}}{N_0} \cdot X_S \right)^2 \right)^{1/2} \right]$$

$$\underset{\text{space}}{\overset{\text{mark}}{\geq}} \ln \lambda + E/N_0 + \ln I_0(a) \quad (\text{F.13})$$

$$\text{met } X_C = \int_0^{T_S} y(t) \cdot (2/T_S)^{1/2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) dt$$

$$\text{met } X_S = \int_0^{T_S} y(t) \cdot (2/T_S)^{1/2} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) dt$$

Steeds wordt aangenomen dat de fase-hoek $\varnothing$ gedurende een tijdsloot T_S als constant mag worden beschouwd (trage fading).

Men spreekt van een coherente signaal ontvangst, indien de fase ϕ op elk moment volledig bekend is, $a \rightarrow \infty$. Indien de fase-informatie beperkt is, spreekt men wel van een "partially" coherente ontvangst.

Het volledig ontbreken van fase-informatie bij een non-coherente signaal ontvangst wordt vertaald met $a = 0$. Dit komt overeen met het aannemen van de uniforme verdeling $p(\phi) = 1/2\pi$.

De non-coherente likelihood-ratio toets, onafhankelijk van de fase ϕ , luidt dus : (F.14)

$$\ln I_0(E \cdot X_C^2 / N_0^2 + E \cdot X_S^2 / N_0^2) \underset{\text{space}}{\overset{\text{mark}}{\geq}} \ln \lambda + E / N_0$$

De functie $\ln I_0(x)$ is voor $x > 1$ een monotoon steigende functie, zodat met de bovenstaande toets de kwadratuur-ontvanger is geformuleerd. De som van de twee gekwadrateerde onafhankelijke gaussische variabelen X_C en X_S moet worden vergeleken met een drempelwaarde.

De vals-alarm kans P_f en de mis kans P_m zijn voor een gefixeerde drempelwaarde λ door Van Trees [18 blz 344] berekend en uitgedrukt als : (F.15)

$$P_f = \exp(-\lambda / N_0)$$

$$P_m = 1 - P_D = 1 - Q(d, (2\lambda / N_0)^{1/2})$$

Marcum's Q functie

De vals-alarm kans P_f en de mis kans $P_m = 1 - P_D$ versus d voor een gefixeerde detectie-drempel λ :
uit [18] .

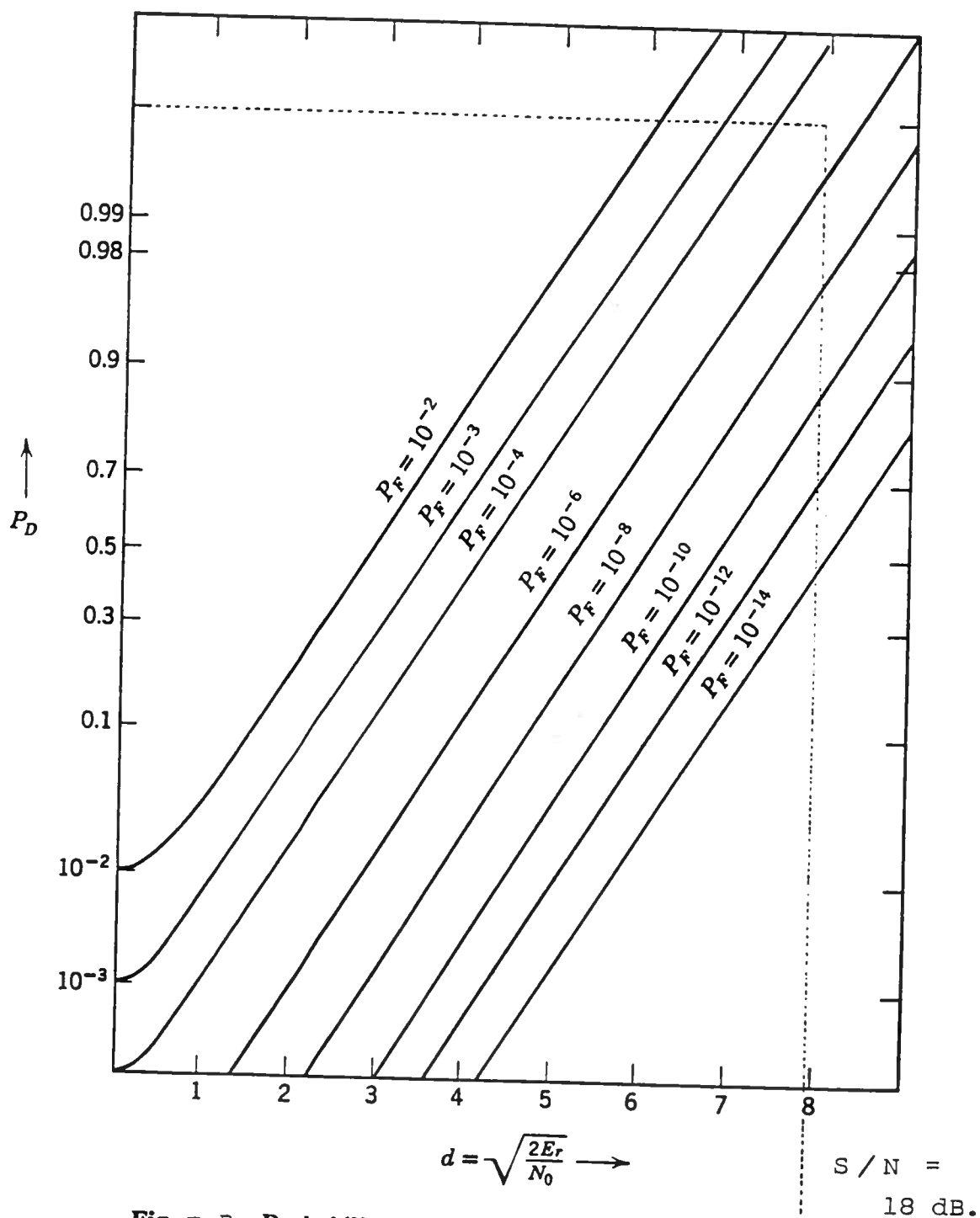


Fig. F.B Probability of detection vs d , uniform phase.

Indien geeist wordt : $P_f < 10^{-5}$ en $P_m < 10^{-3}$,
 blijkt uit figuur F.B dat nog aan deze eis kan worden
 voldaan bij een signaal-ruis verhouding $S/N = 18$ dB.
 Ten opzichte van de verhouding $S/N = 17,5$ dB voor
 de lineaire (coherente) detector is dit slechts een
 geringe toename. Zie figuur F.A

Ook voor de kwadratuur-ontvanger geldt het bezwaar
 dat bij toenemende signaalsterkten E/T_s de vals-alarm
 kans P_f niet verminderd, indien de, bij een zo laag
 mogelijke signaal-ruis verhouding, geoptimaliseerde
 detectie-drempel wordt gefixeerd. Zie (F.15)
 Behalve van de traag veranderende kwantiteit N_o , is
 de vals-alarm kans ook afhankelijk van de hoeveelheid
 interferentie N_i , afkomstig van de asynchrone
 mede-gebruikers.

Teneinde een indruk van deze overspraak te krijgen
 is de hoeveelheid stoor-energie N_i berekend, die
 door een kwadratuur-ontvanger per tijdslot T_s wordt
 gedetecteerd bij één interfererende signaalgolf $y_i(t)$.
 Voor het berekenen van deze hoeveelheid energie N_i
 is aangenomen dat het tijdslot T_s van de waarnemer
 een tijdsduur T_v verschoven ligt ten opzichte van
 het tijdslot van het interfererende signaal.
 De frequentie afstand tussen de geregenereerde
 draaggolf $s(t)$ van de waarnemer en de interfererende
 geschakelde draaggolf $y_i(t)$ bedraagt q/T_s

$$s(t) = (2/T_s)^{1/2} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \emptyset) \cdot t \quad \omega_0 \gg 1/T_s$$

$$y_i(t) = (2/T_s)^{1/2} \cdot \cos(\omega_0 + 2\pi q/T_s) \cdot t$$

$$\text{met } 0 \leq t \leq T_v \leq T_s$$

$$N_i = X_C^2 + X_S^2$$

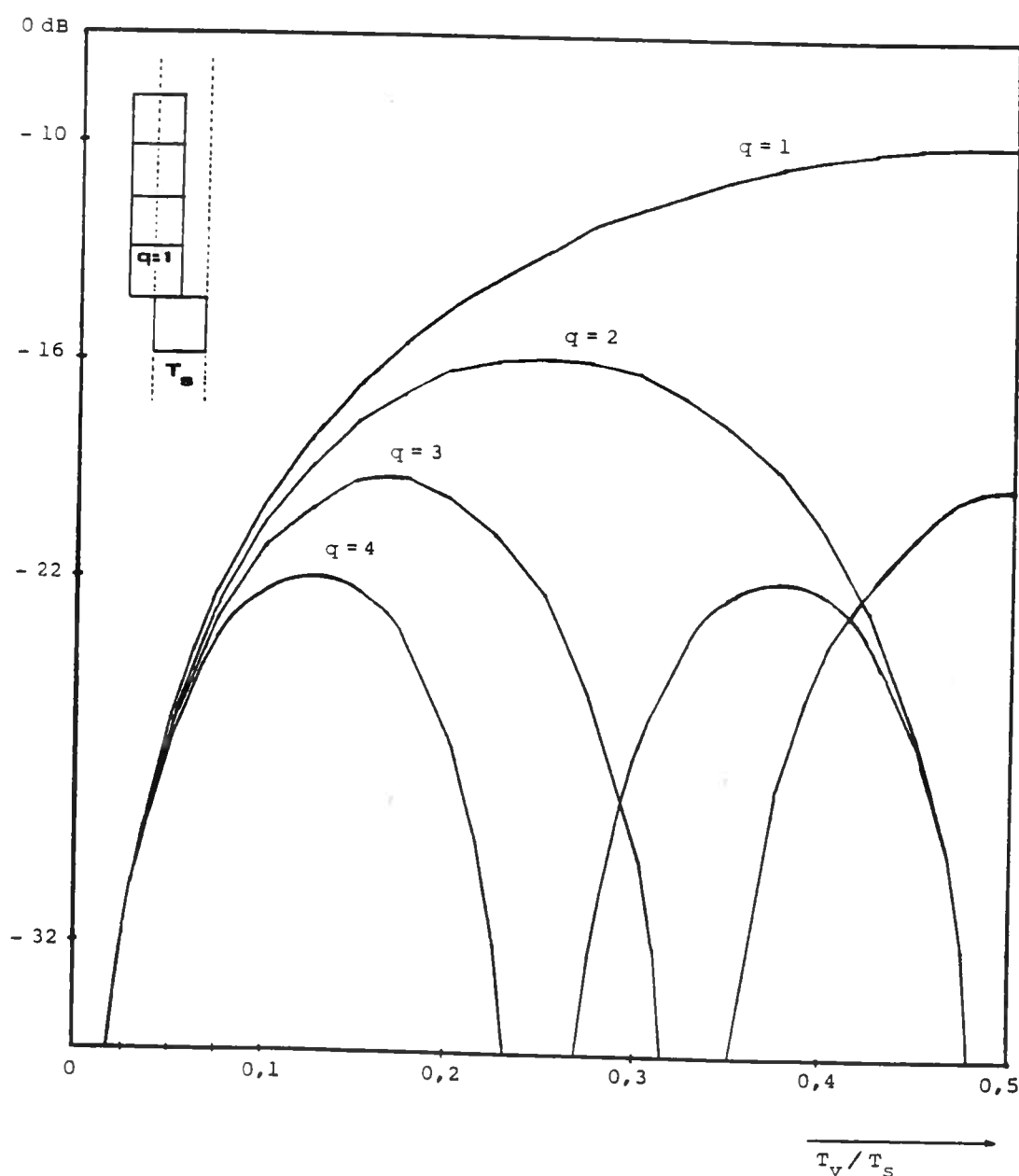


Fig. F.C Overspraak N_i bij één chip op frequentie afstand q/T_s versus T_v

Behalve het enkelzijdig ruisvermogen-dichtheids-spectrum N_0 en de minder ergodische storing, vertaald in N_i , is ook de per tijdslot T_s ontvangen signaal-energie E geen constante grootte. Het zo veel mogelijk beperken van de invloed van de stoorbronnen en overspraak moet worden bereikt met behulp van een detectie-drempel, die volgens een bepaalde functie met de signaal-energie mee varieert. Een eenvoudige (niet optimale) functie is een lineaire functie. We nemen aan dat de fading dermate traag is, dat er voortdurend een nauwkeurige schatting $\hat{E}$ van de te verwachten "momentele" signaal-energie voorhanden is. In dat geval kan een variërende (adaptieve) detector drempel $\lambda = \hat{E}/b_0$ worden toegepast.

De in (F.15) gegeven foutkansen kunnen nu herschreven worden als :

$$P_f = \exp\left(\frac{-E}{b_0 \cdot N_0}\right) \quad (\text{F.16})$$

$$P_m = 1 - Q\left(d, \left(\frac{2 \cdot E}{b_0 \cdot N_0}\right)^{1/2}\right) \approx \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{E}{b \cdot N_0}\right)^{1/2}$$

$$\text{met } b = b_0 / ((b_0)^{1/2} - 1)^2$$

Voor grotere waarden $E/b \cdot N_0$ kan P_m worden benaderd als :

$$P_m = \frac{1}{2} \left(\frac{b \cdot N_0}{\pi \cdot E}\right)^{1/2} \exp\left(\frac{-E}{b \cdot N_0}\right) \quad (\text{F.17})$$

De positieve invloed van de adaptieve detectie-drempel blijkt direct indien we de foutkansen berekenen :

E / N_o	S / N	$P_f (b_o = 2,75)$	$P_m (b = 6,35)$
32	18 dB	$1 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^{-4}$
40	19 dB	$5 \cdot 10^{-7}$	$2 \cdot 10^{-4}$
50	20 dB	$1,3 \cdot 10^{-8}$	$3,8 \cdot 10^{-5}$
63	21 dB	$1,1 \cdot 10^{-10}$	$4,4 \cdot 10^{-6}$
100	22 dB	$1,6 \cdot 10^{-16}$	$1 \cdot 10^{-8}$

Bij een trage, niet selectieve, Rayleigh fading kan E gedurende een tijdslot T_s als constant worden benaderd. De signaal-ruis verhouding per ontvangen symbool (chip), de "momentele" S/N , kan dan over het totale ensemble van ontvangen symbolen worden beschouwd als een stochastische variabele met een exponentieele distributie :

$$p(E/N_o) = (N_o/\bar{E}) \cdot \exp(-E/\bar{E}) \quad (F.18)$$

waarin $\bar{E}$ de gemiddelde hoeveelheid energie per tijdslot vertegenwoordigt. (zie ook blz. 3-14 Fig 3.F)

Voor een adaptieve detector in een omgeving met een trage Rayleigh fading vindt men een vals-alarm kans P_{fr} als :

$$P_{fr} = \int_0^{\infty} P_f \cdot p(E/N_o) d(E/N_o) \quad (F.19)$$

$$= \frac{1}{1 + \bar{E}/(b_o \cdot N_o)}$$

Voor de adaptieve detector in een omgeving met trage Rayleigh fading vindt men met (F.16) en (F.18) de gemiddelde mis kans P_{mr} als :

$$\begin{aligned}
 P_{mr} &= \int_0^{\infty} P_m \cdot p(E/N_0) d(E/N_0) & (F.20) \\
 &= (N_0/\bar{E}) \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(z/b)^{1/2} \cdot \exp(-z \cdot N_0/\bar{E}) dz \\
 &= \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{(1 + b \cdot N_0/\bar{E})^{1/2}} \right)
 \end{aligned}$$

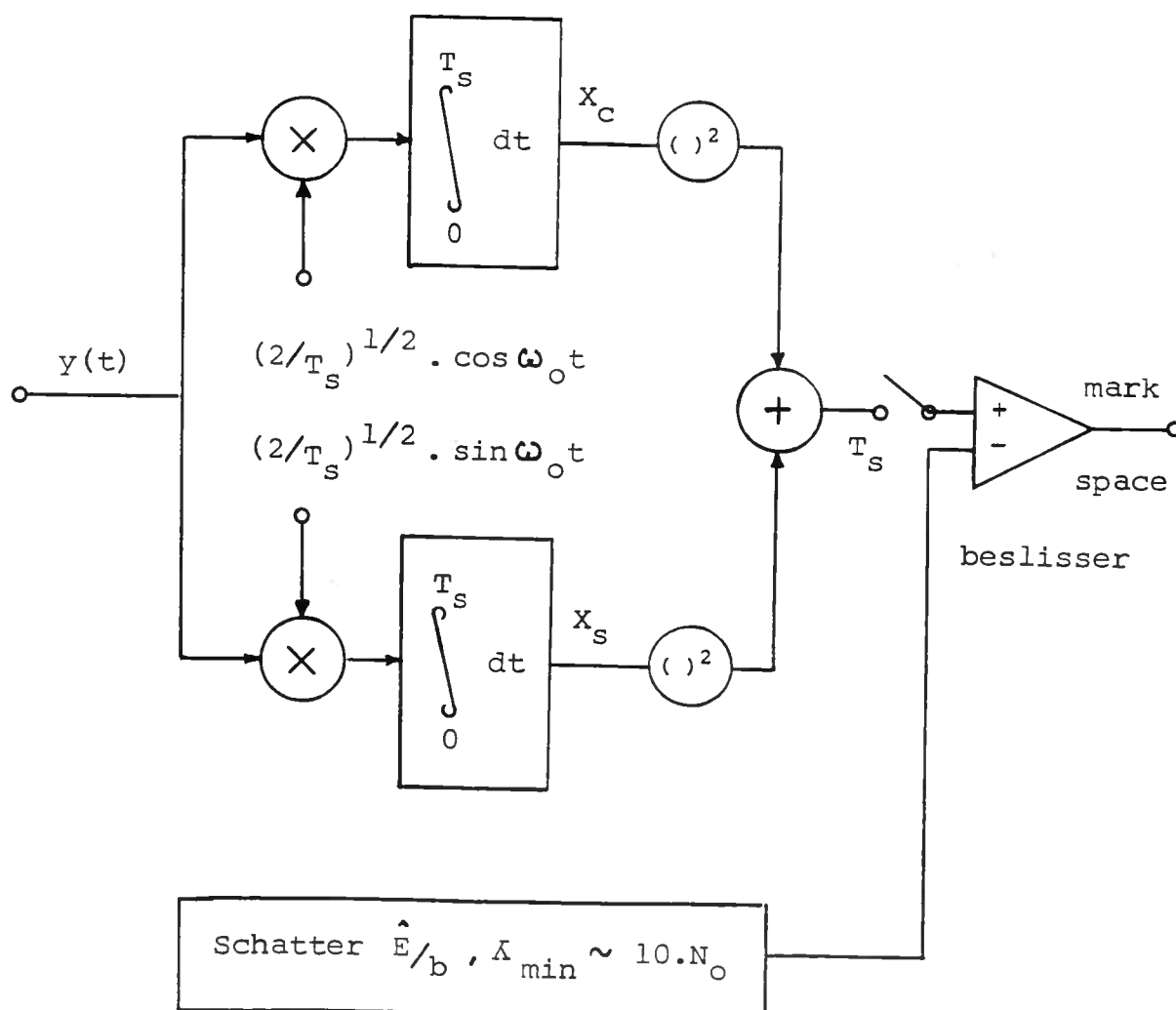
Het verschil tussen de gemiddelde vals-alarm kans P_{fr} en de gemiddelde mis kans P_{mr} is klein. Dit kan tot uitdrukking worden gebracht in een tabel :

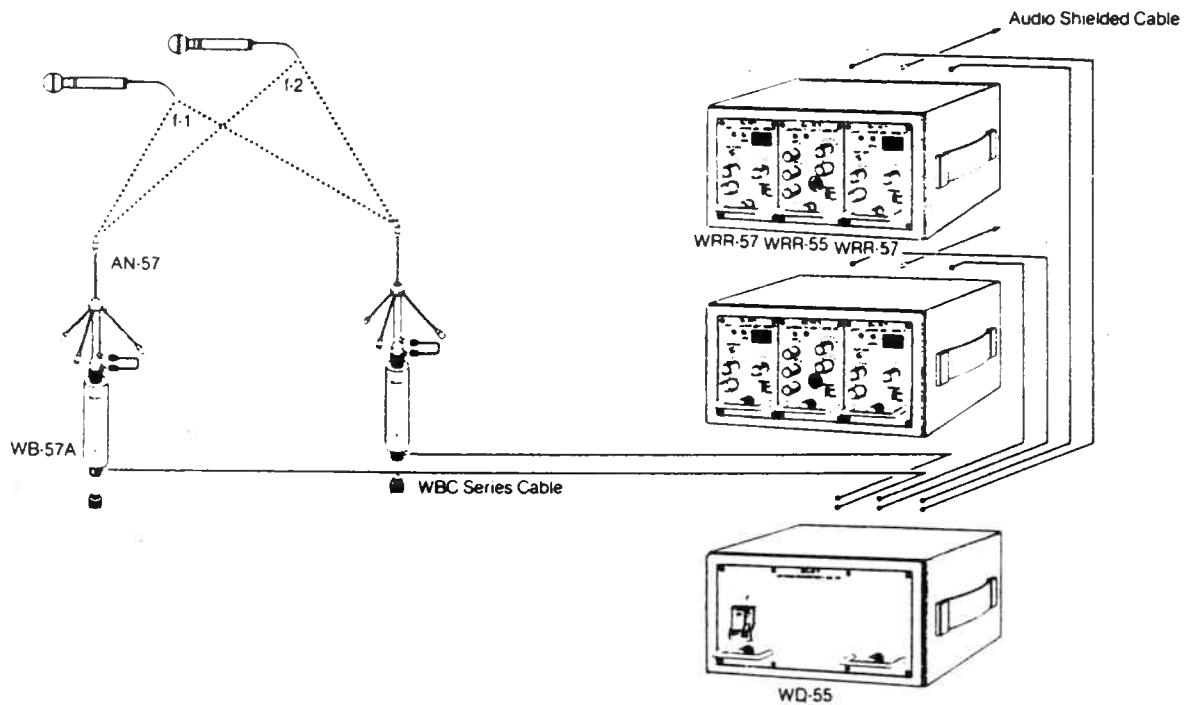
$\bar{E}/N_0$	gem. S/N	$P_{fr} (b_0 = 2,75)$	$P_{mr} (b = 6,35)$
500	30 dB	$5,5 \cdot 10^{-3}$	$3,1 \cdot 10^{-3}$
1580	35 dB	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$
5000	40 dB	$5,5 \cdot 10^{-4}$	$3,2 \cdot 10^{-4}$
15800	45 dB	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$

De gemiddelde kansen worden voornamelijk bepaald door de momenten van diepe fading, waarbij $P_m \rightarrow 0,5$ en $P_f \rightarrow 0,5$. Het is daarom verstandig om de adaptieve detectie drempel te combineren met een gefixeerde ondergrens, zodat vooral de vals-alarm kans P_f bij diepe fading wordt beperkt.

Indien voor de ondergrens van de detectie drempel wordt gesteld $\lambda_{\min} = 10 \cdot N_0$ volgt uit (F.19) en (F.20) dat de gemiddelde vals-alarm kans met een factor $\exp(10/b_0)$ afneemt en de gemiddelde miskans met een factor 10 toeneemt :

$\bar{E}/N_0$	gem. S/N	$P_{fr} (b_0 = 2.75)$	$P_{mr} (b = 6,35)$
500	30 dB	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^{-2}$
1580	35 dB	$4,6 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-2}$
5000	40 dB	$1,4 \cdot 10^{-5}$	$3,2 \cdot 10^{-3}$
15800	45 dB	$4,6 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-3}$



UHF 2-Channel Diversity Reception

Systeem opstelling voor 2 microfoon-gebruikers,
 met een 2^e-orde plaats-diversity (UHF)
 Per gebruiker zijn twee ontvangers (WRR-57)
 en een combineer-eenheid (WRR-55) benodigd.
 Tevens zijn de antenne-versterkers (WB-57A)
 en de voedings-eenheid (WD-55) weergegeven.

APPENDIX H

ZENDER

TX 101 (zender	f	2.910,03
TX 102 (zender 2 batterijen)	f	2.961,42
TX 203 (hand zender	f	3.083,47

ONTVANGER

MR 1 (ontvanger)	f	2.922,87
MR 2 (net intvanger)	f	3.340,43
MDR 3 (diversity ontv.net/batt.f	f	7.771,27

ANTENNE ASSESSOIRES

ADA 114-1 (antenne versterker, voor 4 ontvangers)	f	1.618,82
ADA 118-1 (idem voor 8 ontvangers)	f	3.289,04
TFA 2 (antenne t.b.v. zender)	f	42,40
THA 3 (antenne t.b.v. handzender)	f	42,40
HAD (dipool antenne Helical voor ADA verst.)	f	167,02
HAR (helical antenne voor ontvanger)	f	69,37

VOEDING ONTVANGER

MMS1-2 (netvoeding voor 4 ontvangers	f	828,68
MBS2 (batterij voeding voor 4 ontvangers)	netto f	230,27
RBS1 (batterij houder voor 8 1,5V batterijen)	f	36,--

DIVERSEN

TBP1 (leren zakje voor zender	f	48,--
RBC1 (leren tas voor ontvanger + batterijpack	f	95,07
FC2308 8 pen Lemo plug	netto f	46,50
RCc2308 contra plug voor de 8 pin Lemo	netto f	39,75

500 SERIE met CNS

TX 501 zender	f	3.022,73
TX 503 handzender	f	3.129,56
MR 510 ontvander	f	2.985,03
MDR 530 Diversity ontvanger	f	7.850,58

(zes kanaals diversity rek ± £8500,-- (ontv.)
+ 6 zenders + kabel + antennes)

De prijs van een basis-set van MICRON -
AUDIO ENGINEERING Ltd, bestaande uit een
microfoon-zender, een diversity-ontvanger
en aanvullende assessoires bedraagt meer
dan f 10 000, -. dd 1-5-'84 ex BTW.

APPENDIX I

CNR voor analoge brede-band FM

Definitie

f_0 basis-bandbreedte

f_1 pre/deemphasis filter frequentie

Δf piek frequentie deviatie

bandbreedte expansie verhouding

$$\beta = B/f_0$$

modulaat-bandbreedte

$$B \approx 2.(\Delta f + f_0)$$

gemiddelde draaggolf-ruis verhouding $CNR = P_0/(B.N_0)$

eenzijdige vermogens spectrale

verdeling $G(f)$ van de ruis

$$G(f) = N_0 = k.Top$$

Het verband tussen de systeem-uitgangs audio signaal-ruis verhouding S/N en de CNR kan worden benaderd als :

$$S/N = (3/2).(\Delta f/f_0)^2.\beta.CNR$$

Bij FM met pre/deemphasis (filter-frequentie f_1) :

$$S/N = (1/2).(f_0/f_1)^2.(\Delta f/f_0)^2.\beta.CNR$$

Uitwerking

	AKG	MICRON	SENNHEISER	
	T 185 W	101/102	SKM 4031/EME 1036 TV	
f_0 :	20	16	20	kHz
f_1 :	3,2	3,2	3,2	kHz
Δf :	65	75	56	kHz
β :	8,5	11,4	7,6	
B :	170	182	152	kHz
S/N =	32,5	35	31	+ CNR in (dB)

APPENDIX J

CPDM versus PCM

Robert W. Adams, senior project engineer at dbx, Inc., tijdens de ESA '85 conventie over de dbx 700 Digital Audio Processor :
(CPDM-omzetter voor audio-signalen naar video-format).

-CPDM versus PCM-

"My view of PCM was that of a theoretical point of view. The math was easy, and it all worked out. But it's a brute force way to go analog to digital, especially when you get into 16 bits, because of the accuracy required in the D/A converter, and the anti-aliasing filter requirement. I just had the suspicion that there was a sneaky way around it, a better way that, psychoacoustically, would sound as good or better than what they're doing. Some of the novel approaches to linear PCM (like the oversampling technique used by Philips, in which 14-bit D/A converters with 16-bit accuracy are used) aren't the solution to the anti-aliasing filter problem and are only really applicable to decoding because of the speed restrictions.

One problem we found with ADM is that the noise-floor is not always white ; in fact you can get little birdies and tweety noises which result from not using dither noise. The reason that dither noise is not used with ADM is that the step size, the quantisation level is changing over a 1000 : 1 range. There is no single level of dither noise that will cover a couple of quantisation levels. What we used was a fixed delta modulator, and instead of adjusting the step size to suit the signal, we adjust the signal with a VCA (which allows an adjustment range of 120 dB) to suit a fixed step size. That allows us to add a fixed, right amount of dither noise.

COMPARISON OF DYNAMIC RANGE

COMPARISON OF DIGITIZED WAVE FORMS

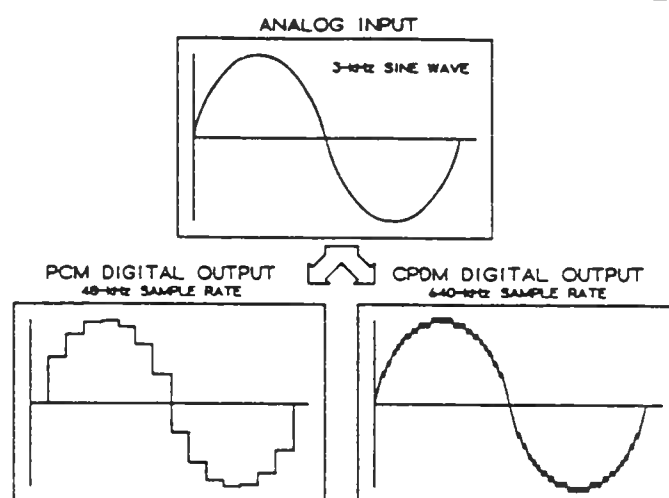
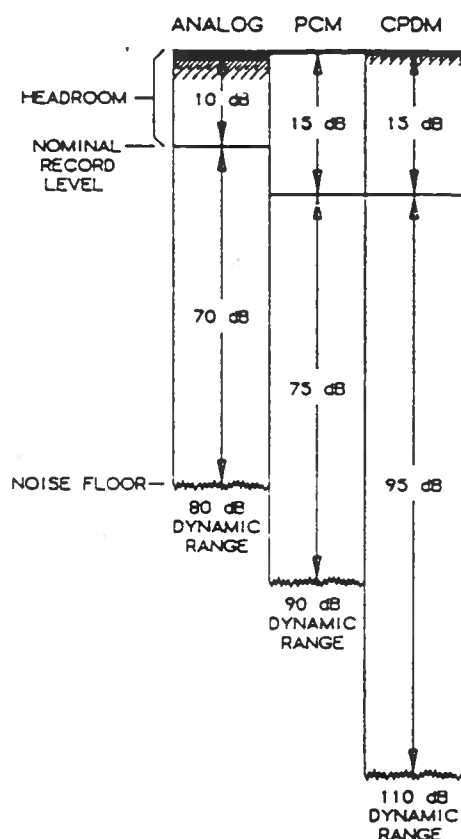


TABLE 1: A Comparison between Linear-PCM Converters and the dbx Companded Predictive Delta Modulation

	16-bit Linear PCM	dbx System
Cost	Very High	Low
Dynamic Range	90 dB	More than 110 dB
Sensitivity To Bit Errors	High	Low
Bit Rate	Approximately 770k per second, plus error-correction overhead	Approximately 700k per second, plus error-correction overhead
Anti-Aliasing Filters	Complex, hard to build, large phase shifts	Simple; small phase shifts
Maximum Level Flat With Frequency?	Yes	No
Distortion	Low	Low
Frequency Response	Depends on anti-aliasing filters; usually very good	Very good

Another difference that we have come up with is that our fixed delta modulator is not the simple integrator type ; it has a more complex filter than a ~~integrator~~, and it accomplishes what is called linear prediction. It looks over the past 20 or 30 samples of the signal, whether or not the signal was decreasing. So you would be able to predict, since music doesn't normally have large changes from one sample to the next (especially if you're sampling as we are at 700 MHz), what the next step size really ought to be.

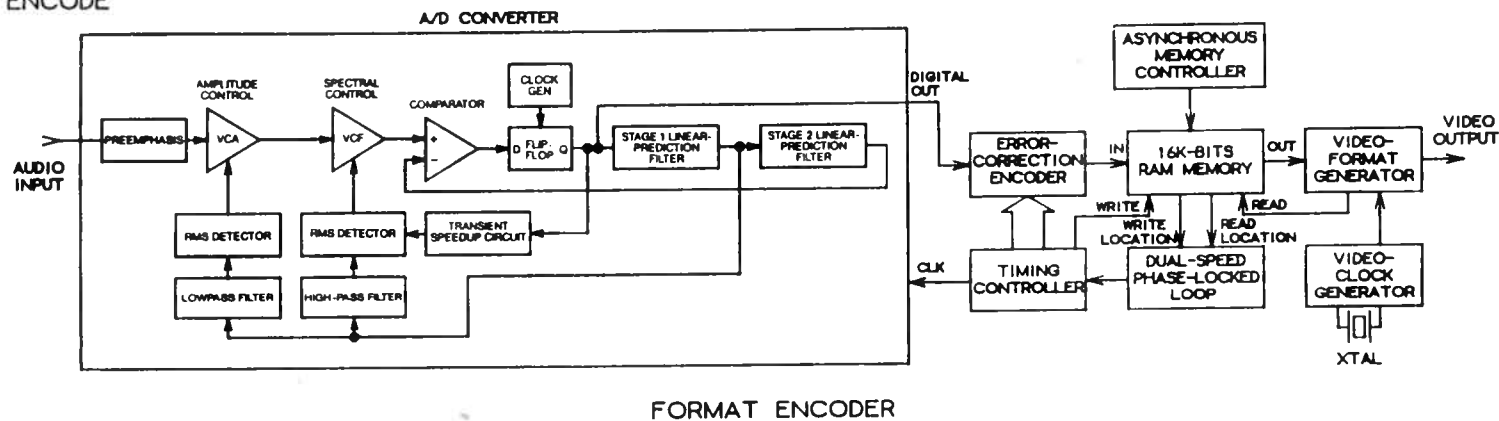
On the dynamic range front, with this linear prediction we get about 70 dB signal/noise, instead of 55 dB without prediction. The compansion system works more or less linearly up to a certain point, above which it turn into an infinite ratio when a transient speedup circuit comes in. The RMS detector, and everything that controls the gain of the VCA, comes from the digital output. One interesting thing about the output from a delta modulator is that the signal itself (in terms of frequency-domain analysis) is present in the bit-stream. If you put the bit-stream into a Fourier analysis machine, you will see the analogue signal right on it. So right from this bit-stream, we can look how hard the delta modulator is being pressed, and adjust the VCA gain accordingly. The whole key is to make the speed of the gain-change similar to the music. For slow, non-dynamic music you want a nice, heavily-filtered control voltage. For fast stuff, you may want to make it go as fast as possible. So we have an RMS detector which has basically two speeds, slow and fast. On top of that we have the transient speedup circuit which senses a signal overload lasting more than about 20 μ s, at which point it will make the RMS detector go really quickly. This means that you can overload the system and still recover it at the other end. Although the expander at the other end goes into an infinitive mode for a brief period at such times (not a situation to happen for long), it does mean that the system can cope with, say, a hot snare drum beat without shutting down or clipping, as would a PCM system.

BLOCK DIAGRAM

dbx 700 DIGITAL AUDIO PROCESSOR

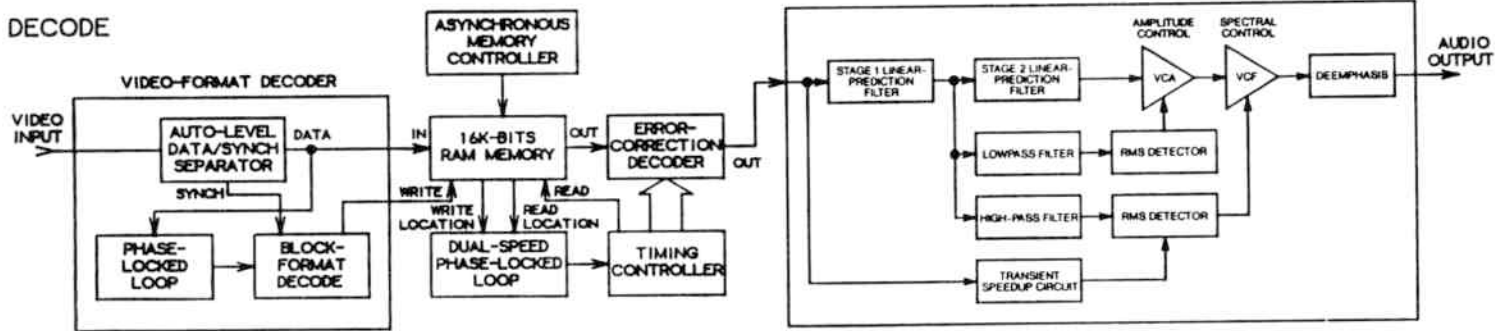
BLOCK DIAGRAM

ENCODE



FORMAT ENCODER

DECODE



FORMAT DECODER

-performance-

My own feeling on frequency response is that a response beyond 20 kHz is not necessary or audible. On the other hand, the problem with the anti-aliasing filters that we're seeing is that in order to get the high rate of rolloff, the phase shift in the band is extremely high. There is a lot of controversy about whether that's audible or not. With 8- or 12- pole filters, you're talking about errors of several hundreds of degrees at 20 kHz. And that extends all the way down. The area where there's likely to be trouble is in the mid-band region, where phase distortion is more audible. Because our sampling rate is so high, our anti-aliasing filter can be very gradual, reaching -60 dB at 200 kHz. This results in a phase shift of less than 100 degrees at 20 kHz.

There is obviously going to be a variation of headroom with frequency. The system has over 110 dB dynamic range up to about 1 kHz. By the time you get to 10 kHz, you're down to a little over 90 dB and at 15 kHz it's about 86 dB. But fortunately it seems to follow the average peak spectrum of music pretty closely. If you have material with extreme amounts of high audio frequencies you may not be able to use the full 110 dB range.

The dbx A/D conversion method, unlike linear PCM, is inherently tolerant of errors. In linear PCM, single-bit error may cause the most significant bit (MSB) to be in error. This MSB error might produce a disastrous full-scale spike in the audio output. In the dbx Model 700, there's no such thing as an MSB, all the bits have a value just large enough to keep up with the signal's sample differences. For this reason, errors of 35 bits or less (bursts of 0,5 ms) are usually inaudible during normal operation".