

TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT
Afdeling der Elektrotechniek

Aard : Afstudeerverslag
Omvang : 75 blz.
Datum : 31 december 1977
UDC :
Inspec :
Vakgroep : Voorlopig vakgroep van Transmissie van Informatie
Codenummer : 05-1-565-28 (1977) 133
Auteur : F.M.G.M. Kamps
Titel : Inventarisatie en verkenning van de mogelijkheden van een
satellietsysteem voor "elektronische schoolbord"
signalen.

Korte Inhoud: In dit verslag worden de mogelijkheden nagegaan van de
distributie van "elektronische schoolbord" signalen via
satellieten. Tevens is ook enige aandacht besteed aan de
mogelijkheid van terugmelding naar het distributiestation.
Hierna wordt wat uitgebreider ingegaan op de mogelijkheden
van "spread spectrum"-CDM. Tot slot is een op "spread
spectrum"-CDM gebaseerde proefschakeling plus de daarmee
verkregen meetresultaten beschreven.

Mentor : Ir. L.R. Nieuwkerk

<u>Inhoudsopgave.</u>	blz.
<u>Inleiding.</u>	1
<u>HOOFDSTUK 1.</u>	3
Samenvatting.	3
<u>1.1. inventarische satellietsystemen</u>	3
1.1.1. distributie satelliet	6
1.1.2. "multipoint" satelliet verbinding	7
<u>1.2. de satelliet</u>	8
1.2.1. satelliet antenne	8
1.2.2. zendvermogen van de satelliet	8
1.2.3. frequentiebanden	9
1.2.4. gegevens Palapa satelliet	10
<u>1.3. kleine grondstations</u>	12
<u>1.4. modulatiemethoden</u>	16
conclusies	19
<u>HOOFDSTUK 2.</u>	24
Samenvatting.	24
<u>2.1. "multiplexing" en "multiple access"</u>	24
<u>2.2. "random access"</u>	30
<u>2.3. keuze van "multiplex" en "multiple access" methode</u>	32
<u>HOOFDSTUK 3.</u>	36
Samenvatting.	36
<u>3.1. "Spread Spectrum" - CDM</u>	36
<u>3.2. SSMA (DS modulatie) systeem model</u>	39
<u>3.3. een distributie satellietsysteem met CDM</u>	44
<u>3.4. synchronisatieprobleem</u>	48

<u>3.5. codes - "Gold" codes</u>	55
conclusies	62
<u>HOOFDSTUK 4.</u>	65
<u>4.1. opbouw van de experimenteer schakeling</u>	65
<u>4.2. metingen + resultaten</u>	69
<u>Eindconclusies.</u>	74

III (Hfdst. 4) Beschrijving van gebouwde schakeling + metingen.

IV Eindconclusies.

Ieder hoofdstuk wordt aan het begin in het kort samengevat.

De hoofdstukken 1 en 3 zijn afgesloten met enkele conclusies.

[1] Wetenschappelijk Samenwerkingsverband Microgolfcommunicatie (WSM)
report nr. 2, aug. 1976, Voorstel voor een satelliet-
communicatie experiment in WSM verband.

[2] van Berkel, Toepassing van "Spread Spectrum modulatie voor de trans-
missie van scribofonie-signalen door een communicatie-
satelliet, Afstudeerverslag, februari 1974.

HOOFDSTUK 1.

Samenvatting.

In dit hoofdstuk wordt nagegaan welke eisen er gesteld moeten worden aan een satellietsysteem voor de distributie van elektronische schoolbordsignalen.

Om enige ordening in het geheel te brengen, wordt eerst bekeken welk soort satellietsysteem daarbij van belang is. In de daarop volgende paragrafen (§1.2 en §1.3) wordt nader ingegaan op te stellen eisen aan- gaande o.a. de antenne, effectief isotroop uitgestraald vermogen (EIRP), "figure of merit" (G/T) van de satelliet en/of het grondstation.

Op basis hiervan wordt bekeken welke modulatie methode het meest efficiënt is (§1.4).

Het hoofdstuk wordt besloten met enige conclusies.

1.1. Inventarisatie satellietsystemen.

Allereerst wordt een onderscheid gemaakt tussen verschillende communicatie satellietsystemen die tot nu toe ontwikkeld zijn of in de toekomst ontwikkeld zullen worden [1] .

- A. punt-punt satelliet verbinding
- B. "multipoint" satelliet verbinding
- C. distributie satelliet (radio, TV)
- D. directe omroep satelliet
- E. satelliet voor kabel TV

Bij een "multipoint" satelliet verbinding kan er nog onderscheid gemaakt worden tussen een systeem waarbij iedere gebruiker een directe verbinding kan maken met iedere andere gebruiker ("een-hop" verbinding) en een systeem waarbij een gebruiker alleen via een hoofdstation een verbinding kan maken met een andere gebruiker ("dubbele hop" verbinding).

Het zal duidelijk zijn dat ieder satellietsysteem zijn eigen specifieke eisen zal stellen aan de zendvermogens, antenne diameters enz. van de satelliet en de grondstations.

Bij een punt-punt satelliet verbinding (b.v. Intelsat IV) zal het zendvermogen en de antennediameter van het grondstation groot kunnen (en ook moeten) zijn zodat het zendervermogen en de "gain" van de antenne van

de satelliet klein gehouden kunnen worden. Hoe kleiner het benodigde zendvermogen van de satelliet, des te minder zonnecellen zijn er nodig, waardoor de satelliet lichter wordt en daardoor weer goedkoper.

Daarentegen zal bij een direkte omroep satelliet het zendvermogen van de satelliet behoorlijk groot moeten zijn om de antenne diameters van de ontvangers op de grond klein te houden. Immers, een grote antenne op ieder huis heeft nogal wat praktische bezwaren en bovendien zijn de kosten van een grote antenne voor de individuele gebruiker te hoog.

Om enigszins een idee te geven van de EIRP van de satelliet, antennediameters en "figure of merits" van de grondstations, die bij verschillende experimentele en commerciële satellietssystemen gebruikt zijn, zijn deze gegevens van enige satellietssystemen in tabel 1.1 weergegeven [5]. Hierbij moet worden opgemerkt dat verscheidene satellieten voor meer doeleinden dan in de tabel vermeld staat gebruikt worden. Voor de definitie van o.a. EIRP en "figure of merit" wordt verwezen naar [6].

Uit tabel 1.1 blijkt dat er nog weinig uniformiteit en standaard parameters voor satellietssystemen bestaan.

Voor een "elektronisch schoolbord systeem" via een satelliet zijn twee systemen van belang, n.l. distributie satellietstelsysteem en een "multipoint" satelliet verbinding. Het laatste systeem heeft ook de mogelijkheid om een boodschap (spraak of telex) naar het distributiestation terug te zenden (twee weg verkeer) (fig. 1.1).

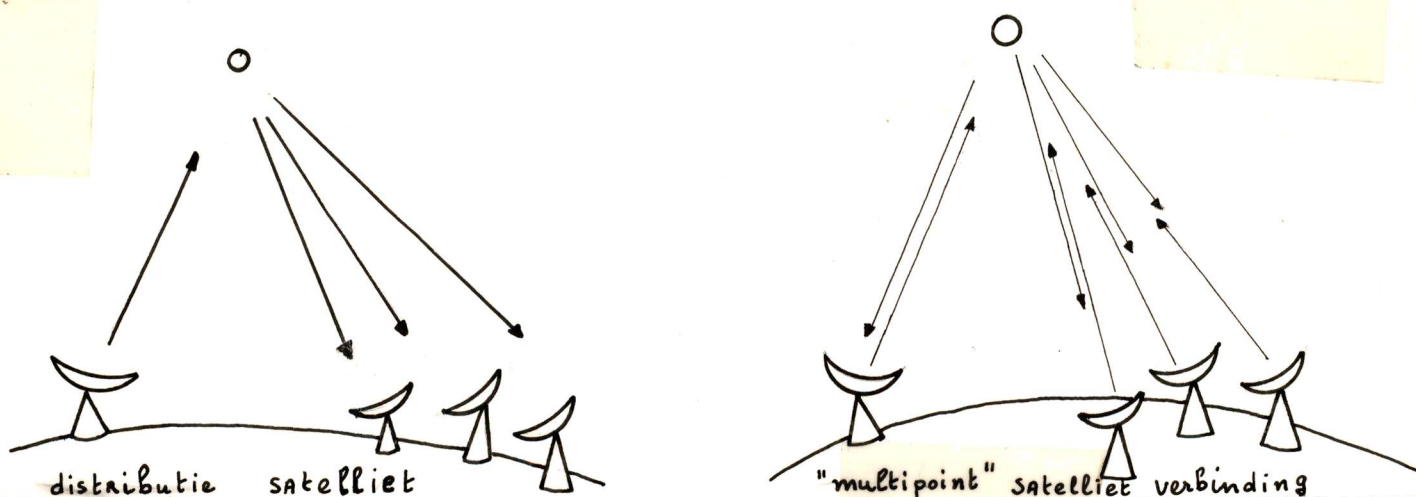


fig. 1.1

Naam en doel	freq. banden (GHz)	transp. band- breedte (MHz)	antenne diameter (m)	"figure of merit" (dB/K)	satelliet EIRP (dBW)	"at lift off" gewicht (kg)
<u>ATS 6</u> (1974) Satellite Instructional Television Experiment	0,86 ↓ 6 ↑	30	3	-6	51,3	1360
<u>CTS</u> (1975) Educatieve TV met een "voice of data return channel"	12 ↓ 14 ↑	85	2.4 1	16.5 7.8	56	672
<u>Symphonie</u> (1975) experimentele communicatie satelliet	4 ↓ 6 ↑	90	3~4	16,5~20	29	387
<u>INTELSAT IV</u> (1971) intercontinentale telefoonverkeer	4 ↓ 6 ↑	36	28~30	≥ 40.7	22	1370
<u>TELESAT</u> (1973) "thin route experiments"	4 ↓ 6 ↑	36	8	22	35	567
<u>Marisat</u> (1976) satelliet verbindingen van vasteland naar koopvaar- dyschepen, en v.v.	4 ↓ 1,5 ↓ 6 ↑ 1,6 ↑	4	1,3	-4.0	20~29,5 van vaste- land naar schip 18,8 van schip naar vaste- land	320 "dry weight"

tabel 1.1. vergelijking van enige systeem parameters van verschillende satellietsystemen.

↓ = "down link" ↑ = "up link"

1.1.1. Distributie satelliet.

Bij het distributie satelliet systeem is feitelijk alleen de "down link" van belang. De kwaliteit van de "up link" wordt namelijk in sterke mate bepaald door de grootte van het zendvermogen van het distributie station. Meestal wordt het zendvermogen van dit station zo gekozen dat de draaggolf-ruisverhouding op de "up link" voldoende groot is om de "up link" ruis in de "down link" vergelijking in eerste instantie te kunnen verwaarlozen.

De systeemvergelijking voor de "down link" is [6]:

$$[C]_d = \frac{P_r}{kT_{op} B_m}$$

$$10\log[C]_d = E_s - L_D - L_A + 10\log\eta A - 10\log kT_{op} B_m - M \text{ (dB)}$$

$$= E_s - L_D - L_A + G - 20\log f - 21.46 - 10\log kT_{op} B_m - M \text{ (dB)}$$

$[C]_d$ = draaggolf-ruisverhouding aan de ingang van de ontvanger
(down link)

P_r = ontvanger vermogen

E_s = effectief isotroop uitgestraald zendvermogen (EIRP) door de satelliet

L_D = demping t.g.v. de uitbreiding door de ruimte. Deze is gelijk aan $10\log 4\pi D^2$.

D is de afstand tot de aarde in kilometers (42000 km bij een elevatiehoek van 5°)

L_A = dempingen door troposferische invloeden (ca. 1 dB bij 4 GHz, ca. 6 dB bij 30 GHz)

ηA = effectief oppervlak van de antenne; A is opp.; η is rendement (≈ 0.5)

k = konstante van Boltzmann

T_{op} = operationele ruistemperatuur van de ontvanger

B_m = modulaat bandbreedte

f = frequentie (in GHz).

M = marge (b.v. 5 dB)

1.1.2. "multipoint" satelliet verbinding.

De "up link" is nu om een drietal redenen van essentieel belang:

1. De informatiecapaciteit van een terugmeldingskanaal wordt mede bepaald door het zendvermogen van het grondstation. Omdat hier uitgegaan wordt van kleine goedkope grondstations zal ook het zendvermogen van het grondstation niet al te groot kunnen worden gekozen.
2. De fluxdichtheid ter plaatse van de satelliet, veroorzaakt door de signalen van een aantal grondstations, mag niet te groot zijn om een sterke interferentie in naburige satellietssystemen te voorkomen.
3. De vermogens van verschillende signalen dienen zo veel mogelijk op elkaar afgestemd te zijn. Signalen afkomstig van stations gelegen op de rand van het door de satelliet bestreken gebied mogen niet worden weggedrukt door de sterkere signalen van stations gelegen in het midden van dit gebied. In de engelstalige literatuur staat dit probleem bekend onder de naam "near-far problem".

De systeemvergelijking voor de "up link" is:

$$\begin{aligned} [C]_u &= E_g - L_D - L_A + 10 \log \eta A_s - 10 \log k T_s B_m - M \text{ (dB)} \\ &= E_g - L_D - L_A + G_s - 20 \log f - 21.46 - 10 \log k T_s B_m - M \text{ (dB)} \end{aligned}$$

$[C]_u$ = draaggolf-ruisverhouding aan de ingang van de satelliet ontvanger.

E_g = EIRP van het grondstation.

A_s, G_s = oppervlak, resp. "gain" van de satelliet antenne.

T_s = operationele ruistemperatuur van de satelliet ontvanger.

De "down link" is relatief gezien minder belangrijk: de last van de detectie van de zwakke signalen, afkomstig van de satelliet, kan nu volledig gedragen worden door een zonodig zeer geavanceerd en gecompliceerd centraal ontvangstation.

1.2. De satelliet.

1.2.1. De satelliet antenne.

De grootte van de antenne van de satelliet is een functie van de frequentie en de gewenste bundelbreedte. De bundelingsfaktor ("gain") van de satelliet antenne wordt dus bepaald door de keuze van de frequentieband en de grootte van het gebied dat de satelliet kan bestrijken ("global beams" en "spot beams"). Voor een parabolische antenne gelden in de praktijk bijvoorbeeld de volgende formules voor bundelingsfaktor G en bundelbreedte θ [12]:

$$G \approx 0.54 \left(\frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (d = \text{antenne diameter})$$

$$\theta \approx \frac{2.1}{fd} 10^4 \approx 70 \frac{\lambda}{d} \quad (f = \text{freq. in MHz})$$

1.2.2. Het zendvermogen.

Het maximum zendvermogen van de satelliet wordt op de eerste plaats beperkt door de hoeveelheid energie die met behulp van de beschikbare zonnecellen kan worden opgewekt.

De "travelling wave tube" (TWT), die vaak voor de HF vermogensterking wordt toegepast, kan voor grote ingaande signaalvermogens verzadigd raken. In verzadiging is de TWT een sterk niet lineair element, wat intermodulatie ten gevolge heeft ("soft limiting", zie fig. 1.2). Om dit tegen te gaan zal de TWT zo veel mogelijk in het lineaire gedeelte van zijn karakteristiek worden gebruikt, wat wel een verlies aan zendvermogen betekent. ("Back off": $\pm 3\text{dB}$).

Qua zendvermogen zal de TWT het meest efficiënt werken als de buis constant tot op een punt even vòòr het verzadigingsniveau wordt uitgestuurd. Om daarvoor te zorgen kan een "hard limiter" worden toegepast (fig. 1.2), hetgeen wel een sterke intermodulatie tengevolge heeft.

Bij één van de mogelijke "multiple access" methoden (TDMA) heeft deze intermodulatie weinig invloed (zie hfds. 2), zodat de "hard limiter" toch veel wordt toegepast.

Het zendvermogen van de satelliet wordt bovendien beperkt door de maximale - door het CCIR aanbevolen - fluxdichtheden op aarde ter bescher-

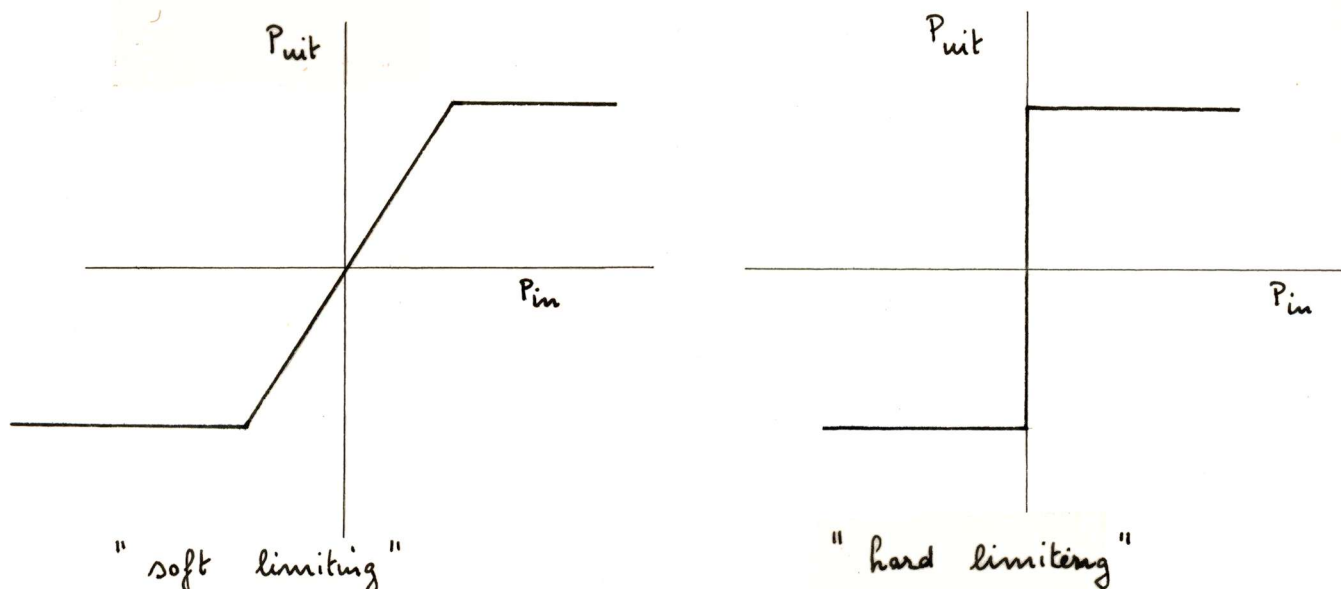


fig. 1.2

ming van de aardse straalverbindingen, die vaak in dezelfde frequentiebanden werken. In tabel 1.2 zijn de maximale fluxdichtheden van enkele frequentiebanden opgenomen (voor de definitie van fluxdichtheid, zie [6]).

Frequentieband (GHz)	maximale fluxdichtheid dB (W/m^2)			referentie bandbreedte
	$\theta \leq 5^\circ$	$5^\circ < \theta \leq 25^\circ$	$25^\circ < \theta \leq 90^\circ$	
1.7 - 2.535	- 154	- 154 + $(\theta-5)/2$	- 144	in "any" 4kHz band
3 - 8	- 152	- 152 + $(\theta-5)/2$	- 142	
8 - 11.7	- 150	- 150 + $(\theta-5)/2$	- 140	
11.7 - 15.4	- 148	- 148 + $(\theta-5)/2$	- 138	
15.4 - 23	- 115	- 115 + $(\theta-5)/2$	- 105	in "any" 1 MHz band

θ = elevatiehoek

tabel 1.2

1.2.3. frequentiebanden.

In de 4/6 GHz is de demping ten gevolge van troposferische invloeden minimaal en bovendien kan voor deze band gebruik worden gemaakt van bestaande technieken, zoals die worden gebruikt bij aardse straalverbindingen. Het ligt daarom

voor de hand om voor satellietcommunicatie de 4/6 GHz band te gebruiken. Het nadeel van deze band is echter dat juist door het medegebruik van deze band door aardse straalverbindingen de maximaal toegestane fluxdichtheid op aarde en daardoor ook het zendvermogen van de satelliet is gelimiteerd. Bovendien kan door toedoen van de relatief grote bundelbreedte van de antennes van de grondstations instraling plaatsvinden in naburige satellietsystemen. Dit is dan ook de reden dat er ten behoeve van satellietcommunicatie ruime belangstelling bestaat voor hogere frequentiebanden (11/14 GHz; 20/30 GHz).

Voor deze frequentiebanden zijn reeds talloze communicatie experimenten, tests en propagatiemetingen verricht [9].

De 11/14 GHz band is voornamelijk toebedacht voor TV omroep en data verbindingen met hoge bitsnelheid. De 20/30 GHz band zouden dan na 1990 vanwege de grote bandbreedte (2.5 GHz) de "super highways" voor het intercontinentale verkeer moeten worden.

De voordelen van deze hoge frequentiebanden zijn dat deze banden nu nog weinig gebruikt worden en bovendien is bij gegeven afmeting van de antenne de bundelbreedte kleiner. Op de eerste plaats betekent een kleine bundelbreedte dat er minder instraling zal plaatsvinden in naburige satellietsystemen. Daarnaast geeft het het voordeel dat dezelfde frequentie meerdere malen kan worden gebruikt voor twee of meer relatief dichtbij elkaar gelegen gebieden op aarde ("frequency reuse").

De nadelen van hogere frequentiebanden zijn onder meer de hogere demping, mogelijk duurdere antennes, nodig zijn van meer geavanceerde technieken en ook hier de beperking van zendvermogen van de satelliet in verband met het mede gebruik van deze band door aardse straalverbindingen.

De conclusie is dat voor ontwikkelingslanden het gebruik van de 4/6 GHz band vaak nog aantrekkelijk zal zijn, terwijl de meer ontwikkelde landen ten behoeve van nieuwe experimenten hun heil noodzakelijkerwijs moeten zoeken in frequenties boven de 10 GHz.

1.2.4. Gegevens Palapa satellietsysteem.

Het zou economisch gezien niet verantwoord zijn een satelliet in een baan om de aarde te brengen, die uitsluitend bestemd is voor de distributie van elektronische schoolbord signalen. Voor een (ontwikkelings)

land kan een duur satellietsysteem wel gerechtvaardigd zijn indien het tevens gebruikt wordt voor bijvoorbeeld TV distributie, telefoon en/of telex verkeer van een centraal station (b.v. de hoofdstad) naar industriële vestigingen en provinciale administraties in veraf gelegen moeilijk toegankelijke gebieden ("thin route services"). Vaak zal echter voor telecommunicatie experimenten (zoals de distributie van schoolbord signalen via een satelliet) nog ruimte beschikbaar zijn in bestaande systemen. Indonesië heeft bijvoorbeeld in 1975 de beschikking gekregen over een satelliet. Van de twaalf transponders worden er op het ogenblik een aantal niet gebruikt. Bovendien is er onlangs voor Indonesië een tweede satelliet in een baan om de aarde gebracht. Hieruit is de conclusie te trekken dat er b.v. in Indonesië voorlopig voldoende ruimte is voor experimenten met de distributie van elektronische schoolbordsignalen en ook "thin route" experimenten. De situatie in Indonesië lijkt stereotiep voor elk ontwikkelingsland met een eigen satellietsysteem. Om verderop in dit verslag enige berekeningen te kunnen uitvoeren aan een satellietverbinding wordt uitgegaan van de hierna volgende gegevens van het "Palapa" satellietsysteem van Indonesië [13].

[13]

frequentie: 6 GHz "up link", 4 GHz "down link"

transponder: 12 kanalen van 36 MHz bandbreedte

"high level travelling wave tube amplifier"

satelliet zendvermogen: 33 dBW EIRP

<u>grondstations</u> :	antenne diameter	"figure of merit"	zend vermogen	ontvanger
"main traffic station"	24 ft	25 dB/K	600 W	"uncooled paramp"
"light traffic station"	24 ft	25 dB/K	100 W	"uncooled paramp"
"industrial station"	13 ft	14 dB/K	10 W	"transistorized receiver"

1.3. Kleine grondstations.

Achter de behoefte aan "kleine" grondstations schuilt de volgende filosofie. Door middel van een satelliet kan men in één keer een zeer uitgestrekt gebied bereiken, waardoor men met de meest veraf gelegen (en onderling ver uit elkaar gelegen), moeilijk bereikbare nederzettingen in een (ontwikkelings) land een moderne communicatieverbinding tot stand kan brengen. Hier tegenover staat de aanleg van een aards straalverbindingsnetwerk, dat natuurlijk in staat is - tegen misschien wel mindere kosten - dezelfde verbindingen tot stand te brengen. De aanleg van een dergelijk aards straalverbindingsnetwerk zou echter jaren duren, ook al heeft menig (ontwikkelings) land al een begin gemaakt met zo'n verbindingsnetwerk. Ook hier geldt echter dat één soort verbinding niet alleen zaligmakend is, maar dat beide soort verbindingen elkaar kunnen aanvullen. Op dit probleem - satelliet tegenover aards straalverbindingsnetwerk - zal verder niet worden ingegaan.

Nu moet het echter duidelijk zijn dat er voor de satellietverbindingen een grote behoefte bestaat aan kleine grondstations. Het woord "klein" wordt dan hier gebruikt in de betekenis van simpel en goedkoop. Het grondstation moet eenvoudig zijn omdat het moet worden getransporteerd naar en geïnstalleerd op veraf gelegen, moeilijk bereikbare plaatsen. Omdat er ter plaatse geen technisch personeel aanwezig zal zijn (duur!) moet het onderhoud minimaal zijn. De bediening van het grondstation moet geen groot technisch inzicht vereisen. Het grondstation moet goedkoop zijn, omdat de prijs van één grondstation in hoge mate de totale kosten van het complete satelliet verbindingssysteem (met veel kleine grondstations) bepaalt.

Een meer concrete uitwerking van bovenstaande overwegingen is te vinden in de volgende punten:

a. antenne

De diameter van de antenne zal klein moeten zijn vanwege de praktische bezwaren van een grote antenne (1 à 5 m).

Het richten van de antenne op de satelliet kan met de hand of d.m.v. een "auto-tracking" systeem gebeuren. Het laatste is duur, terwijl het met de hand richten van de antenne vereist dat de bundelbreedte van de antenne vrij groot moet zijn. De bundelbreedte van de antenne

kan echter niet al te groot worden gekozen omdat dan ten eerste (bij zenden) gemakkelijk instraling kan plaatsvinden in naburige satellietsystemen en ten tweede (bij ontvangst) ook signalen afkomstig van andere satellieten ontvangen kunnen worden (fig. 1.3).

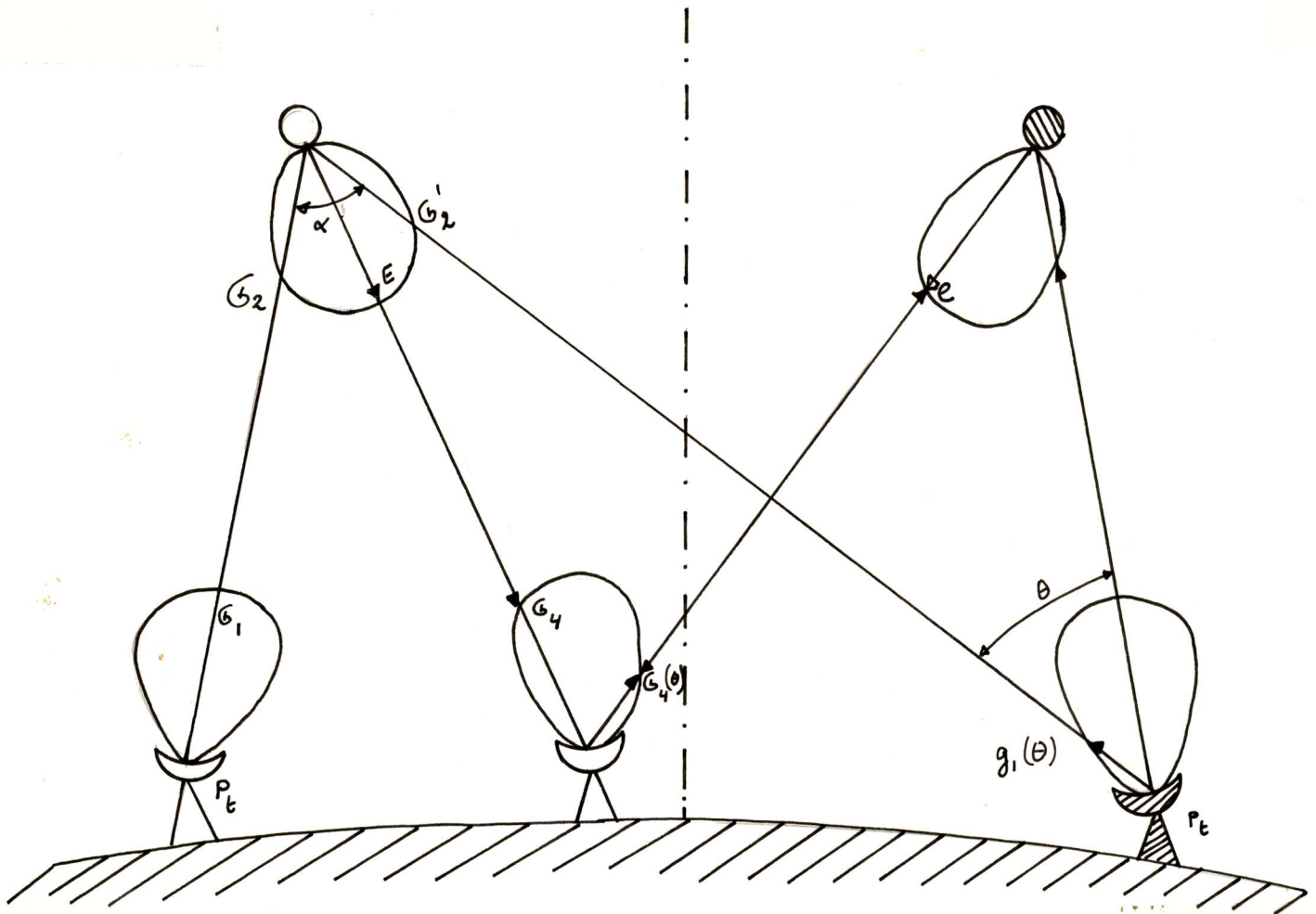


fig. 1.3

De verhouding $\left[\frac{C}{I} \right]$ tussen gewenste en interfererende signalen kan berekend worden met de volgende formules [11].

$$\left[\frac{C}{I} \right]_{\text{up link}} = P_t + G_1 - \Delta L_u - p_t - g_1(\theta) + \Delta G_2$$

$$\left[\frac{C}{I} \right]_{\text{down link}} = E + G_4 - \Delta L_d - e - G_4(\theta)$$

waarbij

P_t, p_t = zendvermogen van gewenst resp. interfererend station.

$\Delta L_{u,d}$ = verschil in demping van gewenst en interfererend signaal op resp. de "up link" en "down link".

E_e = EIRP van gewenst resp. interfererend signaal in de richting van het ontvangstation.

$\Delta G_2 = G_2 - G'_2$. G, g = "gain".

b. "stand by" apparatuur.

Het systeem dient een hoge mate van degelijkheid te hebben, zodat er geen "stand by" apparatuur nodig zal zijn.

c. versterker.

De toe te passen versterker zal een ongekoelde parametrische versterker zijn met een operationele ruistemperatuur van 50 °K tot 300 °K of eventueel een "low noise" transistor versterker.

d. een klein, gemakkelijk te installeren, gebouw om de apparatuur in te herbergen.

e. laag in energie verbruik

f. onderhoudskosten laag

g. voor de bediening geen technisch personeel nodig.

De draaggolf-ruisverhouding aan de ingang van de ontvanger is recht evenredig met de "gain" van de ontvangantenne en omgekeerd evenredig met de operationele ruistemperatuur van de ontvanger. De "gain" en de operationele ruistemperatuur zijn derhalve grootheden die min of meer de kwaliteit van het ontvangstation bepalen. Deze twee grootheden worden vaak samengevoegd in een nieuwe grootheid, "figure of merit" (G/T), gedefinieerd als

$$G/T \text{ (dB/}^\circ\text{K)} = \text{Gain (dB)} - 10\log T_{\text{op}} (^\circ\text{K)}$$

Uit deze definitie blijkt dat het nogal misleidend is de "figure of merit" uit te drukken in dB/°K, maar aangezien dit in de literatuur algemeen aanvaard is, wordt daarvan in dit afstudeerverslag niet afgeweken.

Om de "figure of merit" van een ontvangstation te vertalen in de afmeting van de antenne en hoogte van de operationele ruistemperatuur

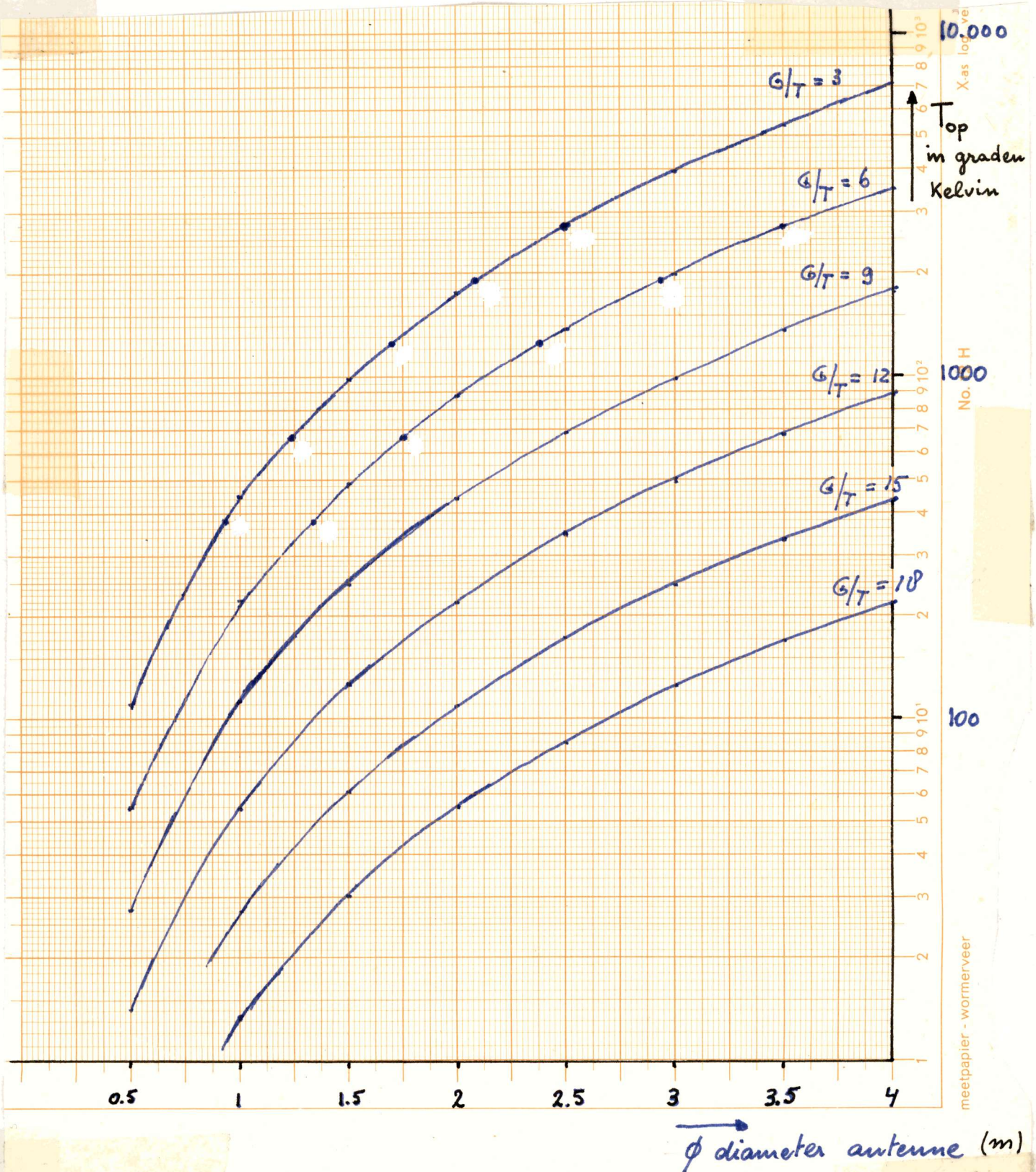


fig. 1.4. verband tussen G/T , T_{op} en antenne diameter.

- twee grootheden waaraan hierboven enige eisen gesteld zijn - is in fig. 1.4 het verband tussen deze drie grootheden weergegeven.

1.4. Modulatie methoden.

Na aangegeven te hebben hoe o.a. het satelliet zendvermogen (EIRP) en de "figure of merit" (G/T) van het grondstation samenhangen met de specifieke eisen die aan een satelliet systeem met kleine grondstations gesteld worden, wordt nu op basis hiervan vastgesteld door middel van welke modulatie methode

- a. de capaciteit van het systeem zo groot mogelijk wordt.
- b. de systeemkosten geminimaliseerd worden.
- c. het systeem zo effectief mogelijk gebruik maakt van o.a. de beschikbare bandbreedte en zendvermogen.

De meeste nadruk zal hierbij vallen op de distributiekant van het systeem. Met enige aanpassing zal echter het meeste ook van toepassing zijn op de terugmeldingskant van het systeem.

Op de eerste plaats kan er een keuze gemaakt worden tussen een analoge of een digitale modulatiemethode.

Amplitude modulatie ligt vanwege het onefficiënt gebruik van het zendvermogen niet voor de hand. Bij FM is het door de keuze van een grote modulatie index mogelijk te werken met kleine draaggolf-ruisverhoudingen (uitwisseling van bandbreedte tegen signaal-ruisverhouding). FM is dan ook de enige reële analoge modulatiemethode.

Uit [6] en ook uit [4][5] blijkt dat met FM, zeker waar gebruik wordt gemaakt van "companders" en "threshold extension" technieken, meer efficiënt gebruik wordt gemaakt van de transponder capaciteit dan met digitale modulatiemethoden. Dit geldt met name voor kleinere "figure of merits" van grondstations (zie fig. 1.5).

Het is dan ook niet verbazingwekkend dat analoge FM erg veel in bestaande satellietsystemen is toegepast. Hierbij moet nog worden opgemerkt dat het gebruik van "syllabic companders" en "threshold extension" technieken de complexiteit van het ontvangstation doen toenemen en daarmee ook de kosten.

Ondanks het feit dat met analoge FM een meer efficiënt gebruik van de transponder capaciteit wordt gemaakt, bestaat er een tendens om over te stappen op digitale modulatie methoden. Dit komt doordat de keuze tussen analoge of digitale modulatiemethoden ook op andere gronden gemaakt wordt, namelijk

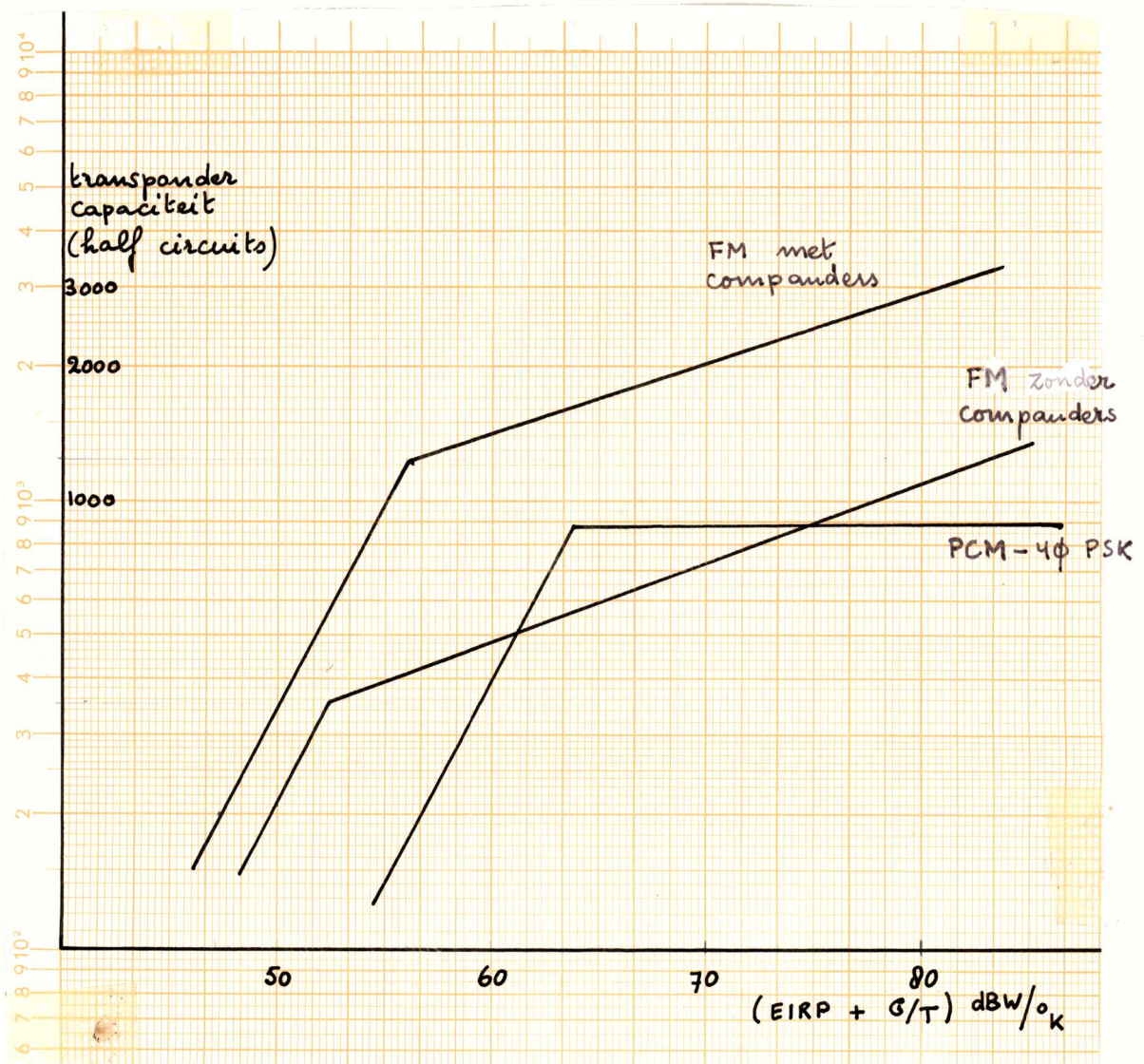


fig. 1.5. Vergelijking wat transponder capaciteit betreft tussen FM en PCM - 4φ PSK [4]. Bij een vaste EIRP van de satelliet blijkt dat FM, vooral voor kleinere G/T, een grotere transponder capaciteit heeft dan PCM - 4φ PSK.

- flexibiliteit in o.a. de "routing", "switching", regenereren en tijdelijk opslaan van signalen.
- mogelijkheid om andere dan spraaksignalen over te zenden zoals telex, facsimile enz..
- bestandheid tegen intermodulatie.

Deze tendens naar digitale modulatiemethoden, ook onder meer makkelijker gemaakt door het toegenomen efficiënt gebruik van de bandbreedte (4, 8, 16, 32 fase i.p.v. twee fase systemen) komt o.a. tot uiting bij

Intelsat (SPADE [5]), terwijl het ook te bemerken is bij satelliet-systemen die werken met kleine grondstations, zoals TELESAT (Canada) [5] en de plannen voor een Australische satelliet [8].

De conclusie is dan ook dat een digitale modulatiemethode, ook al is dit voor een schoolbordsignaal niet strikt nodig, de meeste perspectieven biedt. In een ruimer verband gezien kunnen de toekomstige experimenten met grafische telecommunicatie (via satellieten), die aangewezen zijn op digitale technieken, alleen maar profiteren van de ervaring die nu opgedaan zou worden met een digitale modulatiemethode.

Nu is de vraag welke digitale modulatiemethode, uitgaande van een *distributie* systeem met een bepaald zendvermogen van de satelliet en "figure of merit" van het grondstation, het meest efficiënt is. Om hier een uitspraak over te doen, zijn drie verschillende digitale modulatie-technieken (PSK, FSK en "on-off keying") met elkaar vergeleken. Hierbij is gebruik gemaakt van de systeemvergelijking voor de "down link" in §1.1 en de gegevens over de Palapa satelliet in §1.2.

$$\begin{aligned} 10\log\left[\frac{C}{N}\right]_d &= 10\log \frac{P_r}{kT_{op}B} = E_s - L_D - L_A - M + 10\log\eta A - 10\log kT_{op}B \text{ (dB)} \\ &= E_s - L_D - L_A - M + G/T - 10\log k B - 20\log f - 21.46 \text{ (dB)} \quad (1) \end{aligned}$$

Indien de bitsnelheid gelijk is aan de benodigde bandbreedte (zoals bij 2ϕ - PSK) geldt

$$\frac{C}{N} = \frac{E}{N_o},$$

waarbij E de energie per bit en N_o de ruisvermogensdichtheid is.

De foutkans P_E is afhankelijk van de grootte van E/N_o .

Bijvoorbeeld voor 2ϕ - PSK geldt:

$$P_E = \frac{1}{2}(1 - \text{Erf} \sqrt{E/N_o})$$

Uit [7] is de volgende tabel ontleend, waarin voor verschillende digitale modulatiemethoden de theoretisch vereiste draaggolf-ruisverhouding $\frac{E}{N_o}$ voor een bepaalde foutkans is opgenomen.

	E/N _o (dB)	
	P _E = 10 ⁻⁴	P _E = 10 ⁻⁵
PSK	8.4	9.5
FSK	11.7	12.8
ASK ₁	11.4	12.5
ASK ₂	14.4	15.5

ASK₁: "average power limited"

ASK₂: "peak power limited"

Coherente detektie is verondersteld.

Met deze gegevens en vergelijking (1) kan de bitsnelheid (R) als functie van de "figure of merit" van het grondstation voor verschillende modulatiemethoden berekend worden (zie fig. 1.6 en 1.7).

$$10\log R = E_s - L_D - L_A - M + G/T - 10\log k - 20\log f - 21.46 - \frac{E}{N_o}$$

$$10\log R = 32 - 163 - 1 - 5 + G/T - 221.5 - 21.46 - \frac{E}{N_o}$$

De conclusie is dat PSK de meest efficiënte modulatie methode is. De transmissiesnelheid bijvoorbeeld op een satellietverbinding met een "figure of merit" van 15 dB/K^o van het ontvangstation is ongeveer 2,4M bit/s. De beschikbare transponder bandbreedte is 36 MHz. Duidelijk is derhalve dat de bandbreedte geen beperkende factor is.

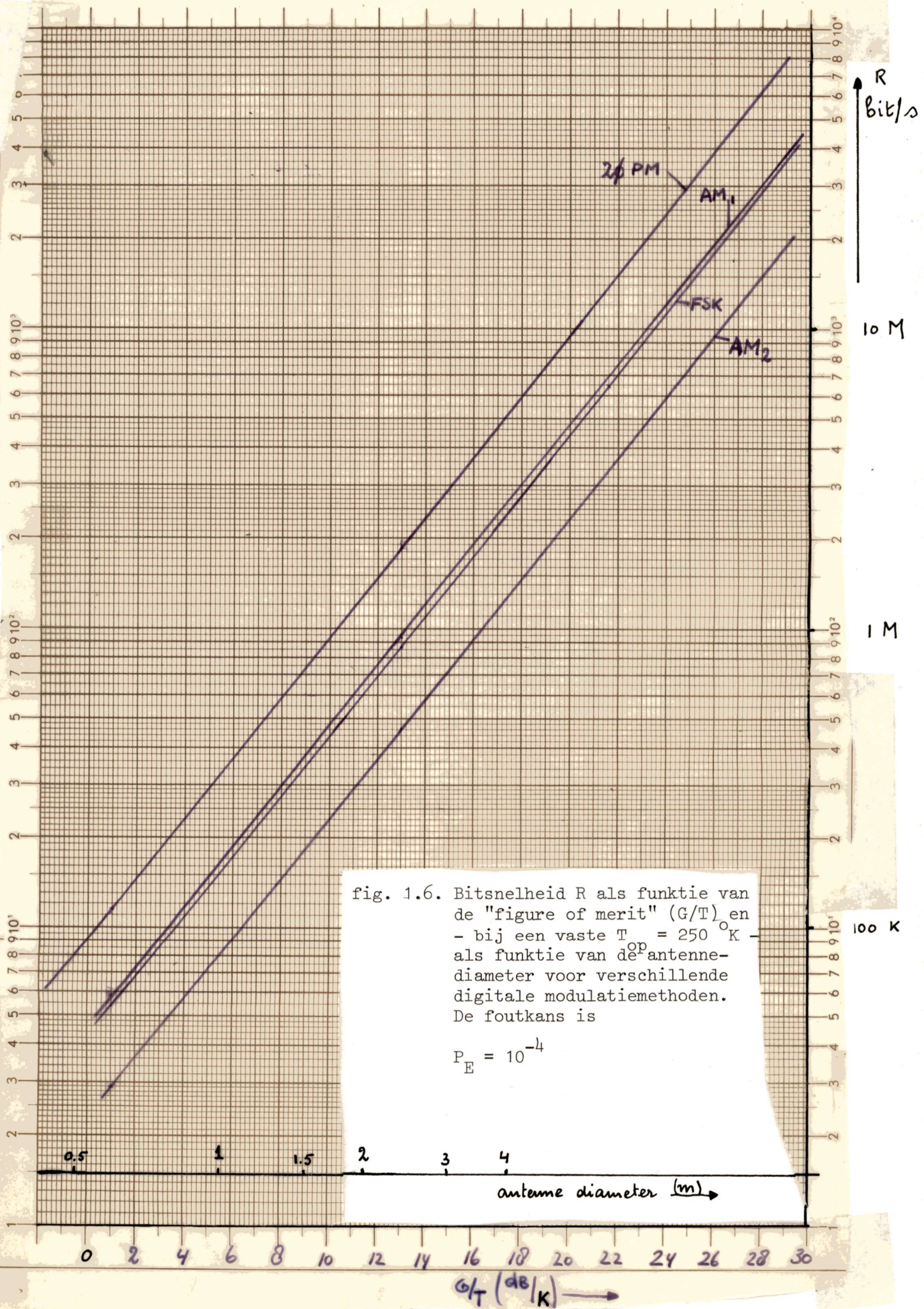
Bij "differential" PSK zal een iets hogere draaggolf-ruisverhouding nodig zijn om dezelfde transmissiesnelheid te kunnen halen als bij coherente PSK (± 1 dB).

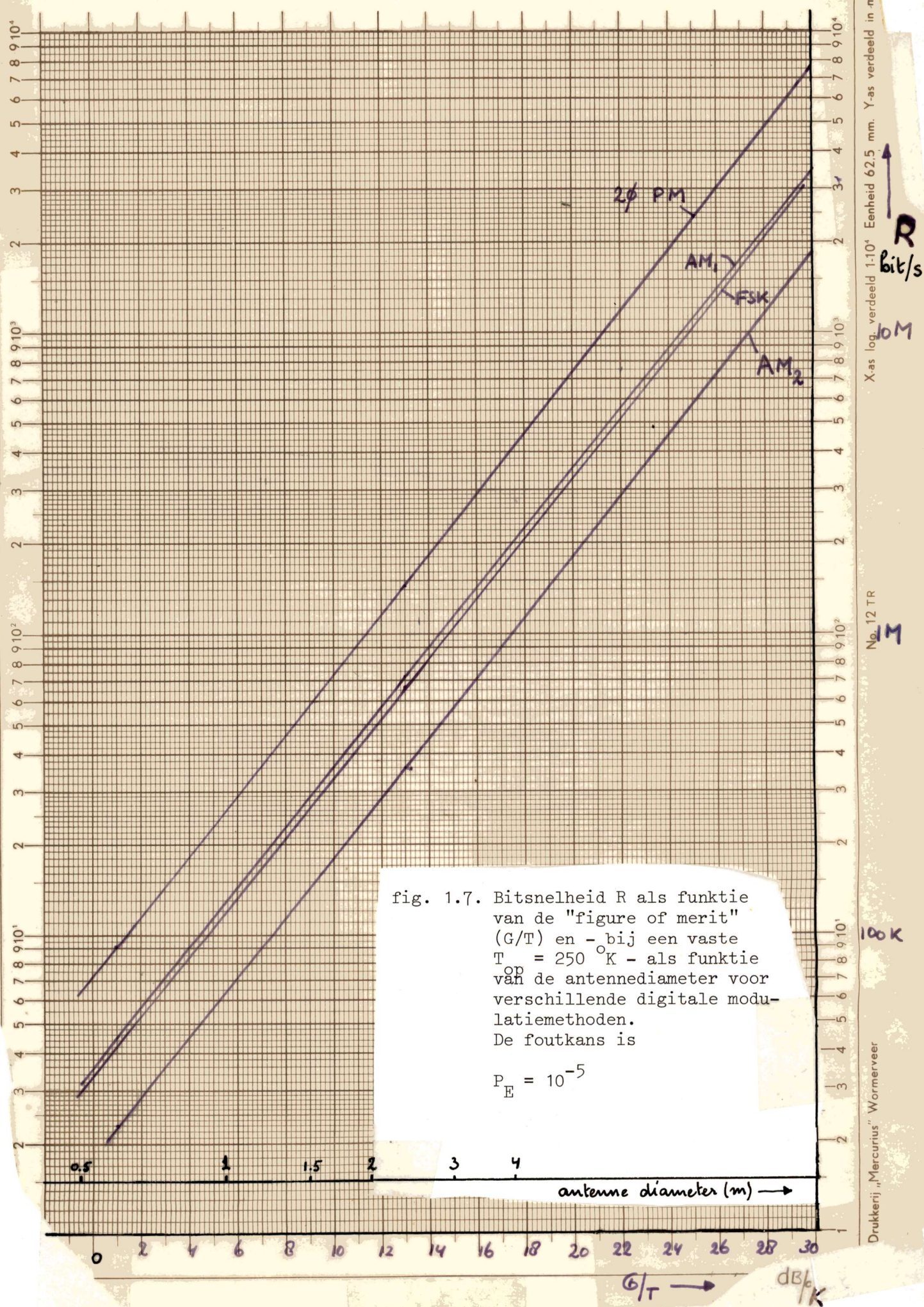
Het voordeel van "differential" PSK is dat het detektie principe eenvoudiger is en daardoor ook de ontvanger.

Conclusies.

Indien uitgegaan wordt van

- een digitaal scribofoniesignaal van 100 kbit/s
- een "figure of merit" (G/T) van 15 dB/K^o, bijvoorbeeld te realiseren met een 3 m antenne en een operationele ruistemperatuur van de ontvanger van 250 °K





- c. 2p - PSK als modulatiemethode met $P_E = 10^{-5}$
d. Time Division Multiplexing van de signalen,

dan is de conclusie dat er in het Palapa satelliet systeem van Indonesië per transponder ruimte is voor ongeveer 20 schoolbordsignalen.

De bandbreedte van het signaal is dan ongeveer 2.4 MHz.

Indien wordt aangenomen dat de signaalenergie gelijkmatig over deze band verdeeld is, dan is de fluxdichtheid ψ van het signaal op aarde in "any" 4 kHz band (zie ook [6]):

$$\begin{aligned}\psi &= E_s - L_D - L_A - 10 \log \frac{2400}{4} \text{ dB W/m}^2 \\ &= 32 - 163 - 1 - 27.8 = -159.8 \text{ dB W/m}^2\end{aligned}$$

De door het CCIR aanbevolen maximale fluxdichtheid op aarde wordt dus niet overschreden (zie §1.2).

Een kleinere "figure of merit" van het grondstation (6 dB/°K, overeenkomend met bijvoorbeeld een 1m antenne en een T_{op} van 250 °K) zou de mogelijke bitsnelheid verlagen tot 250 kbit/s. De signaalenergie zou in dat geval gespreid zijn over 250 kHz. De fluxdichtheid op aarde is dan in "any" 4 kHz band:

$$\psi = 32 - 163 - 1 - 17.9 = 149.9 \text{ dB W/m}^2$$

In dit geval wordt de door het CCIR aanbevolen maximale fluxdichtheid op aarde bij een gemiddelde elevatiehoek van 6° overschreden met ongeveer 1.5 dB W/m². Een oplossing hiervoor zou zijn het signaal over een grotere bandbreedte te spreiden. Dit kan bijvoorbeeld geschieden door het signaal te versleutelen met een code (zie ook Hfdst. 2).

Literatuur.

[1] Martin, Future developments in telecommunications.

[2] J.L. Bordewijk, Telecommunicatie via satellieten

L. Krul, I Enkele theoretische concepten.

II Transmissieproblemen.

de Ingenieur, elektrotechniek, 11, 12 sept. 1969

- [3] Wetenschappelijk Samenwerkingsverband Microgolfcommunicatie (WSM) rapport nr. 2, aug. 1976.
- [4] M.T. Hills & B.G. Evans, Transmission systems, Chapter 8, Satellite Communications systems.
- [5] R.G. Gould en Y.F. Lum, Communications Satellite systems, An Overview of the technology.
- [6] Afstudeerverslag van van Berkel.
- [7] W.R. Bennett & I.R. Davey, Data transmission.
- [8] D.R.C. Snowden, A small station satellite system using Delta Modulation.
Intern. Conference on digital Satellite communications.
nov. 1969, London IEE conf. publ. 59.
- [9] Microwave systems news (MSN), march 1977, vol. 7, No. 3.
- [10] Recommendation 358-2, CCIR, Volume IX, Geneva 1974.
- [11] Report 455-1, CCIR, Volume IV, Geneva 1974.
- [12] Krassner & Michaels, Introduction to space communication Systems, Dh4.
- [13] Perum Telekomunikasi Concept for A National Communication Satellite System for the Republic of Indonesia.
Sept. 1974. Hughes Aircraft Company
Space and Communications Group.

HOOFDSTUK 2.

Samenvatting.

Allereerst wordt er een indeling gemaakt van mogelijke "multiplex" en "multiple access" methoden. In de tweede paragraaf worden de voor- en nadelen van "random access" opgesomd. In de laatste paragraaf tenslotte wordt voor het satelliet systeem t.b.v. de distributie van schoolbord-signalen en voor een identiek distributiesysteem inclusief de mogelijkheid van terugmelding een keuze gemaakt uit vier alternatieve "multiplex" resp. "multiple access" methoden.

2.1. "multiplexing" - "multiple access" (meervoudige toegankelijkheid).

Onder *multiplexing* wordt hier verstaan het stapelen van verschillende signalen aan de zendkant. Van *multiple access* is sprake indien meerdere zenders (eventueel ieder met x aantal signalen) gebruik maken van dezelfde (satelliet) verbinding. (Zie figuur 2.1).

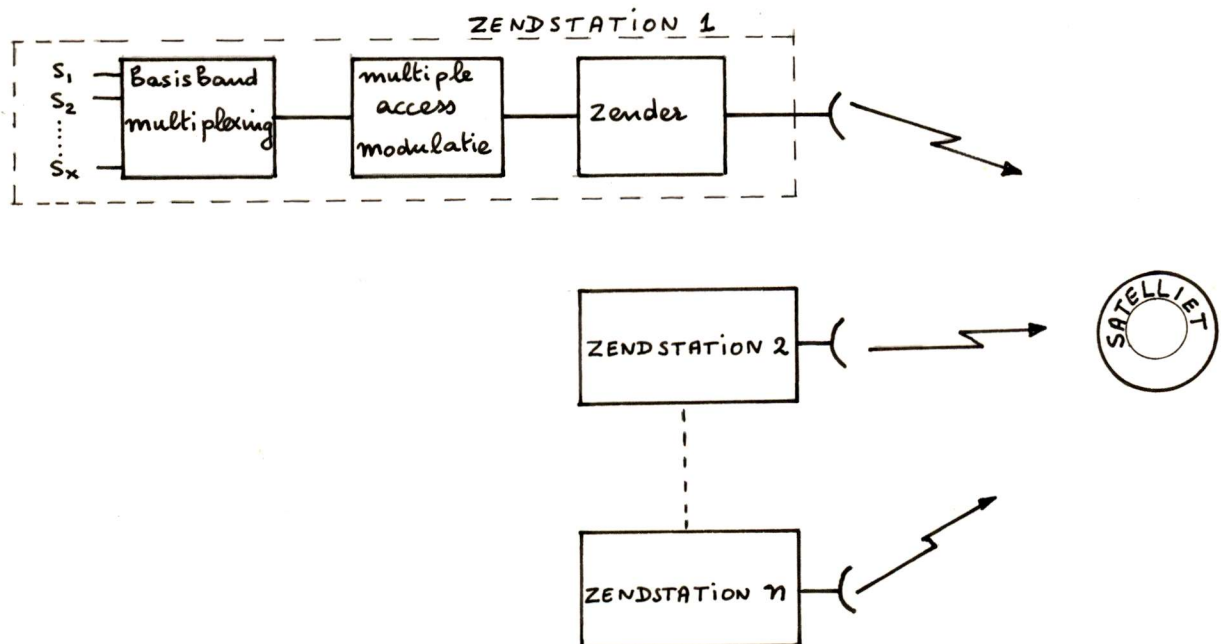


fig. 2.1. "multiplexing" en "multiple access"

Zowel bij *multiplexing* als *multiple access* gaat het erom het beschikbare Bandbreedte-Tijd produkt (BT produkt) zodanig op te delen dat een maximaal aantal signalen met een minimale onderlinge storing overgezonden kunnen worden.

Bij een satelliet systeem voor de distributie van schoolbordsignalen kan men dus spreken over "multiplexing" van deze signalen. Wanneer de ontvangstations ook de mogelijkheid van terugmelding naar het distributie station bezitten, dan komt ook het vraagstuk van de meervoudige toegankelijkheid van deze stations tot de satelliet aan de orde.

Praktisch gezien zijn de "multiple access" technieken vaak dezelfde technieken als die, welke worden toegepast voor "multiplexing" van signalen. Toch is het hier boven gemaakte onderscheid niet alleen van theoretisch belang. Het zal duidelijk zijn dat bij de toegankelijkheid van meerdere stations tot de satelliet er problemen zullen rijzen van voornamelijk organisatorische aard. De organisatievorm en de organisatiegraad (variërend van helemaal geen organisatie tot een vaste strenge ordening) kunnen bij systemen met meervoudige toegankelijkheid heel verschillend zijn [2] [3].

- A. Bij de minst flexibele organisatievorm wordt het beschikbare BT produkt van te voren opgedeeld in een aantal vaste kanalen (*fixed Pre-assigned channels*). Bij iedere zender behoort dus één bepaald kanaal. Wanneer echter een aantal zenders niet continu van de verbinding gebruik maken, dan wordt in dat geval geen economisch gebruik gemaakt van de capaciteit van de verbinding.
- B. Indien de beschikbare kanalen door een centraal controle station op aanvraag worden toebedeeld aan de verschillende stations, dan spreekt men van *demand assignment*. De capaciteit van de verbinding kan dan volledig worden benut, echter ten koste van een grotere complexiteit van het systeem. Een centraal controle station kan, behalve voor de toewijzing van kanalen aan zenders, ook van nut zijn bij het tot stand brengen van synchronisatie tussen de verschillende signalen en/of voor de controle van de grootte van het zendvermogen van de verschillende stations.
- C. Ook is mogelijk dat aan iedere gebruiker in principe het hele BT produkt ter beschikking staat. In dit geval is er geen sprake meer van

een vast aantal kanalen, maar is een onbepaald aantal kanalen mogelijk (Bij een te groot aantal kanalen zal echter de kwaliteit van de verbinding afnemen). Iedere zender kan zonder tussenkomst van een centraal controle station, op ieder willekeurig moment, onafhankelijk van de andere zendstations, gebruik maken van de satellietverbinding (*random access*).

Het zal duidelijk zijn dat voor het drukke intercontinentale telefoonverkeer via satellieten (Intelsat) een vaste indeling van de beschikbare kanalen het meest efficiënt is. Daarentegen kunnen "demand assignment" en mogelijk ook "random access" technieken voor het zogenaamde "dunne route" (thin route) verkeer een efficiëntere organisatievorm zijn. Een voorbeeld van "demand assignment" is SPADE [5].

Er bestaan drie basis multiplex methoden, die ervoor kunnen zorgen dat over een (satelliet) verbinding - met een bepaald BT produkt - meerdere signalen afkomstig van één of meer zenders gezonden kunnen worden (zie fig. 2) [1] [2] [3] [4].

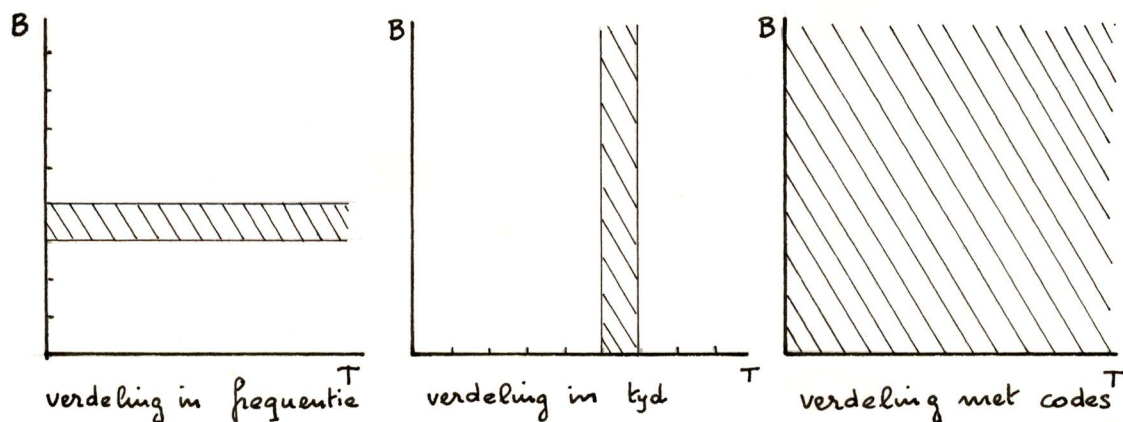


fig. 2.2 "multiplex" methoden

Men kan de beschikbare frequentieband opdelen in een aantal kleinere frequentiebanden (*frequency division*). Wel is er dan tussen twee frequentiebanden een zogenaamde "guard band" nodig, bijvoorbeeld om overlapping van de spectra van twee "naburige" signalen te voorkomen.

Daarnaast is het mogelijk een indeling in de tijd te maken: iedere zender wordt een bepaalde tijdsleuf voor het verzenden van zijn signalen toegewezen (*time division*). Ook hier is vaak een zekere ruimte ("guard time") tussen twee tijdsleuven noodzakelijk om te voorkomen dat signalen van twee zenders elkaar zullen storen.

De derde methode houdt in dat iedere zender zijn boodschap "vergrenzelt" met een bepaalde code (*code division*). Hierbij staat in principe het hele BT produkt aan iedere zender ter beschikking.

Met deze drie (basis) multiplex methoden en het hiervoor gemaakte onderscheid in organisatiestructuren van systemen met meervoudige toegankelijkheid kan er nu de volgende indeling van "multiple access" methoden worden gemaakt.

	fixed multiple access	controlled access	random access
FDMA	"preassigned" frequentie kanaal	frequentie kanaal "assigned on demand"	"pseudo random" frequentie kanaal selectie
TDMA	"preassigned" tijd sleuf	tijd sleuf "assigned on demand"	"pseudo random" tijd sleuf selectie
CDMA	orthogonale codes		"pseudo random" codes

Een "pseudo random" frequentie kanaal selectie kan bijvoorbeeld geschieden met een "Pseudo Noise" (PN) code: een zender springt van frequentie naar frequentie in een patroon dat bepaald wordt door de PN codereeks. Dit systeem staat bekend onder de naam "Frequency Hopping" (zie ook §3.1). Hieruit blijkt dat een "random access" FDMA systeem ook min of meer op te vatten is als een CDMA systeem, zodat de hier gemaakte indeling slechts een beperkte waarde heeft.

Behalve met deze drie basis multiplex methoden zijn er nog een viertal hybride technieken mogelijk voor "multiple access" systemen.

1. FD/TDMA
2. FD/CDMA
3. TD/CDMA
4. FD/TD/CDMA

Voorals de eerste hybride techniek FD/TDMA is erg interessant. Bij dit systeem wordt het tijd-frequentievlak (BT produkt) onderverdeeld in een aantal cellen (zie fig. 2.3). Iedere zender wordt een aantal van deze cellen toegewezen, waarin de informatie van de desbetreffende zender moet worden overgezonden. Iedere combinatie van een aantal cellen vormt als het ware een adres, dat behoort bij één station. In fig. 2.3

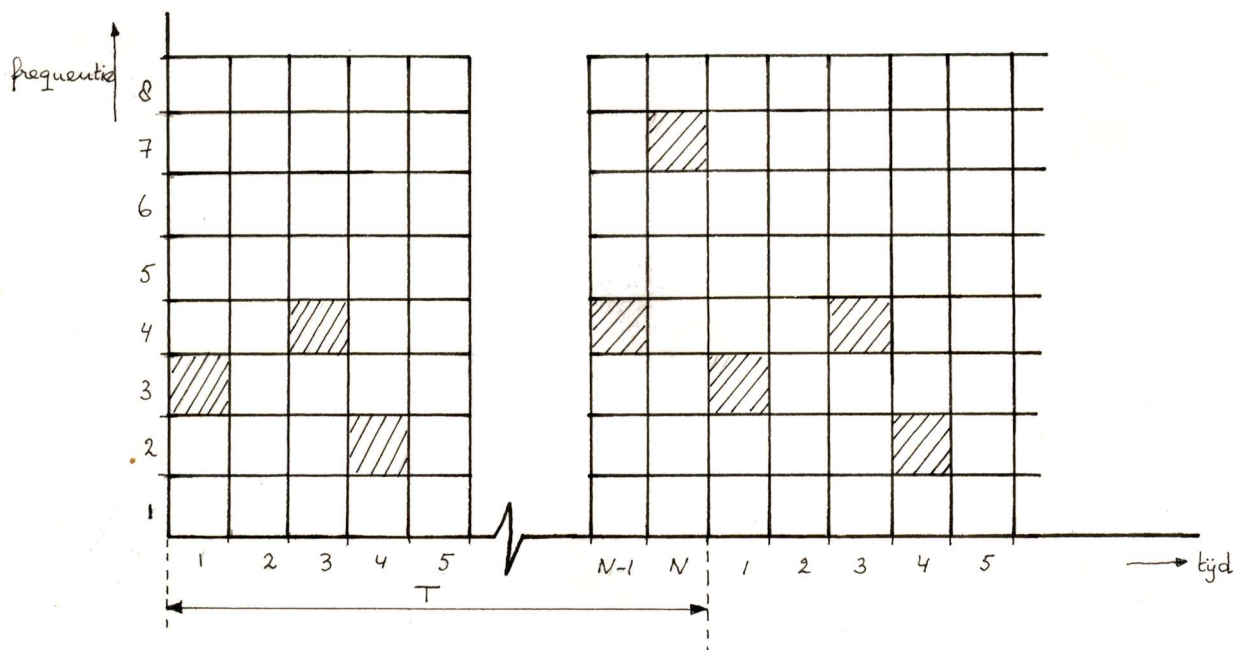


fig. 2.3. Een station zendt zijn informatie in de tijd T met als "adres" 3,0,4,2,0.....4,7.

is het adres 3,0,4,2,0.....4,7. De informatie van één zender wordt door deze methode "in stukken gehakt". Het voordeel hiervan is dat - bij een sterk stoorsignaal in een bepaalde tijd en frequentieband - er een grotere kans bestaat dat de informatie "heelhuids" overkomt dan bijv. bij een TDM systeem, waarin de informatie gedurende een bepaalde tijd T over de totale frequentieband wordt uitgezonden. Dit systeem staat be-

kend onder de naam "Pulse Address Multiple Access" (PAMA) [1].

De overige hybride systemen maken gebruik van "code division multiplex" technieken en zullen dus ook min of meer de kenmerken hebben van CDMA.

2.2. "random access".

In het kader van dit verkennend (afstudeer) onderzoek is het ondoenlijk alle mogelijke verschillende systemen, waarbij iedere zender een "random access" tot de satelliet heeft, te beschouwen. In deze paragraaf is echter wel getracht de voor- en nadelen van "random access" aan te geven.

Voordelen.

1. directe toegankelijkheid van alle gebruikers tot de satelliet.
2. geen centraal controle station, geen netwerk synchronisatie.
3. "random access" staat een veel groter aantal gebruikers toe dan een systeem met een vaste indeling van het tijd-frequentie vlak. De kwaliteit van de verbinding wordt bepaald door het aantal *actieve* gebruikers.
4. De signaal energie van één zender wordt bij "random access" meestal gespreid over het totale tijd-frequentie vlak. Stoorsignalen hebben daardoor minder invloed. Het is echter wel zo dat stoorsignalen ten laste komen aan alle actieve gebruikers.
5. De signaal-ruisverhouding van een verbinding wordt beter wanneer het aantal *actieve* gebruikers afneemt: er wordt alleen gezonden, wanneer er informatie is. Het is duidelijk dat dit de meest efficiënte methode is om de wederzijdse beïnvloeding van de signalen te verminderen. De kwaliteit van de verbinding wordt slechts langzaam minder, als het aantal *actieve* gebruikers groter wordt: d.w.z. het is altijd mogelijk nog een extra verbinding te maken. "Random Access" is dus in wezen een zeer flexibel systeem.

Nadelen.

1. de grootste moeilijkheid is een stel signalen te "ontwerpen" waarbij de onderlinge beïnvloeding van de signalen minimaal is. Uit de optelsom van alle signalen (zgn. "clutter") dient het gewenste signaal gedetekteerd te worden. De optimale detectie van een signaal geschiedt met correlatie technieken (b.v. "matched filter"). De autocorrelatie funktie en kruiscorrelatiefunktie van de signalen zijn derhalve van erg groot belang.
2. de sterkte van de signalen, afkomstig van verschillende stations

moet ter plaatse van de satelliet zo goed mogelijk onderling gelijk zijn. Dit om te voorkomen dat een sterk signaal de andere (zwakkere) signalen wegdrukt ("near-far" probleem).

3. tussen iedere zender en ontvanger zal steeds opnieuw tijd, frequentie en fase synchronisatie tot stand gebracht moeten worden, waarbij dan geen gebruik kan worden gemaakt van een sterk synchronisatie signaal, uitgezonden door een centraal controle station.
4. doordat de signalen in de praktijk slechts quasi orthogonaal zullen zijn, zal er in principe minder efficiënt (t.o.v. conventionele TDMA of FDMA systemen) gebruik worden gemaakt van de (theoretische) capaciteit van de verbinding.

2.3. Bepaling van "multiplex" en "multiple access" methode.

Bij de keuze van de "multiplex" en "multiple access" methode zal het aantal mogelijke systemen beperkt worden tot de volgende vier (zie ook fig. 2.4).

1. FDM/FM: een frequentieband wordt onderverdeeld in een aantal kanalen en vervolgens moduleert het totale signaal een draaggolf in frequentie.
2. FDM-Single Channel Per Carrier (SCPC): ieder kanaal wordt op een aparte draaggolf gezet.
3. TDM
4. "Spread Spectrum" - CDM: ieder signaal wordt "gemoduleerd" op een bepaalde code. De codebit snelheid is zodanig hoog, dat het signaal gespreid wordt over een veel grotere bandbreedte. Door deze spreiding zal de signaalvermogensdichtheid onder het ruisniveau komen te liggen (zie ook Hfdst. 3).

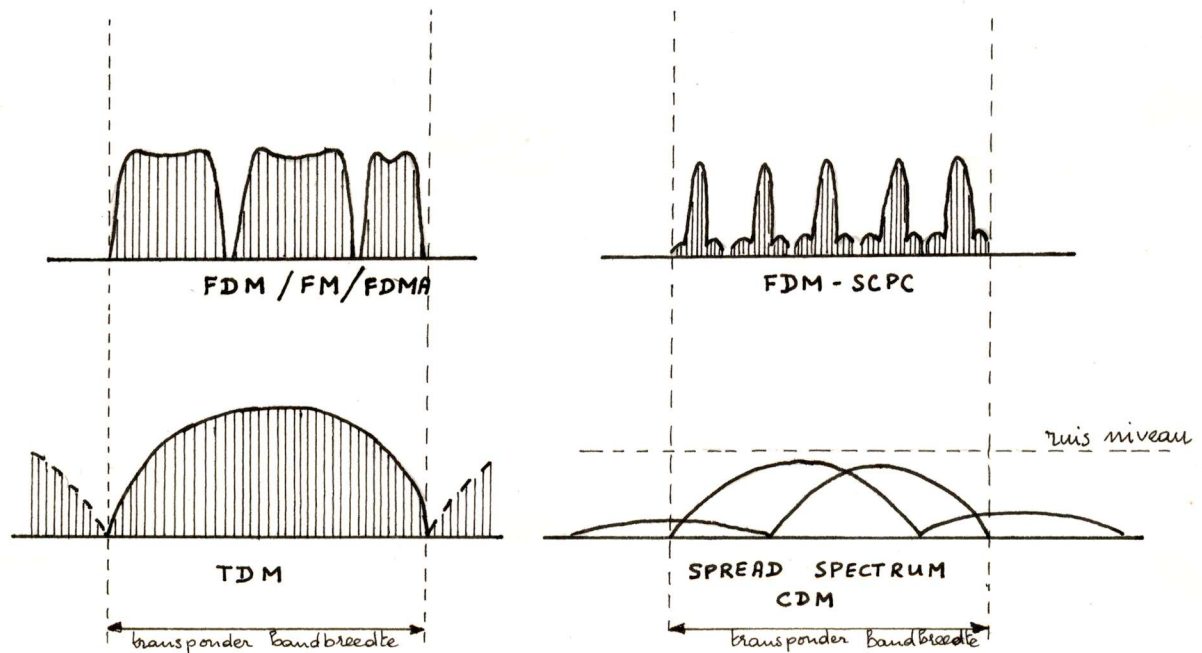


fig. 2.4

FDM/FM is de meest conventionele techniek en wordt o.a. toegepast in het Intelsat systeem. FDM-SCPC en TDM systemen zijn ook reeds operationeel (Intelsat (SPADE [5])) resp. TELSAT [5]. "Spread Spectrum"-

CDM systemen zijn nog in het experimentele stadium. Van deze vier systemen heeft alleen "spread spectrum"-CDM een "random access" mogelijkheid.

Om enigszins een vergelijking te kunnen maken tussen de verschillende "multiple access" methoden, is de grafiek (fig. 2.5) overgenomen uit [6]. Uit deze grafiek blijkt in hoeverre FDMA, TDMA en "Spread Spectrum"-CDMA (SSMA) een nuttig gebruik maken van de beschikbare bandbreedte, bij een bepaald beschikbaar satellietvermogen.

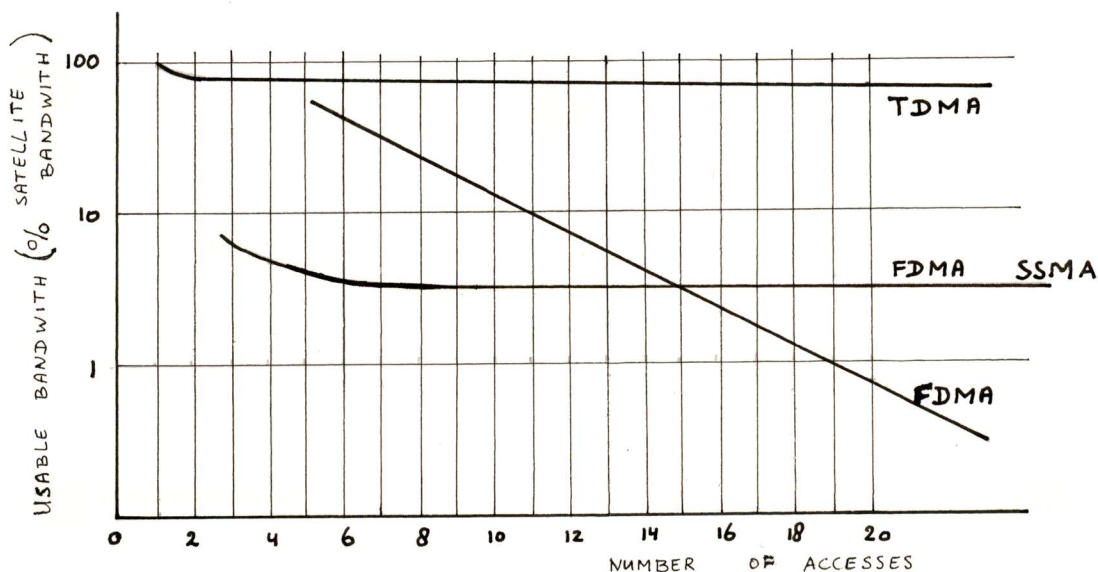


fig. 2.5

De efficiëntie van FDMA wordt beperkt door de benodigde "guard bands" tussen de verschillende kanalen (7kHz bij het SPADE systeem). Om er voor te zorgen dat intermodulatieprodukten minder invloed hebben, dienen de draaggolffrequenties van de verschillende signalen ook zorgvuldig in de beschikbare frequentieband gekozen te worden. Ook daardoor wordt de efficiëntie van FDMA minder. Een bijkomend nadeel van FDMA is dat het zendvermogen van de satelliet gereduceerd moet worden om de intermodulatieprodukten te verminderen ("Back off", zie ook Hfdst. 1). De efficiëntie van TDMA wordt verminderd door de benodigde "guard times" tussen de aangrenzende tijdsleuven ("bursts"). De "guard times" liggen in de orde van grootte van 30 tot 300 ns voor systemen met hoge bitsnelheden [5]. Verder is een gedeelte ("preamble") van iedere

"burst" bestemd voor informatie over de tot stand te brengen draaggolf en bitsynchronisatie tussen zender en ontvanger. TDMA maakt echter in het algemeen voor meer dan 90% een efficiënt gebruik van de beschikbare bandbreedte en bovendien kan de eindtrap van de zender bij TDMA voluit worden uitgestuurd. De efficiëntie van "Spread-Spectrum"-CDMA wordt beperkt doordat de toepassing van codes met zich meebrengt dat het signaal over een grotere bandbreedte wordt gespreid.

Voor de keus van "multiplex" en "multiple access" methode wordt uitgegaan van een satelliet systeem voor de distributie van schoolbordsignalen inclusief de mogelijkheid van terugmelding. Het systeem is op te splitsen in een distributiekant en een gedeelte voor de terugmelding.

Voor wat het terugmeldingsgedeelte betreft wordt uitgegaan van een groot aantal stations die echter slechts af en toe gebruik zullen maken van de verbindingsmogelijkheid met het centrale distributiestation. Hieruit blijkt al meteen dat een vaste indeling van het tijd-frequentie vlak weinig efficiënt zal zijn. De keuze wordt daardoor beperkt tot TDMA of FDMA (SCPC) met "Demand Assignment" kanalen ofwel "random access" SSMA. Gezien de hierboven vermelde nadelen van FDM t.o.v. TDM heeft TDMA met "Demand Assignment" de voorkeur. Het nadeel van "Demand Assignment" technieken is dat de complexiteit van het systeem en dus ook van de grondstations toeneemt. Het voordeel van SSMA is, behalve de "random access" mogelijkheid (§2.2), dat de signaal-vermogensdichtheid van iedere zender zeer klein is. De fluxdichtheid ter plaatse van de satelliet zal in dit geval dan ook minimaal zijn. Vooral door deze lage fluxdichtheid (zie ook Hfdst. 1) lijkt SSMA ondanks de geringere efficiëntie t.o.v. TDMA de meest geschikte "multiple access" methode voor het terugmeldingsgedeelte van het systeem.

Voor wat de distributiekant betreft liggen de zaken geheel anders. Hier zal de eenvoud van de grondstations het belangrijkste criterium moeten zijn.

Het grote voordeel van FDM/FM is natuurlijk dat dit een "vertrouwde" techniek is. In de grondstations is dan een frequentie kanalenkiezer nodig. Hiervoor zijn frequency synthesizers noodzakelijk en deze zijn voor hoge frequenties relatief duur.

Ten opzichte van TDM heeft FDM ook het nadeel dat het minder efficiënt

gebruik maakt van de beschikbare bandbreedte. Ditzelfde nadeel heeft CDM ten opzichte van TDM. Aangezien bovendien van digitale signalen wordt uitgegaan ligt een TDM oplossing het meest voor de hand. De voornaamste moeilijkheid bij TDM ligt in de synchronisatie.

Een CDM oplossing zou evenwel denkbaar zijn aangezien

- a. de eenvoud van het ontvangstations daarmee misschien groter wordt. Bij FDM/FM en TDM dient in het grondstation het totale signaal gedemoduleerd te worden alvorens het gewenste signaal daaruit onttrokken kan worden. Bij CDM kan direkt m.b.v. de juiste code (een soort "sleutel") het gewenste signaal verkregen worden. Dit dient evenwel nog nader bestudeerd te worden.
- b. dan reeds ervaring kan worden opgedaan met Code Division Multiplexing, aangezien voor de terugmelding immers gekozen is voor SSMA. De mogelijkheid van terugmelding zal waarschijnlijk pas in een later stadium van de opbouw van het systeem worden gerealiseerd.

Literatuurlijst.

- [1] J.W. Schwartz e.a., Modulation techniques for multiple access to a hard limiting satellite repeater.
Proceedings of the IEE, vol. 54, no. 5, may 1966.
- [2] J.H. Wittman, A comparison of satellite multiple access techniques.
Suppl. to IEE transactions on AES, vol. 3, no. 6,
nov. 1967.
- [3] J.H. Wittman, Categorization of multiple access/random access modulation techniques.
IEEE trans. on Communication technology, okt. 1967.
- [4] Wolfgang Herzig, Adresscodeverfahren in Nachrichten Übertragungssystemen.
- [5] R.G. Gould en Y.F. Lum, Communications Satellite systems, An overview of the technology.
- [6] C.L. Cuccia, Spread Spectrum techniques are revolutionizing Communications.
Microwave Systems News (MSN), september 1977.

HOOFDSTUK 3

Samenvatting

In dit hoofdstuk worden de mogelijkheden van een satellietsysteem met CDM nader verkend. Dit gebeurt aan de hand van een (satelliet)systeem met meervoudige toegankelijkheid, genaamd "Spread Spectrum Multiple Access" (SSMA).

Allereerst wordt ingegaan op de inhoud van de term "spread spectrum". Vervolgens wordt een model opgesteld van een SSMA satelliet systeem. Dan is aan de hand van dit model een globale berekening gemaakt van de capaciteit van een *distributie* satellietsysteem met CDM en de uitkomst daarvan wordt vergeleken met het in hfdst. 1 verkregen resultaat van een vergelijkbaar distributie satellietsysteem met TDM. In §3.4 komt in het kort de synchronisatieproblematiek ter sprake en voor de oplossing daarvan wordt - voor het geval van een distributiesysteem - een voorstel gedaan, gebaseerd op het meezenden van externe synchronisatie-signalen. De laatste paragraaf handelt over codes en in het bijzonder over de eigenschappen van de voor CDM uitermate geschikte Gold codes.

3.1. Spread Spectrum Multiple Access.

Een in de literatuur veel voorkomende en ook reeds in praktijk gebrachte vorm van CDMA is een techniek genaamd "Spread Spectrum Multiple Access" (SSMA).

Een "spread spectrum" techniek wordt gekarakteriseerd door het gebruik van een signaal (een ander signaal als de informatie zelf) of een bewerking om het spectrum van het signaal te spreiden over een grotere bandbreedte. Het is, dan meestal zo dat deze bandbreedte veel groter is dan de minimum bandbreedte, die vereist wordt voor het (betrouwbaar) verzenden van de informatie.

Opm.: Men zou een spread spectrum techniek ook kunnen definiëren als een techniek die het (basisband) signaal spreidt over een grotere bandbreedte. In dat geval kan men ook FM en AM beschouwen als een "spread spectrum" techniek.

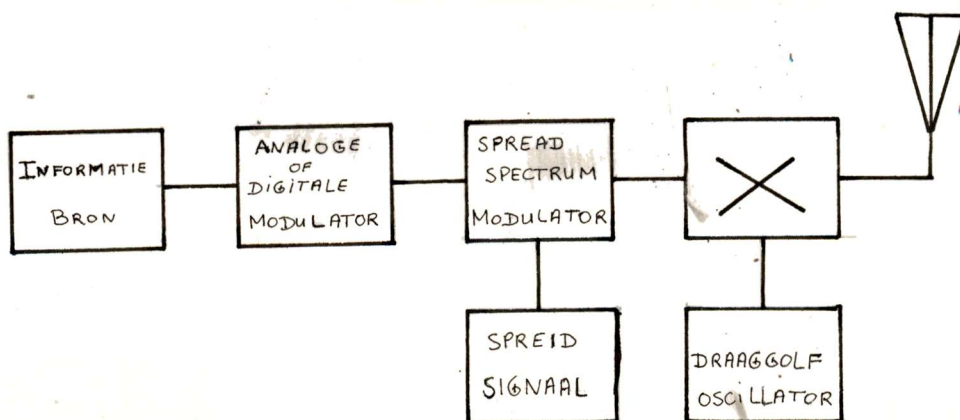


fig. 3.1 "Spread Spectrum" zender

Uit fig. 3.1 blijkt dat een "spread spectrum" zender slechts verschilt van een normale zender door de toevoeging van "spread spectrum" modulator. Afhankelijk van het type signaal, dat gebruikt wordt voor het spreiden, kunnen er in het algemeen drie spread spectrum modulatie methoden onderscheiden worden [1]:

1. modulatie van een draaggolf door een binaire code, waarbij de code-bit snelheid veel groter is dan de bandbreedte van de informatie. Deze modulatie wordt ook wel "Direct Sequence" (DS) modulatie genoemd.
2. "Frequency hopping": de zender springt van frequentie naar frequentie in een patroon dat bepaald wordt door een code.
3. "Pulsed FM" of "Chirp" modulatie. Hierbij wordt een draaggolf gewaaid over een brede band gedurende een tijdsinterval τ .

In de ontvanger wordt door een zelfde soort bewerking het gespreide signaal weer teruggebracht tot de oorspronkelijke bandbreedte. Door dit laatste proces wordt een winst gemaakt in signaal-ruisverhouding. Bij "spread spectrum" systemen is deze winst, ook wel "process gain" genoemd, gelijk aan

$$PG = \frac{B_{rf}}{b_d},$$

waarbij B_{rf} de bandbreedte is van het gespreide signaal en b_d de oorspronkelijke bandbreedte van het datasignaal is.

Hieruit wordt duidelijk dat "spread spectrum" technieken berusten op

het door Shannon naar voren gebrachte principe dat signaal-ruisverhouding tegen bandbreedte is uit te wisselen.

Om vele redenen van allerlei aard kunnen "spread spectrum" technieken worden toegepast (zie Dixon [1]). Hier is slechts van belang te weten in welke mate de drie "spread spectrum" modulatiemethoden toepasbaar zijn in een (satelliet) systeem met meervoudige toegankelijkheid.

Door aan iedere gebruiker een andere code toe te kennen kunnen zowel DS modulatie als "Frequency Hopping" gebruikt worden in een systeem met meervoudige toegankelijkheid. Het systeem met DS modulatie is dan te beschouwen als een zuivere vorm van CDM, terwijl het systeem met "Frequency Hopping" een hybride vorm van CDM en FDM zou zijn. DS modulatie is eenvoudig te realiseren, "Frequency Hopping" daarentegen is relatief duur, omdat gebruik moet worden gemaakt van frequency synthesizers (moeilijk nauwkeurig te maken, dus duur). "Chirp" modulatie vindt vooral toepassing bij de radar en lijkt geen voor de hand liggende methode voor toepassing in een systeem met meervoudige toegankelijkheid.

Door de betrekkelijke eenvoud van DS modulatie ligt het voor de hand op de eerste plaats de mogelijkheden van een SSMA systeem met DS modulatie te onderzoeken. De mogelijkheden van alternatieve SSMA systemen komen in dit afstudeerverslag verder niet aan bod.

3.2. Het SSMA systeem model.

Het SSMA systeem model, waarvan in het vervolg zal worden uitgegaan, is getekend in figuur 3.2a.

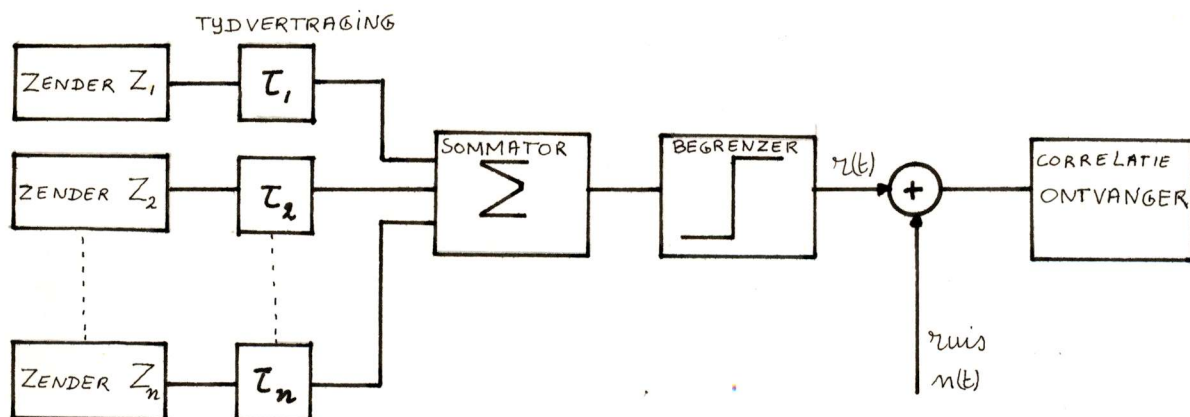


fig. 3.2a systeemmodel

De opbouw van zender Z_1 is getekend in fig. 3.2b. Uiteraard zijn er andere configuraties mogelijk (zie o.a. Dixon [1] en van Berkel [2]), maar uitgaande van een digitaal signaal (zoals het schoolbordsignaal 100 k bit/s) is de getekende versie de meest eenvoudige: een databit b_i invertteert al dan niet een codewoord. (vandaar ook de naam "sequence inversion"). Op zijn beurt schakelt het door de informatie gemoduleerde codewoord de fase van een draaggolf tussen $+\frac{1}{2}\pi$ en $-\frac{1}{2}\pi$.

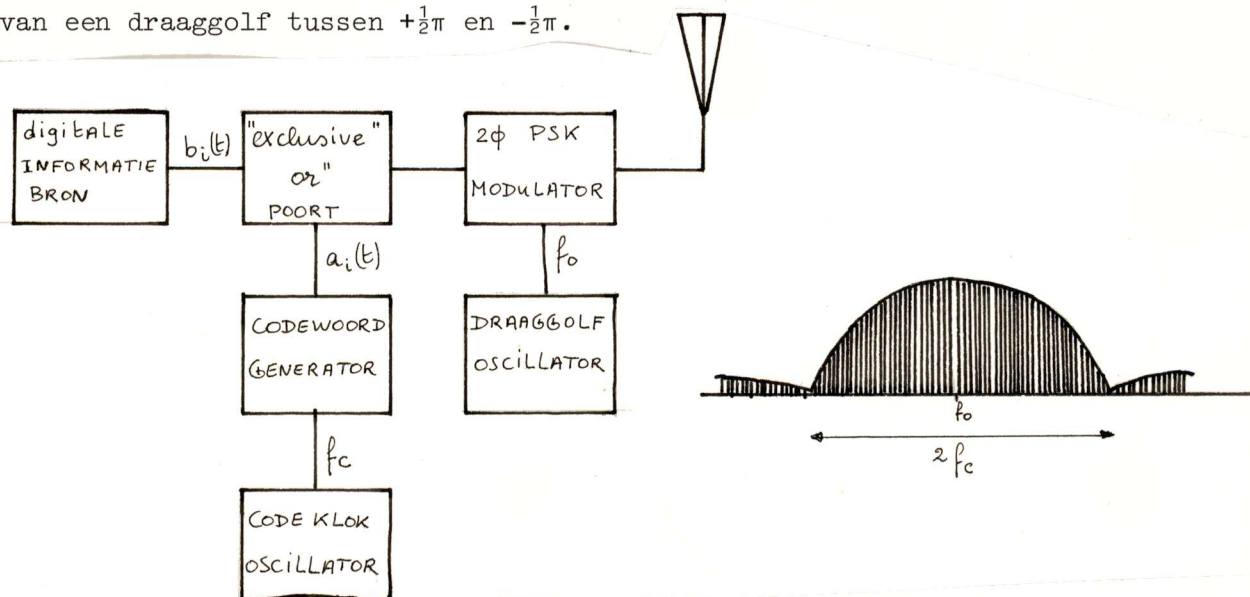


fig. 3.2b zender Z_1 en $\left[\frac{\sin x}{x}\right]^2$ vermogensspectrum

De bitsnelheid van de PN code generator is veel groter dan de databit-snelheid. Daardoor wordt het eigenlijke signaal gespreid over een bandbreedte B die bepaald wordt door de frequentie f_c van de codeklok ($B = 2f_c$). Negentig procent van het vermogen valt namelijk binnen de twee eerste nuldoorgangen op $f_o \pm f_c$ van het $[\frac{\sin x}{x}]^2$ vermogensspectrum (zie o.a. Dixon [1]).

Opmerking: Om onderscheid te maken tussen een bit van de PN code en een databit, spreekt men in de Engelstalige literatuur wel over een "chip" van de PN code en de "chiprate" van de PN code generator. De "chiprate" komt dus eigenlijk overeen met de seinsnelheid, gegeven in het aantal Baud.

De verhouding van de tijdsduur van een "chip" van de PN code en de tijdsduur van een databit wordt de spreidingsfaktor van het systeem genoemd. De spreidingsfaktor (het aantal chips in één codewoord) is hier gelijk aan de "process gain" van het systeem.

Het uitgezonden signaal van zender Z_i is mathematisch voor te stellen door:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{2P_i} \sin\{\omega_o(t-\tau_i) + \varphi_i + \frac{\pi}{2} a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\} \\ &= \sqrt{2P_i} a_i(t-\tau_i)b_i(t-\tau_i)\cos\{\omega_o(t-\tau_i) + \varphi_i\} \end{aligned} \quad (1)$$

$$a_i(t) = \pm 1 \quad \text{codewoord}$$

$$b_i(t) = \pm 1 \quad \text{datareeks}$$

P_i is het vermogen van de zender Z_i , φ_i de fase van de draaggolf van de i^e zender, f_o is de - voor alle zenders gelijk veronderstelde - frequentie van de draaggolf.

In een systeem dat volledig gesynchroniseerd is (d.w.z. er is zowel codewoord als "chip" synchronisatie tussen de zenders onderling) kunnen de tijdvertragingen τ_i in fig. 3.2a en in (1) weggelaten worden ($\tau_i = 0$ voor alle $i = 1, 2, \dots, n$).

Alle n uitgezonden signalen worden in de satelliet bij elkaar opgeteld. Bij toepassing van een "travelling wave tube" kan het nuttig zijn dit somsignaal te begrenzen (zie Hfdst. 1). Hier wordt aangenomen dat de begrenzer een zogenaamde "hard limiter" is. De "hard limiter" karakteristiek is getekend in fig. 3.3.

Mathematisch is de "hard limiter" te beschrijven door de functie

$$\text{Sgn}(x) = \begin{matrix} +1 & x > 0 \\ 0 & x = 0 \\ -1 & x < 0 \end{matrix}$$

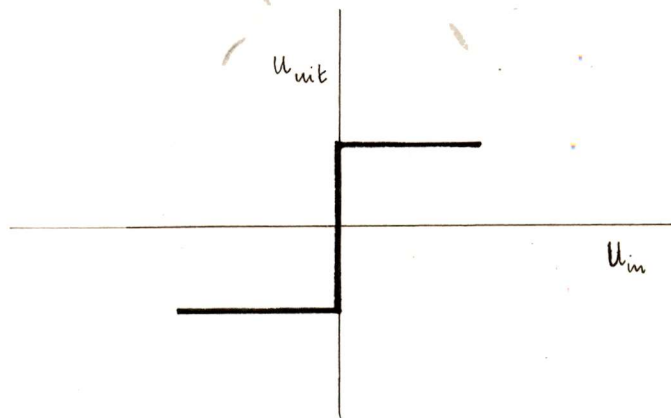


fig. 3.3 "hard limiter"

Het signaal $r(t)$ aan de ingangsklemmen van de ontvanger is nu gelijk aan de som van de (door de ontvanger) toegevoegde ruis $n(t)$ en het (begrensde) somsignaal van de n zenders"

$$r(t) = n(t) + A \cdot \text{Sgn} \left\{ \sum_{i=1}^n \sqrt{2P_i} a_i(t - \tau_i) b_i(t - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \theta_i) \right\}$$

$$\theta_i = \phi_i - \omega_0 \tau_i$$

De faktor A is evenredig met het ontvangen vermogen en wordt dus bepaald door de EIRP van de satelliet, de demping op de transmissieweg en de antennediameter.

Een ontvanger, die uit het signaal $r(t)$ de boodschap $b_i(t)$ van zender Z_i wil terugwinnen, kan dit doen door $r(t)$ te correleren met het codewoord $a_i(t)$, dat identiek is met het codewoord waarmee de boodschap $b_i(t)$ in de zender vergrendeld is (fig. 3.4).

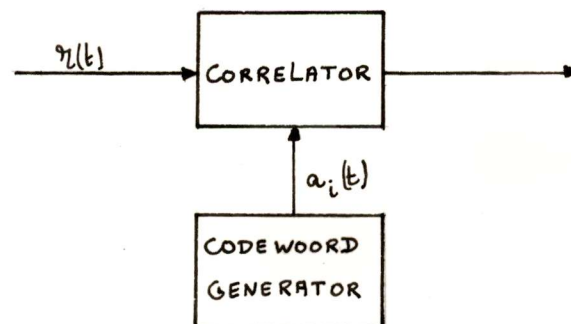


fig. 3.4 principe van de ontvanger

Het resultaat van dit correlatieproces is een door de boodschap $b_i(t)$ in fase gemoduleerde draaggolf op f_o . Door te correleren kan op de eerste plaats uit $r(t)$ het gewenste signaal gededeekterd worden, maar tevens wordt door het correlatieproces de spreiding van de boodschap $b_i(t)$ over een grotere bandbreedte ongedaan gemaakt. Een conventionele fase demodulator gevolgd door een laag doorlatend filter of integrate + dump circuit zorgt voor de verdere terugwinning van de boodschap $b_i(t)$.

In de praktijk heeft het diverse voordelen (zie Dixon [1] blz. 130) een heterodyne correlator toe te passen, d.w.z. dat het signaal aan de uitgang van de correlator een andere centrale frequentie (f_{IF}) heeft als het signaal aan de ingang (f_o). Bovendien moet er voor de juiste werking van de correlator codewoord synchronisatie tot stand gebracht zijn tussen zender en ontvanger en voor coherente detektie is er kennis omtrent de fase van de draaggolf nodig. Een goede werking van de ontvanger hangt derhalve af van de beschikbaarheid van informatie t.b.v. de synchronisatie. Een meer complete ontvanger is nu getekend in fig. 3.6.

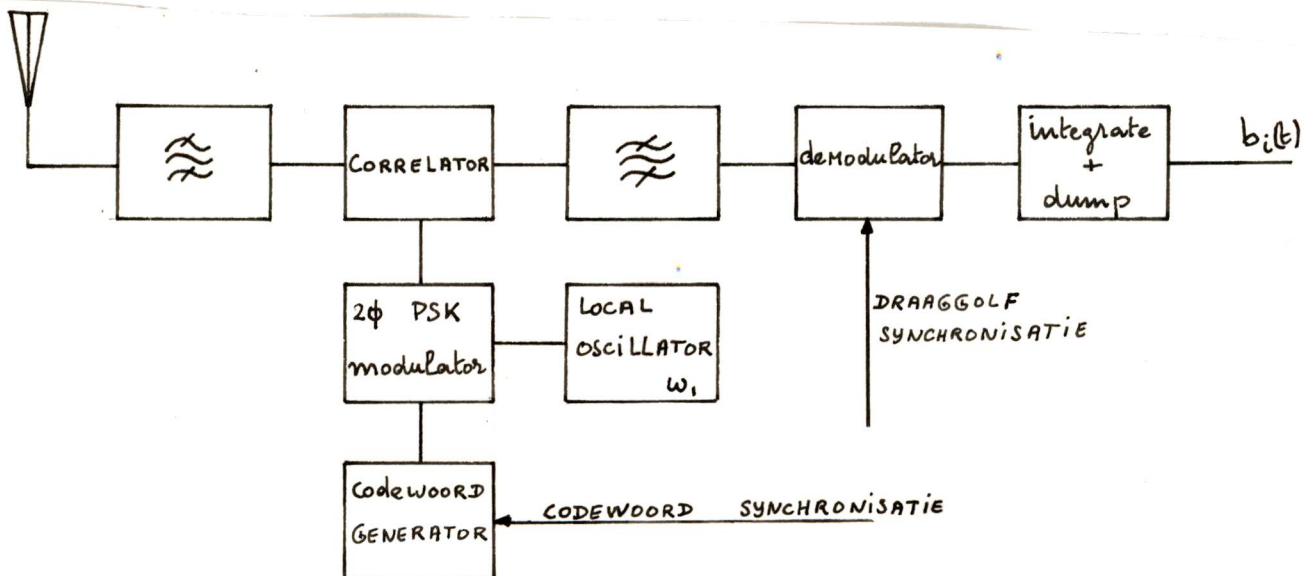


fig. 3.6 ontvanger

Met het banddoorlatende filter voor de correlator wordt de bandbreedte van het binnenkomende signaal beperkt tot $2f_c$ rondom de centrale frequentie f_o . De signaal aan de uitgang van de correlator is te schrijven als

$$\alpha = \int_0^T r(t) \cdot a_i(t) \cdot \cos \omega_i t \, dt \quad \omega_i = \omega_o + \omega_{IF} \quad (3)$$

De signaal-ruisverhouding aan de uitgang van de correlator wordt algemeen beschouwd als de belangrijkste parameter in een SSMA systeem.

De signaal-ruisverhouding of "detectability parameter" (d^2) wordt gedefinieerd als [3]:

$$d^2 = \frac{\bar{\alpha}^2}{\sigma_{\alpha}^2} \quad \bar{\alpha} = E\{\alpha\}$$

$$\sigma_{\alpha}^2 = E\{(\alpha - \bar{\alpha})^2\}$$

Hierbij is $\bar{\alpha}$ de gemiddelde waarde van de (variabele) uitkomst α van de integraal (3) en σ_{α}^2 is de variantie hiervan.

3.3. Een distributie satellietsysteem met CDM.

Aan de hand van het systeemmodel voor SSMA in §2 kan er nu een vergelijking gemaakt worden tussen een distributie satellietsysteem met TDM en een systeem met CDM op basis van spread spectrum technieken. In eerste instantie zal de capaciteit van de verbinding (d.w.z. het aantal mogelijke signalen (n) van 100 k bit/s) de belangrijkste vergelijkende grootte zijn.

Voor het distributiesatellietsysteem moet het systeemmodel enigszins aangepast worden. Uiteraard geldt nu dat het vermogen van elk van de n signalen gelijk is. Bovendien is het mogelijk codewoord en chipsynchronisatie tot stand te brengen, d.w.z. $\tau_i = 0$ voor alle $i = 1, 2, \dots, n$. En als laatste moet bedacht worden dat het sommeren van de n signalen nu niet in de satelliet, maar reeds in de zender plaats vindt.

Als uitgegaan wordt van de veronderstelling dat ten opzichte van één signaal de som van alle andere ($n-1$) signalen beschouwd mag worden als gaussische ruis, dan is de berekening van de draaggolf-ruisverhouding aan de uitgang van de correlator vrij eenvoudig [4]. Deze aanname is geoorloofd als n groot is (vgl. Bennett: witte ruis is te schrijven als de optelsom van een groot aantal sinusvormige signalen met gelijke amplitude en frequentie, doch waarvan de fase uniform verdeeld is tussen 0 en 2π).

Voor de berekening van de "detectability parameter" kan nu in eerste instantie worden uitgegaan van de situatie dat een signaal gededekteerd moet worden dat verzonken is in witte gaussische ruis.

De draaggolf-ruisverhouding aan de uitgang van de correlator is evenredig met een n^e gedeelte van het totale ontvanger vermogen P_r en omgekeerd evenredig met de som van het ruisvermogen t.g.v. de ontvangen ($N_o B$) en het "ruis"vermogen van de andere signalen ($\frac{n-1}{n} P_r$).

De draaggolfruisverhouding aan de uitgang van de correlator wordt nu gegeven door:

$$d^2 = \frac{B}{b} \cdot \frac{2 \cdot P_r / n}{N_o B + \frac{n-1}{n} P_r} \quad (2)$$

De faktor 2 is afkomstig van het gegeven dat van de ruis alleen stoor-

amplituden, die in fase zijn met het signaal, de draaggolf-ruisverhouding verslechteren.

De faktor $\frac{B}{b}$, de zogenaamde "process gain", kan worden verklaard door te bedenken dat de signaalenergie die gespreid was over een bandbreedte B door de korrelator gecompriemd wordt in een bandbreedte b. Of anders gezegd: het stoorvermogen aan de ingang NB is aan de uitgang van de korrelator verkleind tot Nb (zie o.a. [5]).

Als n voldoende groot is, geldt $\frac{n-1}{n} P_r \approx P_r$ waarmee (2) over gaat in

$$d^2 = \frac{B}{b} \cdot \frac{2 P_r / n}{N_o B + P_r} \quad (3)$$

Bij de afleiding van deze vergelijking is er stilzwijgend van uit gegaan dat zender en ontvanger gesynchroniseerd zijn en tevens is de invloed van de "hard limiter" voorlopig buiten beschouwing gelaten.

Uit (3) is nu het aantal mogelijke signalen n op te lossen.

Met enige omwerking volgt er:

$$n = \frac{2B_o}{bd^2} \cdot \frac{B/B_o}{1 + B/B_o} \quad (4)$$

$B_o = \frac{P_r}{N_o}$ (Hz) is een systeemgrootte, op te vatten als een soort capaciteitquotient van de "down link".

Bij gegeven B_o en d^2 is het aantal mogelijke signalen n optimaal als de faktor

$$\frac{B/B_o}{1 + B/B_o}$$

ongeveer gelijk aan 1 is. Een HF bandbreedte B die twee à vier maal zo groot is als B_o zal zeker voldoen, temeer daar een grotere faktor B/B_o slechts een marginale verbetering zal geven en bovendien bij een te grote bandbreedte B de ruis van de "up link" in de "down link" vergelijking niet meer verwaarloosd mag worden.

Voor de berekening van n wordt weer uitgegaan van de systeemgegevens voor het Palapa satellietstelsel in Indonesië (zie Hfdst. 2). Hiermee wordt

$$B_o = \frac{P_r}{N_o} = \frac{EIRP - L_x - L_a - M + 10 \log \eta A}{kT_{op}} = 2.1 \cdot 10^7 \text{ Hz}$$

De HF bandbreedte B wordt bepaald door de gewenste spreidingsfaktor of "process gain" en basisbandbreedte b. Reeds eerder is vastgesteld dat voor digitale signalen (100 k bit/s) de "process gain" gelijk is aan de lengte M van het codewoord ($\frac{B}{b} = M$).

Wanneer voor het spreiden van het signaal gebruik wordt gemaakt van maximum lengte reeksen, waarbij geldt $M = 2^n - 1$, dan kan de benodigde bandbreedte B gemakkelijk berekend worden.

(tabel 1)

aantal schuifregister elementen n	codelengte $M=2^n-1$	B
7	127	12.7 MHz
8	255	25.5 MHz
9	511	51.1 MHz

Aangezien de transponderbreedte 36 MHz is, volgt hier uit dat de maximaal mogelijke codelengte M gelijk is aan 255 (in het geval van een datasnelheid van 100 kbit/s).

Evenals in Hfdst. 2 wordt de eis gesteld dat de draaggolf-ruisverhouding vóór de PSK demodulator (in dit geval gelijk aan de detectability parameter d^2) gelijk is aan 9.4 dB wat overeenkomt met een foutkans $P_E = 10^{-5}$.

Invullen van bovenstaande gegevens in (4), levert

$$n = \frac{2B_o}{d^2 b} \cdot \frac{B/B_o}{1 + B/B_o} = \frac{2.2.1 \cdot 10^7}{10^5 \cdot 8.7} \quad 0.38 \approx 26$$

Uit deze globale berekening zou men - verrassend genoeg - de conclusie kunnen trekken dat het aantal mogelijke kanalen in een CDM systeem zelfs iets groter is dan in een TDM systeem.

Een kritische beschouwing leert echter dat

1. er geen rekening mee gehouden is dat de hier veronderstelde maximum lengte reeksen slechts pseudo orthogonaal zijn, d.w.z. dat de kruiscorrelatie tussen de verschillende codes niet identiek nul is, maar een zekere (zelfs hoge) waarde kan hebben.

2. voor de berekening is aangenomen dat de zender en ontvanger gesynchroniseerd zijn. Nu is juist zowel in een CDM als in een TDM systeem het synchronisatieprobleem een van de moeilijkste vraagstukken. De toepassing van pseudo-orthogonale codes maakt het synchronisatieprobleem in een CDM systeem echter nog een stuk lastiger (zie §3.4). Een meer realistische aanpak van de berekening van de signaal-ruisverhouding aan de uitgang van de korrelator zal zijn de berekening van de integraal

$$\alpha = \int_0^T r(t) a_i(t) \cos \omega_0 t dt \quad (\text{zie §3.2})$$

Dit is de werkwijze geweest van Pursley [6] en Anderson & Wintz [7]. Zij berekenen, weliswaar voor het meer algemene geval van een asynchroon SSMA systeem, een gemiddelde draaggolf-ruisverhouding resp. een ondergrens aan de draaggolf-ruisverhouding aan de uitgang van de korrelator. In de uitdrukkingen van de berekende signaal-ruisverhouding komen dan parameters voor die gebaseerd zijn op de correlatie eigenschappen van de toegepaste codes. De laatste twee auteurs betrekken in hun beschouwing ook de invloed van een "hard limiter" in het kanaal. Nesenbergs en Peterson [8] analyseren een asynchroon SSMA systeem met "hard limiter" door berekening van de "dedectability parameter" met behulp van een computer. Dit maakt hun analyse weinig toegankelijk en ook niet praktisch.

De relatief eenvoudige beschouwing van Pursley lijkt de meest aangewezen weg voor een praktische aanpak van de analyse van een CDM systeem. Een dergelijke analyse is dermate omvangrijk dat het buiten het kader van dit (verkenkend) afstudeeronderzoek valt.

Tot nu toe is nog niet de invloed van de "limiter" op het CDM systeem nagegaan.

Theoretisch is het effect van "hard limiting" van een sinusvormig signaal-ingebed in witte ruis een slechter worden van de signaal-ruisverhouding met een faktor $\frac{\pi}{4}$ of 1dB (zie [9]). Dit is experimenteel bevestigd voor een spread spectrum signaal in witte ruis (zie [10]). In de meeste beschouwingen over een SSMA systeem met "hard limiter" kan men deze faktor $\frac{\pi}{4}$ dan ook terugvinden.

(In [10] worden ook resultaten gegeven van het effect van "limiting" voor het geval van twee signalen die ongelijk in sterkte zijn)

3.4. Het synchronisatieprobleem.

Wanneer het gaat over synchronisatie tussen zender en ontvanger dan kan er verschil gemaakt worden tussen drie soorten synchronisatie:

1. synchronisatie van de frequentie en fase van de draaggolf
2. "chip" synchronisatie of ook wel codekloksynchronisatie
3. codewoord synchronisatie

Wanneer er codewoordsynchronisatie is, dan is er ook chipsynchronisatie. Omgekeerd is dit niet het geval.

Daarnaast is er nog onderscheid te maken tussen

- a. het vanuit een bepaalde begintoestand in synchronisatie geraken van zender en ontvanger, waarbij de tijd, die daarvoor nodig is (= acquisitietijd), als voornaamste criterium geldt

- b. het in synchronisatie houden van zender en ontvanger ("tracking")

De acquisitietijd kan variëren al naar gelang de grootte van de frequentie en fase offset van de code generator in de ontvanger. De (gemiddelde) acquisitietijd neemt dus toe bij een grotere lengte van het codewoord! Nog niet zo lang geleden moest men rekening houden met acquisitietijden van enige minuten, in de meest recente literatuur wordt echter al melding gemaakt van acquisitietijden in de orde van grootte van milliseconden of zelfs microseconden [11].

De onzekerheid en de veranderlijkheid van de draaggolffrequentie en de fase van het codewoord wordt voornamelijk veroorzaakt door

1. het niet bekend zijn van de benodigde propagatietijd van het signaal. Dit is met name het geval bij mobiele zend- en/of ontvangstations.
2. instabiliteiten van de oscillatoren (o.a. temperatuur afhankelijk) aan zend en ontvangst.
3. het optreden van Doppler effecten. De satelliet, die in een synchrone baan om de aarde draait, staat in werkelijkheid niet stil, maar "danst" als het ware om een bepaald punt. Derhalve beweegt de satelliet zich, relatief gezien, nu eens van de aarde af en dan weer naar de aarde toe. Dit veroorzaakt een frequentieverschuiving van de signalen (zie [12]):

$$f_d = \pm \frac{2f V_r}{C}$$

f = uitgezonden frequentie

V_r = relatieve snelheid t.o.v. de aarde

C = lichtsnelheid

De "Phase Lock Loop" (PLL) en de "Delay Lock Loop" (DLL) zijn de meest bekende schakelingen waarmee de veranderingen in de frequentie van de draaggolf, resp. codeklok gevolgd kunnen worden (zie afstudeerverslagen van van Berkel en de Vries).

Twee hierna volgende overwegingen wijzen op de mogelijkheid om in een distributiesatellietsysteem met CDM het synchronisatievraagstuk op een enigszins andere manier op te lossen.

- A. Ten aanzien van elk distributiesysteem kan men de vraag stellen of het mogelijk en wenselijk is de complexiteit van de ontvangers te verminderen ten koste van extra voorzieningen aan de zendkant. Bij een distributiesatelliet systeem met CDM dringt zich, gezien de hierboven geschetste synchronisatieproblematiek, de gedachte op om extra synchronisatie informatie met de "spread spectrum" signalen mee te zenden.

In plaats van de opgave om synchronisatie informatie en eigenlijke informatie te moeten onttrekken aan een zwak "spread spectrum" signaal, staat de ontvanger dan voor de relatief gemakkelijkere taak om eerst te synchroniseren op een (voor alle ontvangers gemeenschappelijk) relatief sterk extern synchronisatiesignaal, waarna de eigenlijke informatie aan het zwakke spread spectrum signaal onttrokken kan worden.

- B. Wanneer aan de zendkant codeklok en draaggolf aan dezelfde bron onttrokken worden en de codeklokfrequentie dus een fractie is van de draaggolffrequentie, kan de ontvanger volstaan met het volgen van de veranderingen van de frequentie van één van beide. De frequentieverandering van de ander is daarmee tevens bepaald.

Een concrete uitwerking van deze overwegingen is te vinden in de schema's van zender en ontvanger in de figuren 3.7 t/m 3.9. De schema's zijn niet compleet. Alleen de in dit verband van belang zijnde onderdelen zijn getekend.

In fig. 3.8 is het spektrum van het uitgezonden signaal getekend. Schematisch is hierin aangegeven dat de (hulp) draaggolf op 89.25 MHz gemoduleerd wordt door het codewoord synchronisatie signaal.

In de ontvanger worden de ongemoduleerde (hulp) draaggolf op 63,75 MHz en de gemoduleerde (hulp) draaggolf op 89,25 MHz met elkaar vermenigvuldigd. Een van de ontstane produkten is een door het wordsynchroni-

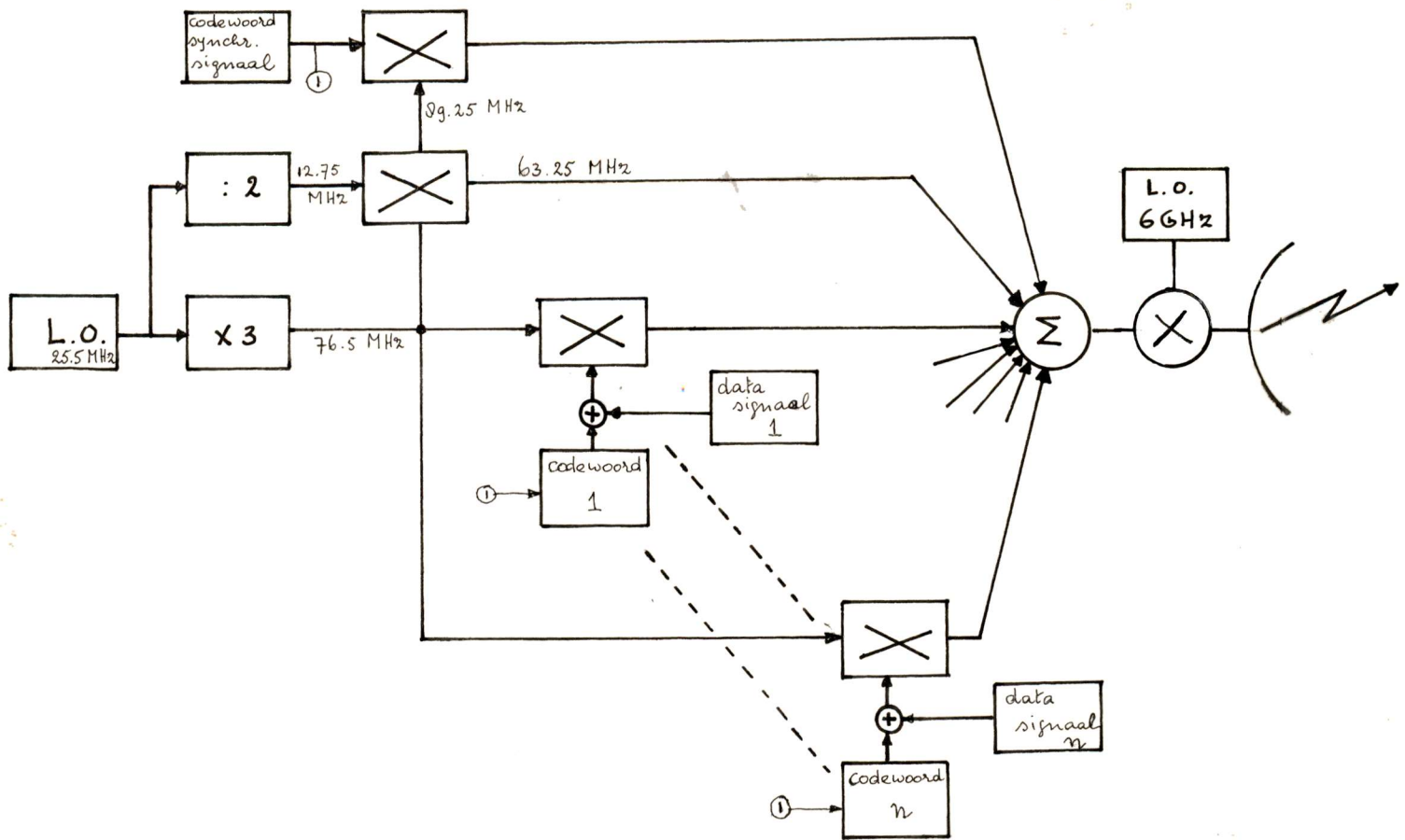


fig. 3.7 Zender

satiesignaal gemoduleerde draaggolf op 25.5 MHz. Voor de demodulatie van dit signaal wordt gebruik gemaakt van een zogenaamde "squaring loop". Een "squaring loop" is een "phase lock loop" die "lockt" op de dubbele frequentie van de originele draaggolf. De draaggolf op de dubbele frequentie ontstaat door kwadrateren van het binnenkomende 2ϕ PSK signaal (*). Een "squaring loop" is dus bij uitstek geschikt voor demodulatie van dubbelzijdigband modulatiesignalen met onderdrukte draaggolf. Een gewone "phase lock loop" is dan immers niet te gebruiken aangezien er geen draaggolf is. Het grote voordeel van de schakeling is wel dat door het aangebrachte

$$\begin{aligned}
 * (\cos \omega_c t \pm 90) &^2 = (\cos \omega_c t \cdot \cos 90 \quad \sin \omega_c t \cdot \sin 90)^2 = \\
 &= \cos^2 \omega_c t = \frac{1}{2}(1 + \cos 2 \omega_c t)
 \end{aligned}$$

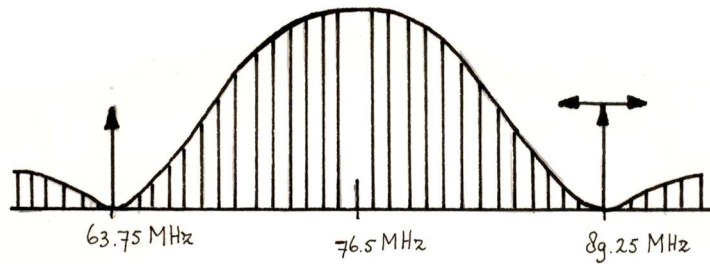


fig. 3.8. spectrum van uitgezonden signalen.

verband tussen de verschilfrequentie van de hulpdraaggolven en de centrale frequentie van het spread spectrum signaal met één PLL ("squaring loop") de frequentieverandering, ten gevolge van het Doppler effect, van beide signalen gevolgd kan worden. (Behalve een "squaring loop" kan in principe ook een "costas loop" gebruikt worden voor de demodulatie van het woorsynchronisatiesignaal, zie Dixon [1] blz. 155)

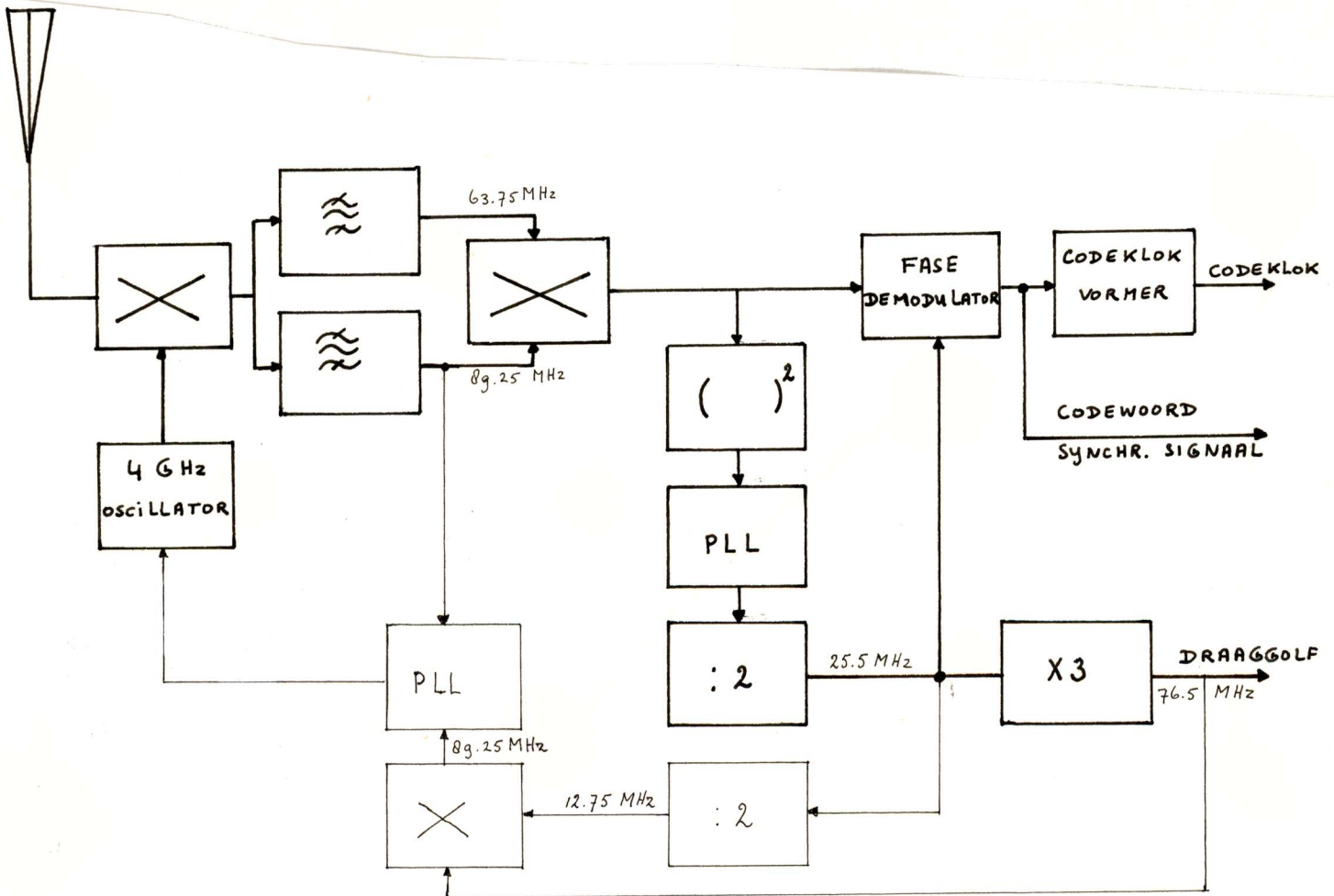


fig. 3.9. ontvanger.

Met dunne lijnen is in fig. 3.9 een schakeling aangegeven, die zorgt voor het bijregelen van de lokale 4GHz oscillator. Immers, indien de frequentie van deze oscillator een 4,001 GHz signaal afgeeft, dan worden alle (midden) frequenties met 1 MHz verhoogd. De verschil frequentie van de twee meegezonden synchronisatiesignalen blijft echter 25.5 MHz. Daardoor ontstaat er dus een frequentieverschil van 1 MHz tussen de centrale frequentie van het "spread spectrum" signaal en de van de van de synchronisatiesignalen afgeleide draaggolf frequentie. Door nu uit het gevormde signaal op 25.5 MHz een signaal op 63.75 MHz te creëren en de frequentie van dit signaal te vergelijken met de frequentie $63.75 \pm \Delta f$ MHz van de naar het midden frequent gebied gebrachte hulpdraaggolf, kan met een PLL de frequentie van de 4GHz oscillator zodanig bijgesteld worden dat het frequentieverschil Δf verdwijnt.

Of de hier gegeven schakeling een praktische oplossing biedt voor het synchronisatieprobleem hangt af van de volgende punten.

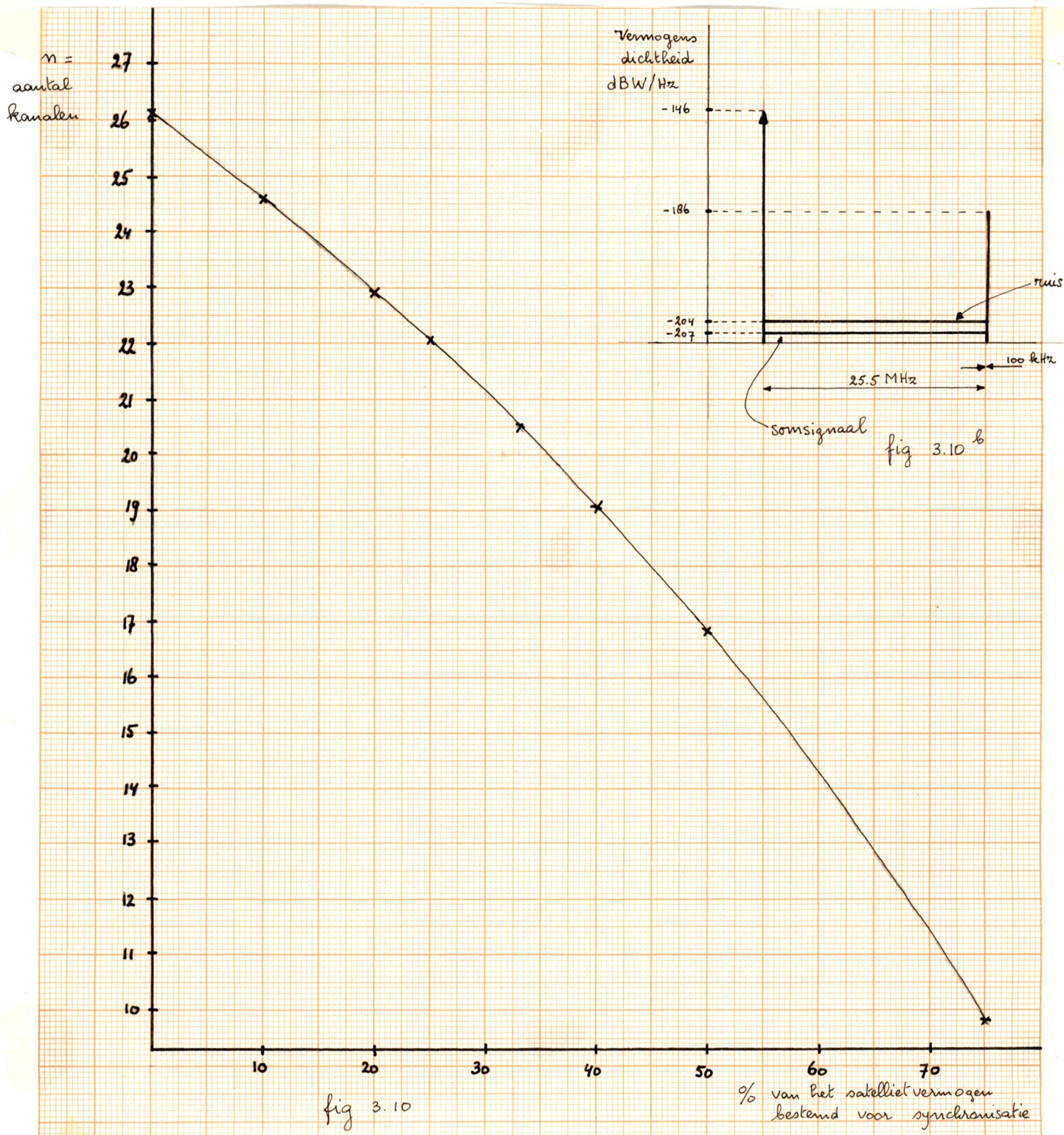
- A. Een nadeel van de schakeling is dat de fase van de gedetecteerde signalen door toedoen van de frequentiedeling en/of vermenigvuldiging niet meer ondubbelzinnig te bepalen is. Voor dit probleem dient nog wel een oplossing gevonden te worden.
- B. Hoe groot is de (storende) invloed van de externe synchronisatiesignalen bij de demodulatie van het spread spectrum signaal en hoe verandert de signaal-ruisverhouding aan de uitgang van de correlator als functie van het vermogen dat aan de externe synchronisatiesignalen wordt toebedeeld (zie Hoofdstuk 4)?
- C. Hoeveel vermogen dient aan de externe synchronisatiesignalen te worden toebedeeld voor een betrouwbare detektie van het wordsynchronisatiesignaal?
- D. Wat wordt de capaciteit van de satellietverbinding (d.i. aantal mogelijke signalen n) indien een deel van het beschikbare (satelliet) vermogen bestemd wordt voor de externe synchronisatiesignalen.

Voor het in 3.3 beschreven distributiesatellietsysteem met CDM is in fig. 3.10 de capaciteit van de satellietverbinding uitgezet als functie van het vermogen dat aan de externe synchronisatiesignalen wordt toebedeeld. De storende invloed van deze signalen bij de correlatie van het "spread spectrum" signaal (punt B) is hierbij verwaarloosd.

Voor de berekening hiervan is uitgegaan van de formule (4) in §3.3:

$$n = \frac{2B_o}{bd^2} \cdot \frac{B/B_o}{1 + B/B_o} \quad B_o = \frac{P_r}{N_o} \text{ (Hz)}$$

Op de volgende bladzijde zijn enkele berekende waarden in tabelvorm weergegeven.



deel v.h. satelliet zendvermogen (EIRP) bestemd voor synchronisatie	$P_r/N_o = B_o$ (Hz)	n = aantal kanalen
	2.06×10^7	26.15
1/10 (-10 dB)	1.85×10^7	24.62
1/5 (-6.99 dB)	1.64×10^7	22.92
1/4 (-6.02 dB)	1.54×10^7	22.07
1/3 (-4.8 dB)	1.37×10^7	20.46
4/10 (-3.98 dB)	1.23×10^7	19.08
3/4 (-1.25 dB)	5.14×10^6	9.82

In fig. 3.10b is de onderlinge verhouding van de vermogensdichtheden van de signalen aangegeven. Dit is gedaan voor het geval dat één derde van het beschikbare satellietvermogen bestemd is voor de externe synchronisatiesignalen; het aantal mogelijke kanalen is dan gelijk aan twintig. Van dit derde deel is één tiende deel toebedacht aan de onge-moduleerde draaggolf op 69.25 MHz en negen tiende deel voor de met het 100 kHz (codewoordsynchronisatie) signaal gemoduleerde (hulp) draaggolf op 89.25 MHz. De berekening verloopt als volgt.

Het ontvangen vermogen P_r afkomstig van de satelliet is

$$P_r = \text{EIRP} - L_x - L_a - M + 10 \log A \text{ dBW}$$

$$= 32 - 163 - 1 - 5 + 5.48 \text{ dBW}$$

$$= -131.5 \text{ dBW}$$

Twee derde deel hiervan is bestemd voor de n "spread spectrum" signalen, dus $-131,5 - 1,7 = -133,2 \text{ dBW}$. Dit vermogen wordt gespreid over een bandbreedte van 25,5 MHz, dus de signaal vermogensdichtheid wordt

$$-133,2 - 10 \log 25,5 \times 10^6 = -207,3 \text{ dBW/Hz}$$

Een derde deel van het vermogen is toebedeeld aan de synchronisatie-signalen, dus $-131,5 - 4,8 = -136,3 \text{ dBW}$. Een tiende deel hiervan is bestemd voor de hulp draaggolf op 69,25 MHz, dus $-136,3 - 10 \log \frac{1}{10} = -146,3 \text{ dBW}$. De berekening van de overige signaalvermogensdichtheden verloopt geheel analoog.

3.5. Codes (Gold codes).

Bij een Code Division Multiplex systeem (C.D.M.) nemen meerdere signalen tegelijkertijd dezelfde frequentieband in beslag. Door in de ontvanger te correleren met dezelfde code, waarmee de boodschap van - bijvoorbeeld - zender Z_1 vergrendeld is, kan de (basis) bandinformatie van zender Z_1 worden teruggewonnen. Iedere zender Z_i maakt gebruik van een andere code. De vraag doet zich nu voor, welke eisen er gesteld moeten worden aan de codes.

In het algemeen kan men zeggen dat de codes aan de volgende eisen dienen te voldoen:

1. beschikbaarheid van een voldoende aantal codes.
2. makkelijk genereerbaar.
3. goede autocorrelatiefunctie voor elke code.
4. de (partiële) kruiscorrelatie van ieder paar uit de beschikbare set codes is relatief klein.

ad 1. In principe is het niet nodig dat alle codes dezelfde lengte hebben. Bij "random access" echter wordt vaak uitgegaan van codes met gelijke lengte, zodat het ene signaal niet bevoordeeld wordt t.o.v. het andere signaal.

ad 3. De (periodieke) autocorrelatiefunctie van een binaire reeks is gedefinieerd als

$$\theta(\tau) = (\text{aantal overeenkomsten} - \text{aantal verschillen})$$

indien de binaire reeks steeds vergeleken wordt met een cyclische verschuiving van zichzelf. Hierbij geeft τ de relatieve verschuiving tussen de twee reeksen aan. Een autocorrelatiefunctie is ideaal als $\theta(0)$ maximaal is en voor $\tau \neq 0$ gelijk is aan nul.

ad 4. De kruiscorrelatie $\theta_{a,b}(\tau)$ van twee codes a en b is ook hier gedefinieerd als het verschil tussen het aantal overeenkomsten en het aantal verschillen tussen de parallelle bits van de codes, waarbij weer een code steeds cyclisch verschoven wordt ten opzichte van de ander. Uit deze definitie blijkt dat deze kruiscorrelatiefunctie een periodieke functie is.

Met name in een asynchroon CDM systeem is ook de *partiële* kruiscorrelatiefunctie van belang. Dit blijkt uit fig. 3.11. In een asynchroon systeem is het ene codewoord b een tijd τ vertraagd t.o.v. het andere codewoord a . Voor codewoord a is derhalve van belang

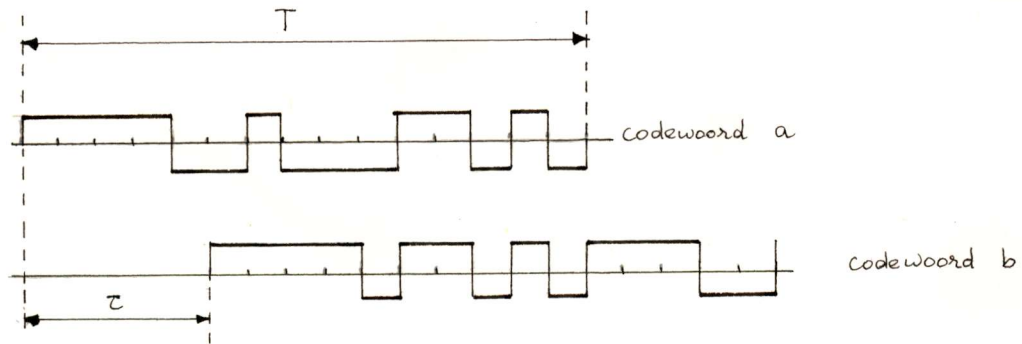


fig. 3.11

de (partiële) kruiscorrelatie met het $(T-\tau)^e$ gedeelte van codewoord b en het τ^e gedeelte van het aan b voorafgaande codewoord. Mogelijk is dit een deel van de inverse van het codewoord b. Een andere mogelijkheid is dat het codewoord b een tijd τ na het begin van codewoord a wordt ingeschakeld.

De *partiële* kruiscorrelatie van twee codes is gedefinieerd als

$$C_{a,b}(\ell) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{M-1-\ell} p_j^{(a)} p_{j+\ell}^{(b)} & , 0 \leq \ell \leq M-1 \\ \sum_{j=0}^{M-1+\ell} p_{j-\ell}^{(a)} p_j^{(b)} & , 1-M \leq \ell < 0 \\ 0 & | \ell | \geq M \end{cases}$$

waarbij $p_j^{(a)}$ voorstelt het j^e element van het codewoord a, M is de lengte van de codes.

De kruiscorrelatie en partiële kruiscorrelatie van twee "maximum lengte" reeksen is getekend in fig. 3.12a en 3.12b.

De algemeen bekende "maximum lengte" reeksen voldoen zeker aan de hierboven genoemde eisen 2 en 3. Een "maximum lengte" reeks wordt eenvoudig gerealiseerd met behulp van een teruggekoppeld schuifregister. De autokorrelatiefunctie van een "maximum lengte" reeks met lengte M is bijna ideaal (fig. 3.12a):

$$\theta(\tau) = M \quad \text{voor } \tau = 0, \pm M, \pm 2M \dots$$

$$\text{en } \theta(\tau) = -1 \quad \text{voor } \tau \neq 0, \pm M, \dots$$

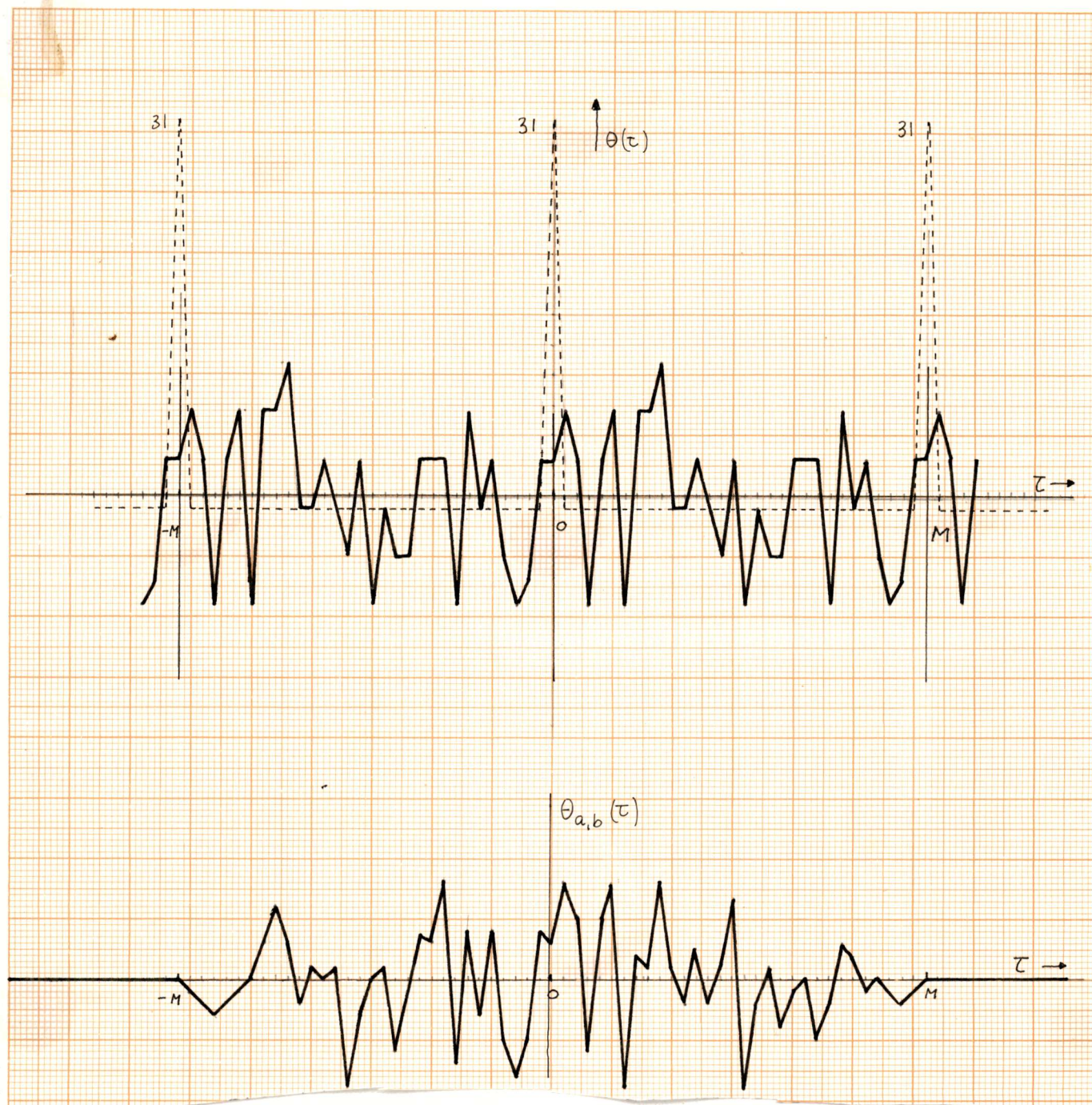


fig. 3.12. Autocorrelatie, periodieke kruiscorrelatie en partiële kruiscorrelatie van een "maximum lengte" reeks. De code lengte is 31.

Het aantal verschillende "maximum lengte" reeksen - met een relatief kleine reekslengte M - dat gegenereerd kan worden is echter niet groot. Het aantal verschillende "maximum lengte" reeksen met lengte 127 is bijvoorbeeld beperkt tot 18.

Het grootste bezwaar is echter dat in de kruiscorrelatiefunctie van twee verschillende "maximum lengte" reeksen relatief grote pieken kunnen voorkomen. Het gevaar is dan ook niet denkbeeldig dat een

station A dat gesynchroniseerd is met station B "uit lock" raakt doordat een station C - met een iets groter vermogen dan B - een code uitzendt waarvan de kruiscorrelatie met de code van station A een relatief hoge piek vertoont. Niet alleen zal station A dan uiteraard niet meer de juiste informatie ontvangen, maar er moet bovendien eerst opnieuw synchronisatie met station B tot stand gebracht worden met alle problemen (b.v. een lange acquisitietijd) van dien.

Uitgaande van twee "maximum lengte" reeksen, voorgesteld door de primitieve n^e graads polynomen $f_a(t)$ en $f_b(t)$, ieder met een lengte $M = n^n - 1$, en waarvan de kruiscorrelatie gegeven wordt door

$$|\theta_{a,b}(\tau)| = |\sum f_a(t)f_b(t+\tau)| < K ,$$

heeft Gold ([13] en [14]) een set V met $M+2 (= 2^n+1)$ verschillende codes gevonden, waarbij bovendien geldt dat de kruiscorrelatie van twee willekeurige codes $g_i(t)$ en $g_k(t)$ ($g_i \in V$) begrensd wordt door:

$$|\theta_{i,k}(\tau)| < K$$

V wordt gegeven door:

$$\begin{aligned} g_i(t) &= f_a(t)f_b(t+i) \quad i = 0, 1, 2, \dots, M-1 \\ V = \quad g_{p+1}(t) &= f_a(t) \\ g_{p+2}(t) &= f_b(t) \quad p = M-1 \end{aligned}$$

Om een dergelijke set V met $M+2$ verschillende codes te konstrueren, dient men dus eerst op zoek te gaan naar twee "maximum lengte" reeksen waarvan de kruiscorrelatie begrensd wordt door

$$|\theta| < K$$

Gold heeft aangetoond dat voor dergelijke uitgeselecteerde codes geldt

$$K = \begin{aligned} &2^{(n+1)/2} + 1 \quad \text{voor } n \text{ oneven} \\ &2^{(n+2)/2} + 1 \quad \text{voor } n \text{ even, } n \neq \text{mod } 4 \end{aligned}$$

Een code $g_i(t) \in V$ is nu te konstrueren door een schuifregister te realiseren dat correspondeert met het produkt $f_a(t)$ en $f_b(t)$. Eenvoudig

gezegd komt dit neer op het modulo-2 optellen van de uitgangen van de twee schuifregisters, die de "maximum lengte" reeksen $f_a(t)$ en $f_b(t)$ genereren.

Een Gold-codegenerator ziet er nu als volgt uit.

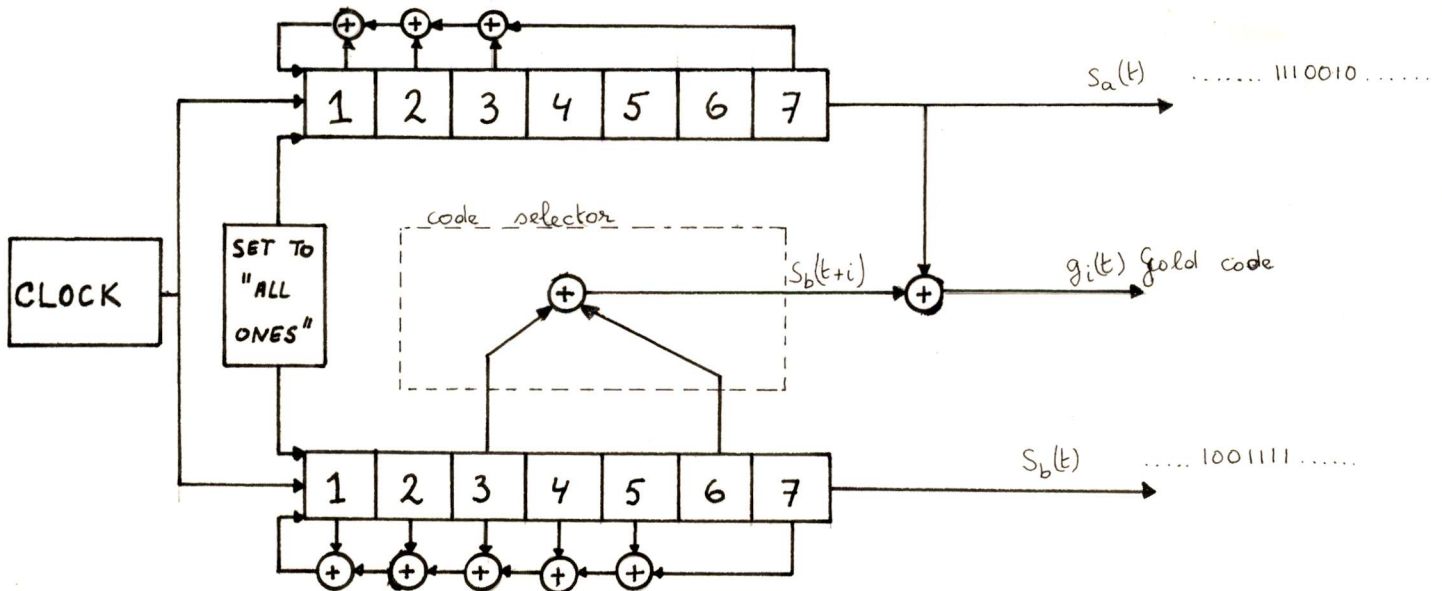


fig. 3.13. Gold code generator. De codelengte M is 127 ($M = 2^7 - 1$).

Opm.: de code selector in fig. 3.13 werkt volgens de "cycle and add" eigenschap van "maximum lengte" reeksen:

$$f_a(t) \cdot f_a(t+i) = f_a(t+j)$$

(zie o.a. afstudeerverslag van Berkel)

Een eigenschap van de Gold codes is dat ze niet maximaal zijn. Een gevolg hiervan is dat de balans tussen het aantal nullen en aantal enen, zoals die bij maximum lengte reeksen bestaat, verstoord is. Bovendien is de autocorrelatiefunctie $\theta(\tau)$ van een Gold code niet meer tweewaardig zoals bij maximumlengte reeksen. De autocorrelatiefunctie van een Gold code is dus iets minder gunstig dan de autocorrelatie van een "maximum lengte" reeks. Er geldt echter wel:

$$|\theta(\tau)| = M \quad \text{voor } \tau = 0$$

$$|\theta(\tau)| < K \quad \text{voor } \tau \neq 0$$

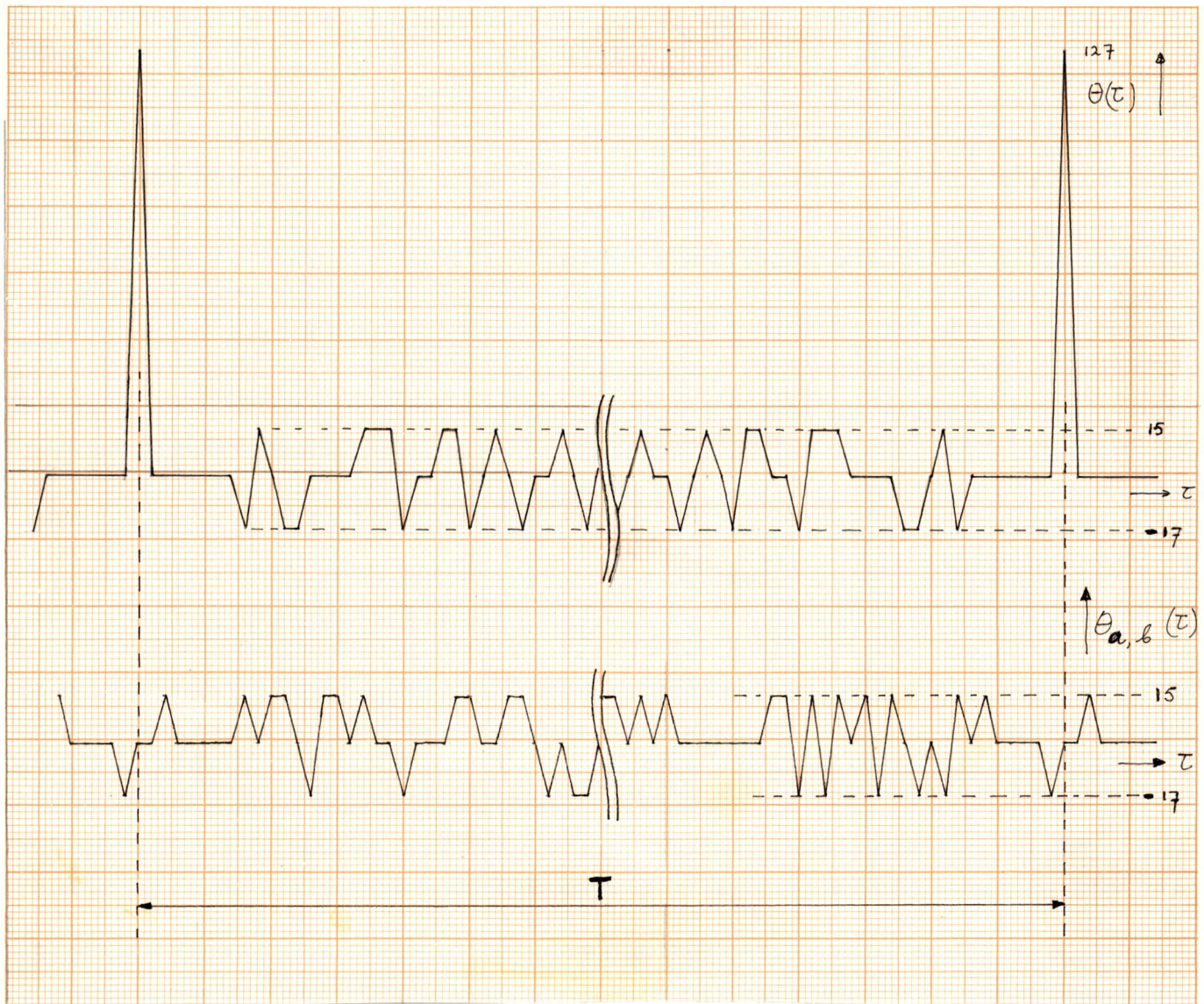


fig. 3.14. autokorrelatie- en kruiskorrelatiefunctie van een Gold code met lengte $M = 2^n - 1 = 127$.

De kruiskorrelatie (fig. 3.14) van elk paar Gold codes neemt drie waarden aan volgens tabel 3.2 (uit [15]).

De gemiddelde partiële kruiskorrelatie van de Gold codes blijkt eveneens begrensd te zijn en de variantie van de partiële kruiskorrelatie is dezelfde als bij elke andere set codes van gelijke lengte [16].

Uit tabel 3.2 blijkt overigens dat de kruiskorrelatie eigenschappen van de Gold codes beter worden naarmate ze langer zijn.

Uit de literatuur blijkt verder ook dat de lengte van de toegepaste codes in praktische systemen meestal groter wordt gekozen dan 511.

Het is dan ook heel goed mogelijk dat bij een nauwkeurige berekening

	genormaliseerde waarde van de kruiscorrelatie ($M = 2^n - 1$)	kans op waarde i
n oneven	$-\frac{2^{(n+1)/2} + 1}{M}$	0.25
	$-\frac{1}{M}$	0.50
	$\frac{2^{(n+1)/2} - 1}{M}$	0.25
n even, $\neq \text{mod } 4$	$-\frac{2^{(n+2)/2} + 1}{M}$	0.125
	$-\frac{1}{M}$	0.75
	$\frac{2^{(n+2)/2} - 1}{M}$	0.125

tabel 3.2

van de capaciteit (= aantal mogelijke kanalen) van een CDM systeem, waarbij ook de correlatie eigenschappen van de toegepaste Gold codes wordt meegenomen, de conclusie moet worden getrokken dat het gebruik van korte codes (b.v. < 511) geen werkbaar systeem oplevert.

Er zal dan ofwel naar andere soorten codes gezocht moeten worden ofwel moet er overgegaan worden op langere codes. Dit laatste betekent wel dat - bij een gegeven transponder bandbreedte van 36 MHz - niet meer kan worden uitgegaan van een basisbandsignaal van 100 kbit/s. (Een basisband signaal van 70 kbit/s spreiden met een code met lengte 511 levert een bandbreedte op van 35.770 MHz).

Een andere conclusie, die uit tabel 3.2 getrokken kan worden is dat er geen Gold codes bestaan met lengte 255: Het aantal schuifregister elementen (n) mag namelijk geen veelvoud van vier zijn. In het systeemmodel van §3.3 kunnen de codes (met gekozen lengte 255) dan ook geen

Gold codes zijn.

In het algemeen kan echter wel de conclusie getrokken worden dat Gold codes door hun eigenschappen vooral in *asynchrone* CDM systemen meer geschikt zijn dan "maximum lengte" reeksen.

Conclusies.

In een CDM-"spread spectrum" satellietsysteem met dezelfde systeempare-meters (zoals EIRP, G/T, enz.) als het satellietsysteem met TDM (Hfdst. 1) zou het aantal mogelijke kanalen volgens een eerste globale berekening gelijk zijn aan zesentwintig. Voor een meer betrouwbare schatting van o.a. signaal-ruisverhouding en aantal mogelijke kanalen in een satellietsysteem met CDM is het noodzakelijk de kruiscorre-latie eigenschappen van de toe te passen codes bij de berekeningen te betrekken. Een mogelijke aanpak daarvan is die van Pursley [6].

O.a. vanwege hun relatief gunstige kruiscorrelatie eigenschappen zijn de Gold codes uitermate gunstig voor toepassing in (vooral *asynchrone*) CDM systemen.

Om de synchronisatie problematiek te vereenvoudigen lijkt het erop dat het in een *distributie* satellietsysteem voordelig kan zijn om ex-terne synchronisatiesignalen met het eigenlijke signaal mee te zenden. De verdere uitwerking van het in §3.4 gelanceerde voorstel m.b.t. het meezenden van externe synchronisatiesignalen en mogelijke alternatieven dienen evenwel onderwerp te zijn van verdere studie (zie ook Hfdst. 4).

Literatuurlijst.

- [1] R.C. Dixon, Spread Spectrum Systems GA⁴
- [2] Afstudeerverslag van Berkel
- [3] D.R. Anderson & P.A. Wintz, A satellite communication system using
PN codes
Proceedings of the national electronics conference
Chicago, Ill., U.S.A. 9-11 dec. 1968
- [4] W. Herold, Der Einfluss der harten Begrenzung in einem Nachrichten satelliten auf die Übertragungskapazität eines
Zeitfunktionen multiplex-Verfahrens
A.E.U. Band 23, 1969, Heft 6, 289-294
- [5] AGARD Lecture Series No. 58 on Spread Spectrum Communications.
GA 74
- [6] M.B. Pursley, Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum
Multiple-Access Communication
Part I System Analysis
Part II Code Sequence Analysis
IEEE TRANS. ON COMM. vol. com 25, No. 8 AUGUST 1977
- [7] D.R. Anderson & P.A. Wintz, Analysis of a Spread Spectrum Multiple-
Access System with a Hard Limiter
IEEE TRANS. ON COMM. TECHNOLOGY, vol. com. 17, No. 2,
April 1969
- [8] M. Nesenbers & R.G. Peterson, Output Signal-to-Noise Ratio for a
Random-Access Repeater Link with an Ideal Hard Limiter
IEEE TRANS. ON EES Vol. AES 9, no. 3, May 1973
- [9] J.W. Schwartz, J.M. Alin & J. Kaiesr, Modulation techniques for
Multiple Access to a hard-limiting Satellite Repeater
Proceedings of the IEEE vol. 54, no. 5, May 1966
- [10] H.J. Kochevar, Spread Spectrum Multiple Access communications Experiment through a Satellite.
IEEE TRANS. ON COMM. vol. COM 25, No. 8, AUGUST 1977
- [11] Special Issue on Spread Spectrum Communications Introduction
IEEE TRANS. ON COMM. vol. COM 25, No. 8 AUGUST 1977

- [12] Afstudeerverslag de Vries.
- [13] R. Gold, Optimal Binary sequences for Spread Spectrum Multiplexing
IEEE TRANS. ON INFORMATION THEORY. OKT. 1967
- [14] R. Gold, Maximal Recursive Sequences with 3-valued recursive Cross-
Correlation functions
IEEE TRANS. ON INFORMATION THEORY. JAN 1968
- [15] J.J. Spilker, Digital Communications by satellite, Hfdst. 8, Dh 25.
- [16] M. Ristenbatt & J. Daws, Performance Criteria for Spread Spectrum
Communications
IEEE TRANS. ON COMM. AUG. 1977, blz. 758

HOOFDSTUK 4.

Samenvatting.

In de eerste paragraaf wordt de gebouwde schakeling beschreven. In de tweede paragraaf zijn de metingen, die aan deze schakeling gedaan zijn, vermeld en tevens worden de resultaten hiervan besproken.

4.1. Opbouw van de schakeling.

In fig. 4.1 is het blokschema van de gebouwde schakeling weergegeven.

Het zendergedeelte, waarvan drie exemplaren zijn gebouwd, bestaat uit een:

- databron. Dit is een PN code generator, gerealiseerd met een schuifregister bestaande uit 7 secties. De cyclus lengte is dus $2^7 - 1 = 127$.
- codewoordgenerator. Dit is een "Gold" code generator, zoals beschreven in Hfdst. 3. De codelengte is 127. De klokfrequentie is ± 5 MHz. De databitsnelheid is dus $\frac{5 \cdot 10^6}{127} \approx 40$ kbit/s.
- modulo-2 opteller. Hiermee wordt een databit gecombineerd met de "Gold" code. Een databit "1" invertteert het codewoord, terwijl een databit "0" de reeks onveranderd laat (Sequence Inversion Keying).
- 20 MHz draaggolfgenerator. Hiervoor werd een externe blok golf generator genomen.
- modulo-2 opteller. Deze werkt als een mixer. Het door de data gemoduleerde codewoord signaal schakelt de fase van de 20 MHz draaggolf tussen ϕ en $\phi + 180^\circ$ (2ϕ - PSK). De codeklokfrequentie is 5 MHz, dus het spectrum is 10 MHz breed (15 - 25 MHz, zie hfdst. 3).

De mogelijkheid een modulo-2 opteller als mixer te kunnen gebruiken heeft voornamelijk de keuze van een 20 MHz blok golf als draaggolf bepaald. Op deze frequentie kan namelijk nog met TTL gewerkt worden.

Daar de bandbreedte van het signaal bepaald wordt door de codeklokfrequentie ($B = 2f_c$), ligt met de keuze van een 20 MHz draaggolf de codeklokfrequentie min of meer vast. Gekozen is voor een codeklokfrequentie van 5 MHz.

Aangezien er geen "Gold" codes bestaan ter lengte van 255 "chips" (= code-lengte in het systeemmodel van §3.2) en een codelengte van 511 "chips" een erg kleine databitsnelheid zou betekenen, is gekozen voor een "Gold" code ter lengte van 127 "chips".

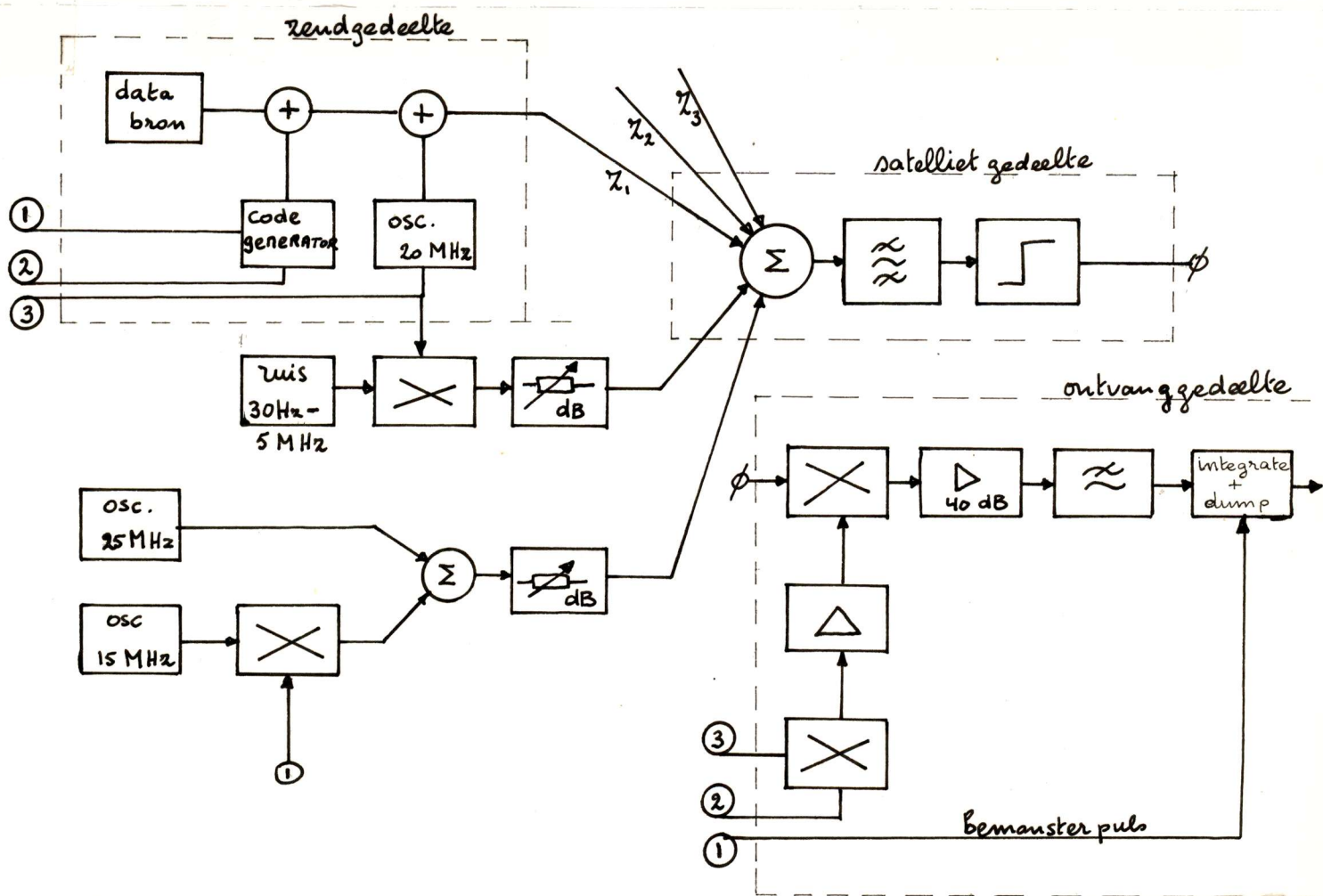


fig. 4.1. Blokschema van de gebouwde schakeling.

Om nog meer kanalen te kunnen simuleren, wordt witte gaussische ruis, verkregen uit een externe ruisgenerator (30 Hz - 5 MHz), met een HP Mixer gemoduleerd op dezelfde 20 MHz draaggolf. Het vermogen van het aldus verkregen ruissignaal is met behulp van een geijekte verzwakker te regelen t.o.v. één zendsignaal. Een nadeel van de volgens deze methode verkregen ruis in de band 15 - 25 MHz is dat deze ruis niet beschouwd mag worden als witte gaussische ruis.

De externe synchronisatiesignalen op 15 en 25 MHz (zie Hfdst. 3) zijn verkregen uit twee externe sinusgeneratoren. Het synchronisatiesignaal op 15 MHz is gemoduleerd met een 20 kHz bloksignaal (De op en neergaande flank van het bloksignaal geven steeds het begin van een codewoord aan). Het vermogen van de twee synchronisatiesignalen tesamen

is met een geijkte verzwakker regelbaar.

Het satellietgedeelte bestaat uit een

- sommator. In principe een geaarde basis schakeling met Ruthroff trafo (zie fig. 4.2). Met de weerstanden R_1 t/m R_5 is het niveau van de diverse signalen ten opzichte van elkaar in te stellen.

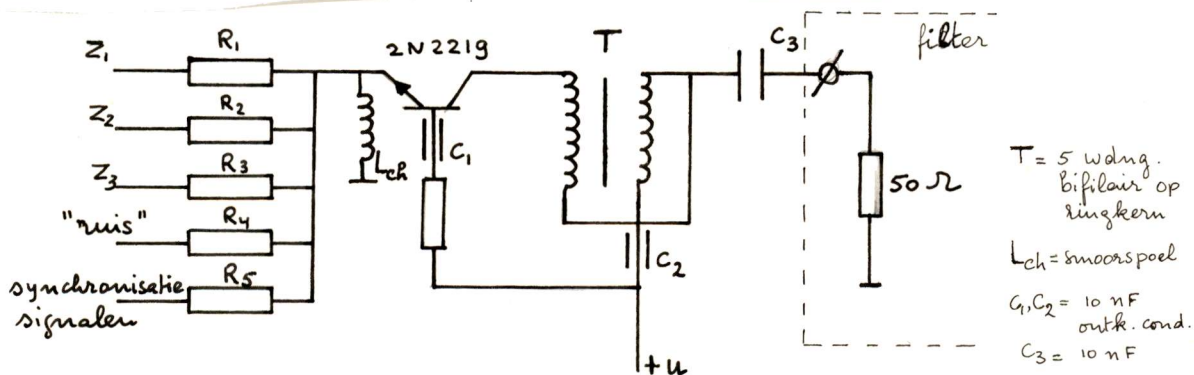
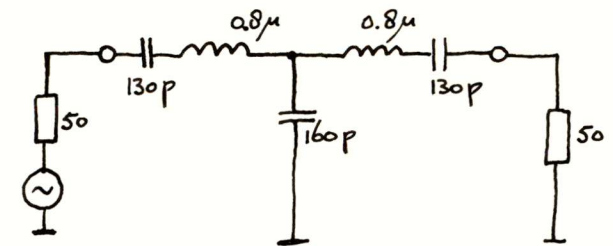
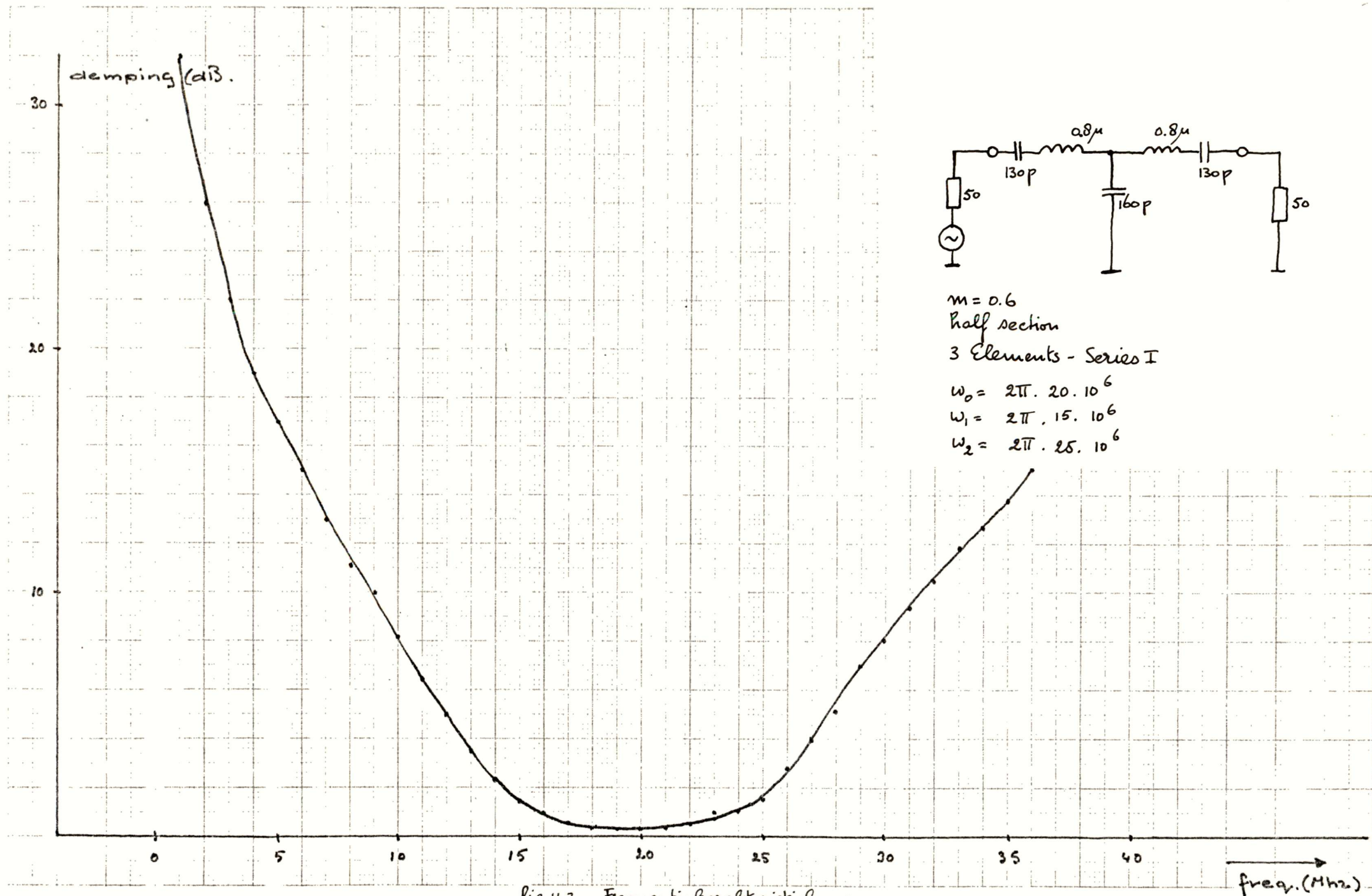


fig. 4.2. Sommator.

- banddoorlaatfilter. Dit is een LC netwerk (T configuratie). De frequentie karakteristiek is getekend in fig. 4.3.
- "hard limiter". Deze werd gerealiseerd met een comparator (LM 360).

Het ontvanggedeelte is opgebouwd uit een:

- correlator. Een zelfde "Gold" code als aan de ontvangkant moduleert d.m.v. een HP mixer een 20 MHz draaggolf. Dit signaal wordt in een HP mixer gecorreleerd met het binnenkomende signaal. De versterker tussen de twee mixers dient om de - in de fig. bovenste - mixer met het juiste niveau aan te sturen.
- versterker. Het signaal verkregen uit de correlator wordt allereerst 40 dB versterkt met een standaard laagdoorlaat versterker.
- laagdoorlaatfilter. Dit is een eenvoudige RC filter. De 3 dB frequentie is 40 kHz.
- Integratie + Dumpcircuit. Het schema hiervan is getekend in fig. 4.4. Indien er een "1" is uitgezonden dan zal zich op de condensator van de integrator schakeling een positieve lading ophopen. In het geval van een uitgezonden "0", wordt dit een negatieve lading. Deze spanning wordt steeds even voor het volgende databit bemonsterd. Daarna wordt de condensator weer in een zo kort mogelijke tijd "schoongemaakt".



$m = 0.6$
 half section
 3 Elements - Series I

$$\omega_0 = 2\pi \cdot 20 \cdot 10^6$$

$$\omega_1 = 2\pi \cdot 15 \cdot 10^6$$

$$\omega_2 = 2\pi \cdot 25 \cdot 10^6$$

fig 4.3 Frequentie karakteristiek van het bandfilter

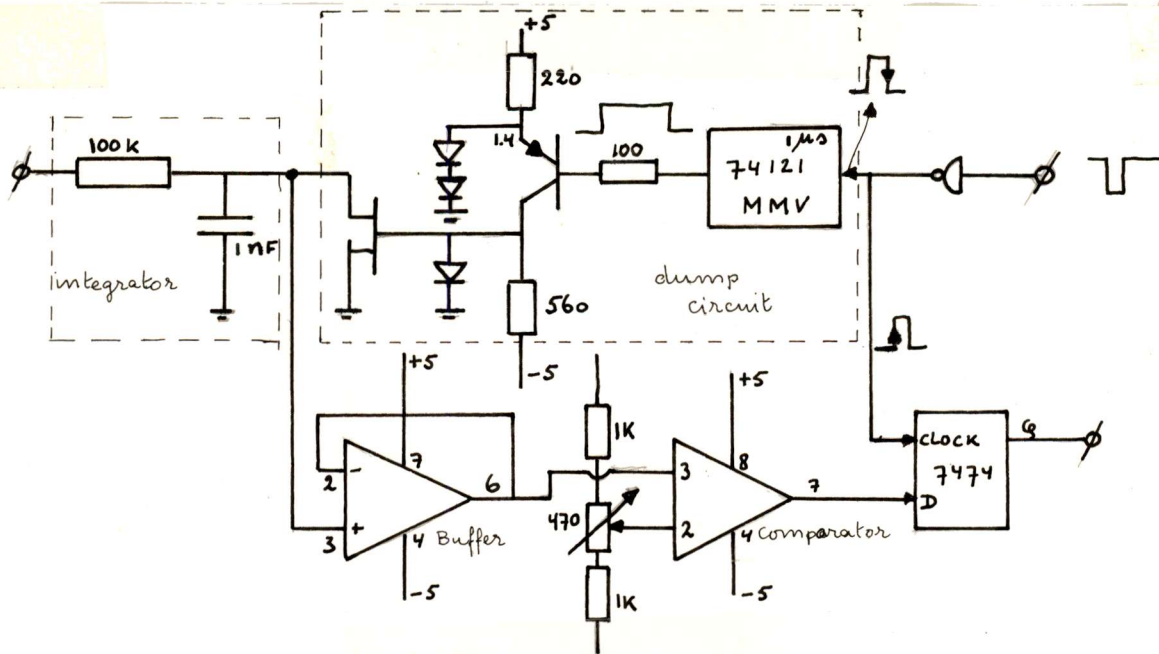


fig. 4.4. Integrate en dump circuit.

Bij de bouw van het ontvang gedeelte van de schakeling is verondersteld dat de synchronisatie tussen zender en ontvanger op een andere manier dan met een Delay lock loop (b.v. door het meezenden van externe synchronisatiesignalen) tot stand gebracht kan worden. Het synchronisatieprobleem is dus in eerste instantie verwaarloosd: de 20 MHz draaggolf, de gebruikte "Gold" code en de bemonsterpuls zijn rechtstreeks van de zendkant naar het ontvang gedeelte doorverbonden.

4.2. Metingen en Resultaten.

I Allereerst is zowel met als ook zonder de "hard limiter" de foutkans gemeten als functie van de signaal-ruisverhouding. Hierbij wordt onder "ruis" verstaan de storing afkomstig van alle andere (n-1) signalen op één (gewenst) "spread spectrum" signaal. Theoretisch wordt de signaal-ruisverhouding nà correlatie gegeven door:

$$\left(\frac{S}{r}\right)_{\text{na correlatie}} = PG \left(\frac{S}{r}\right)_{\text{vóór correlatie}} = PG \frac{P_z}{(n-1)P_z} = PG \frac{1}{n-1} \quad (1)$$

waarbij PG = Processing Gain, hier gelijk aan de codelengte (127)

en P_z = het vermogen in één "spread-spectrum" signaal.

De foutkans P_E bij de demodulatie van een 2ϕ - PSK signaal wordt gegeven door:

$$P_E = \frac{1}{2} \left(1 - \text{Erf} \sqrt{\frac{E}{N_0}}\right) \quad (2)$$

Aangezien geldt $E/N_0 = \left(\frac{S}{r}\right)_{\text{na correlatie}}$, kan met (1) en (2) de theoretische foutencurve berekend worden. Deze is getekend in fig. 4.5 (curve a).

De curve b is de gemeten foutkans als functie van de signaal-ruisverhouding zonder de "hard limiter". Het verschil met de theoretische curve (± 3.5 dB) kan verklaard worden doordat:

- de ruis in de band 15 - 25 MHz geen witte gaussische ruis is.
- het van het satellietgedeelte afkomstige signaal een tijd vertraagd is t.o.v. het referentiesignaal, waarmee het wordt gecorreleerd. Alleen al de looptijd van het banddoorlatend filter kan grofweg geschat worden op $\frac{2}{\omega_0} \approx 50$ nsec. Daar de duur van één "chip" van de code 200 nsec is, ω_0 betekent dit een afname van de signaal-ruisverhouding met ongeveer $10 \log 0.75 = 1.25$ dB alleen door toedoen van de looptijd van het filter. Ook andere onderdelen van de schakeling hebben een intrinsieke tijdvertraging. Hoewel het in principe mogelijk is deze tijdvertraging te meten en te corrigeren, is daarvan vanwege de beperkt beschikbare tijd toch afgezien.
- de tijd die nodig is om de lading op de condensator te dumpen is met

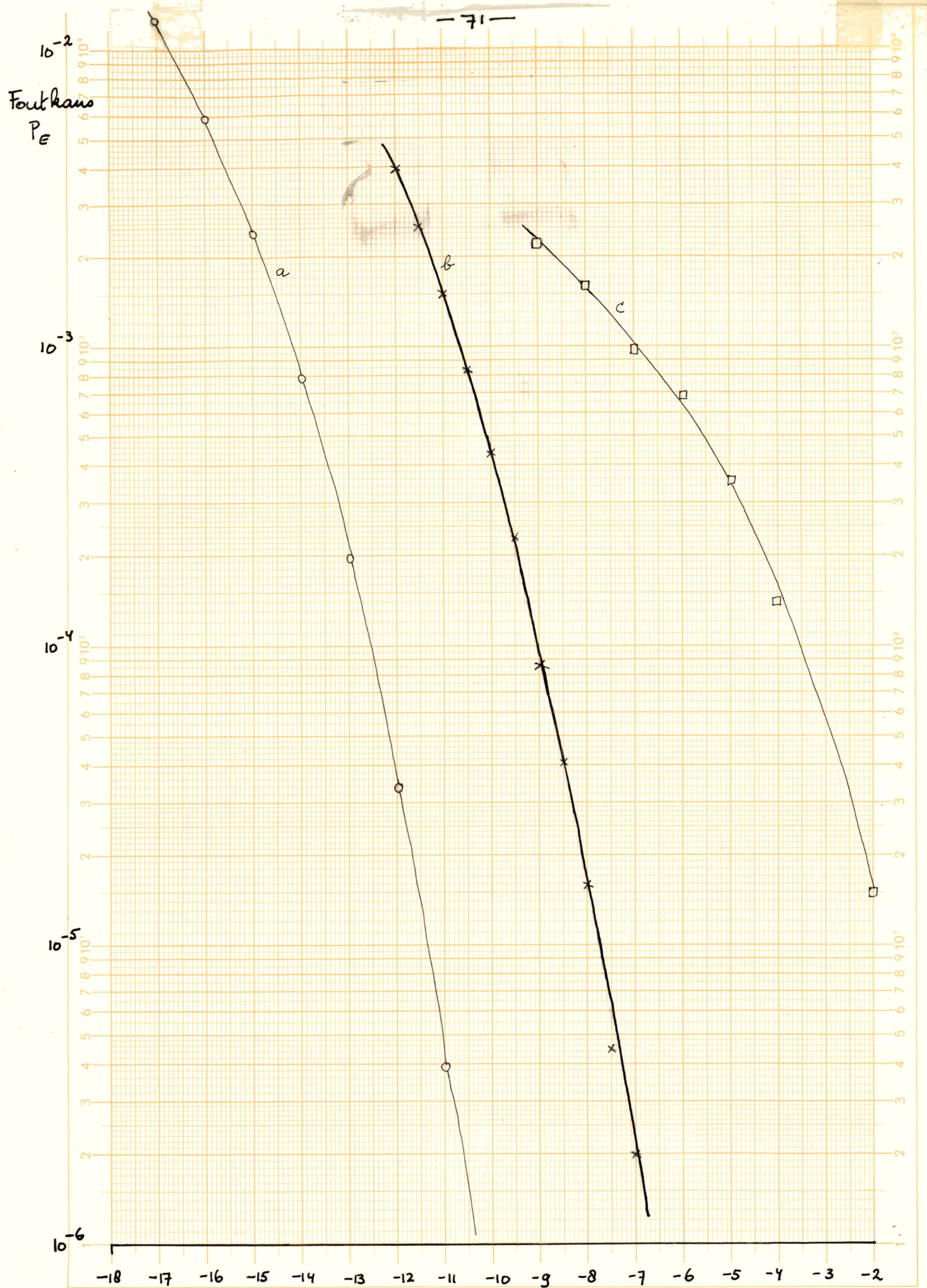


fig 4.5 Foutkanskurven; (a) theoretisch
(b) en (c) gemeten zonder resp. met "hard limiter"

Foutkans

P_E

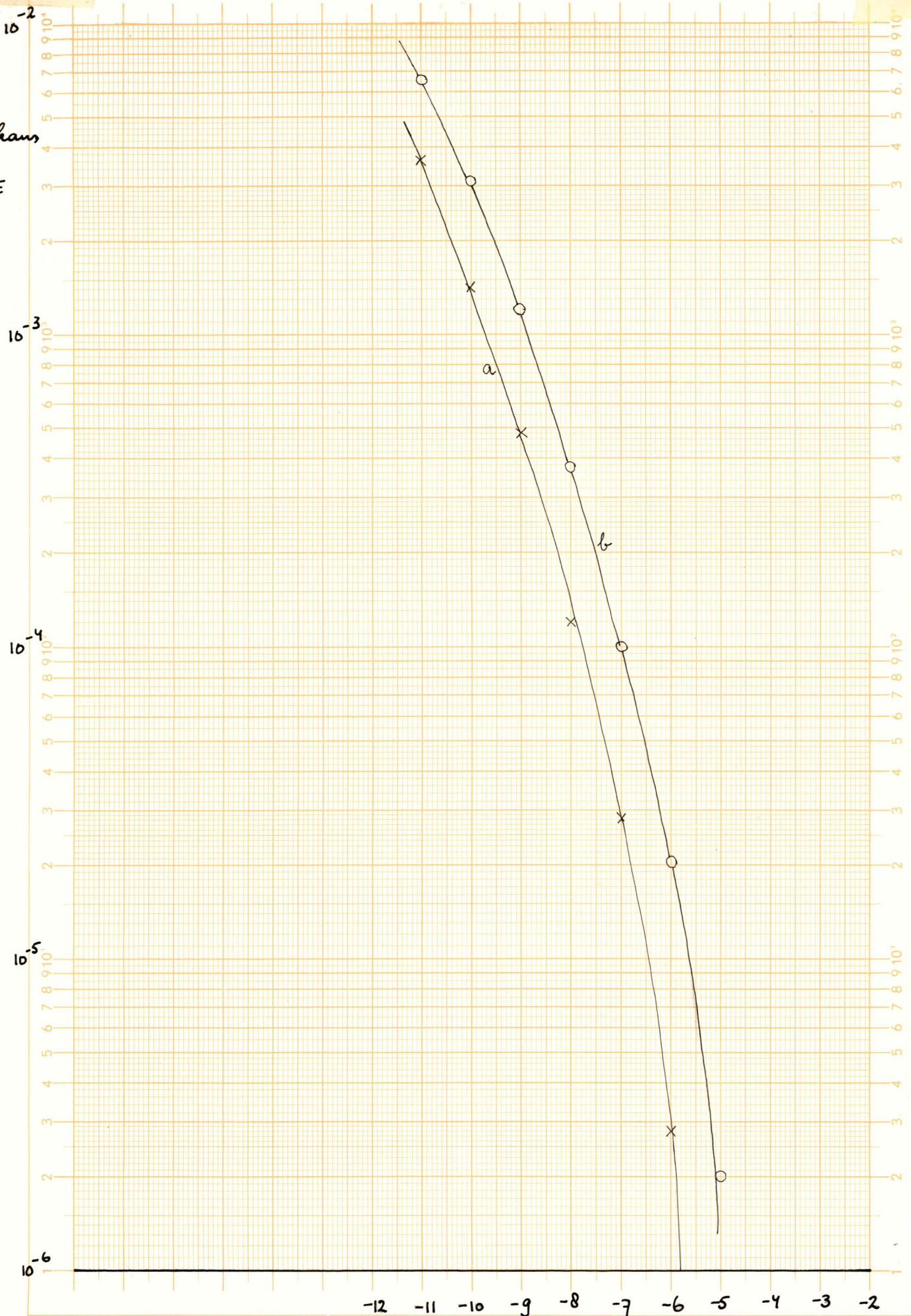


fig 4.6 "near-far" probleem (zie tekst)

(a) alle "zenders" gelijk vermogen

(b) twee "zenders" hebben een $1\frac{1}{2} \times$ zo groot vermogen

$\left(\frac{S}{N}\right)$ vóór correlatie (dB)

oneindig klein. In deze schakeling is deze tijd $1 \mu\text{s}$, overeenkomend met de tijdsduur van 5 "chips" van de code. Dit betekent een verlies van $10 \log \frac{122}{127} \approx 0.2 \text{ dB}$.

De curve C is de gemeten foutencurve in het geval dat de "hard limiter" in de schakeling is opgenomen. Theoretisch zou de "hard limiter" een verslechtering van $\frac{\pi}{4} \approx 1 \text{ dB}$ moeten veroorzaken (zie §3.3). Het grote verschil met curve b kan gedeeltelijk (?) verklaard worden doordat aan de ontvangkant geen banddoorlatend filter (15 - 25 MHz) is toegepast. De door de "hard limiter" ontstane intermodulatieprodukten buiten de band 15 - 25 MHz zullen dus als stoorsignalen bij het correlatieproces fungeren.

II Dit is een meting, die gedaan is om het "near-far" probleem te illustreren. Als onder I is weer de foutkans gemeten als functie van de signaal-ruisverhouding. Behalve ruis zijn nu ook de twee andere "spread-spectrum" zenders aan de sommatie toegevoegd. In het geval van curve a (fig. 4.6) hebben de twee andere "spread-spectrum" zenders hetzelfde vermogen als het gewenste "spread-spectrum" signaal. De foutenkromme b is gemeten voor het geval de twee andere "spread spectrum" zenders 1,5 maal zo groot vermogen hadden als het gewenste "spread spectrum" signaal.

III Tot slot is gemeten in hoeverre de toevoeging van de externe synchronisatiesignalen een nadelige invloed heeft op de detektie van een "spread-spectrum" signaal. Uitgegaan is van een punt op de foutenkromme b in fig. 4.5 corresponderend met een signaal-ruisverhouding van -8.0 dB en een foutkans van 1.6×10^{-5} . Het vermogen van de externe synchronisatie signalen is met een geijkte verzwakker opgevoerd tot op het punt dat dit vermogen gelijk is aan het vermogen van de som van één "spread-spectrum" signaal plus ruis. Er werd geen toename van het aantal fouten gekonstateerd.

Opmerking: Eerlijkheidshalve zijn de vermogens van de verschillende signaal in tegenstelling met de andere metingen gemeten vòòr het banddoorlatend filter. Dit filter heeft namelijk op 15 en 25 MHz reeds een damping van ongeveer 1,5 dB (zie fig. 4.3). Het filter kan bij deze meting derhalve ook het best aan de ingang van de ontvanger gedacht worden.

Eindconclusies.

Uit het eerste hoofdstuk blijkt dat een satellietsysteem met een standaard transponder en met kleine grondstations (3m antenne en $T_{op} = 250^{\circ}K$) een capaciteit heeft van 2.4 Mbit/s. Met deze capaciteit kan in ieder geval een redelijk aantal "electronische schoolbord" signalen worden overgezonden.

Voor het stapelen van de verschillende "electronische schoolbord" signalen ligt een TDM oplossing het meest voor de hand.

In dit verslag zijn echter de mogelijkheden van CDM nader verkend en uit deze studie blijkt dat een CDM oplossing perspectieven biedt, zeker wanneer voor het synchronisatieprobleem een oplossing kan worden gevonden in het meezenden van externe synchronisatiesignalen. Het hiervoor in §3.4 gedane voorstel - overigens niet de enig denkbare oplossing - verdient nadere studie.

Behandeld zijn een bepaalde klasse van codes, de zogenaamde "Gold" codes. De correlatie eigenschappen van deze codes worden beter naarmate ze langer zijn. Er zal echter een compromis gevonden moeten worden tussen codelengte, beschikbare bandbreedte en data transmissiesnelheid. Een redelijk lange code ter lengte van 511 "chips" en een volledige benutting van de beschikbare transponder bandbreedte (36 MHz) zou een datasnelheid van 70 kbit/s betekenen ($70 \cdot 10^3 \cdot 511 = 35,770 \text{ MHz}$). Aangezien door het CCITT 64 kbit/s voor spraak is gestandaardiseerd, blijft in dat geval voor het schrijfsignaal 6 kbit/s over. Dit is ruim voldoende. Overigens blijft er natuurlijk bij de verdeling van 70 kbit/s over spraak en grafische informatie altijd een zekere speling mogelijk.

Uit de behandeling van de "Gold" codes mag niet de conclusie worden getrokken dat de "Gold" codes voor de distributiekant zonder meer de meest geschikte codes zijn. Voor de distributiekant van het systeem is het mogelijk i.p.v. de hier behandelde "Gold" codes, orthogonale codes, b.v. "Hadamard-Walsh" codes te kiezen. De voor deze codes benodigde onderlinge synchroniteit van de signalen kan immers in het distributiestation gerealiseerd worden.

De spectra van de signalen gebaseerd op "Hadamard-Walsh" codes zijn echter onderling verschillend. Dit is bij "Gold" codes niet het geval. Een zorgvuldige afweging van de voor- en nadelen van "Gold" codes tegen

die van "Hadamard-Walsh" codes voor de distributiekant van het systeem dient derhalve een onderwerp van verdere studie te zijn.

Voor de terugmelding van de stations naar het centrale distributiestation lijkt een CDM oplossing de meest aangewezen weg. Met CDM wordt immers de signaalenergie gespreid over een grotere bandbreedte (minder storing voor andere satellietssystemen) en CDM biedt tevens de mogelijkheid van "random access". Aangezien er bij "random access" geen synchroniteit bestaat tussen de verschillende signalen, zijn in dit geval geen orthogonale codes mogelijk. De zogenaamde "Gold" codes zijn echter door hun relatief gunstige eigenschappen zeer goed bruikbaar.

Behalve de reeds eerder genoemde onderwerpen komen voor nader onderzoek nog in aanmerking:

- bestudering van alternatieve oplossingen voor het synchronisatieprobleem, gebaseerd op het meezenden van externe synchronisatiesignalen.
- een nauwkeurige analyse en berekening van signaal-ruisverhouding en foutkans bij een CDM systeem gebaseerd op de correlatie-eigenschappen van de gebruikte codes.