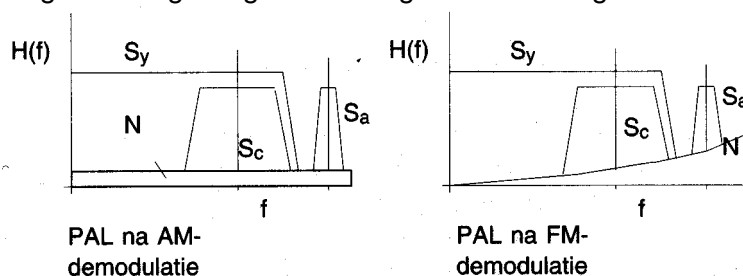


# ANALOGE FM - SATELLIETVERBINDING

## I. ALGEMEEN

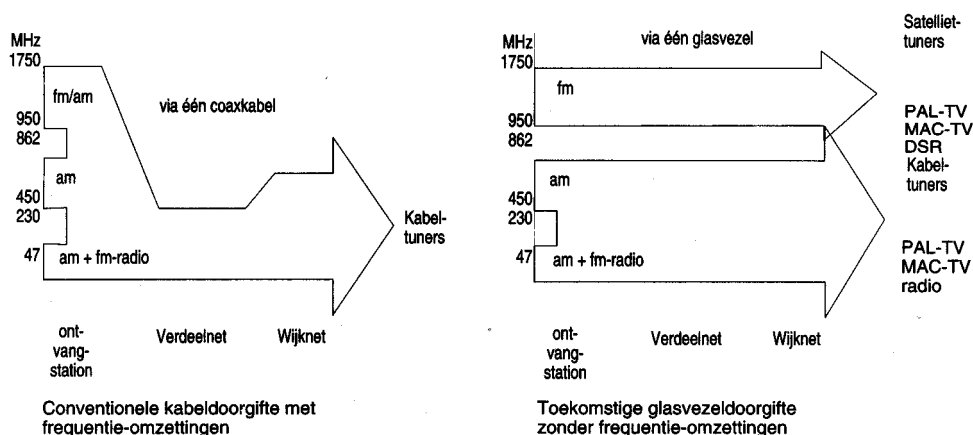
In de transmissieketen wordt met name in de satellietverbindingen met FM-modulatie gewerkt. Qua bandbreedte neemt FM- meer ruimte in dan AM-modulatie. Daar staat tegenover dat afhankelijk van de frequentiezwaai, de gevoeligheid voor ruis en andere storingen kleiner is dan bij AM. Dit laatste maakt FM-modulatie zeer geschikt voor de satellietverbinding omwille van de grote afstandsverliezen. Ten opzichte van AM wordt bij FM als het ware gebruik gemaakt van de mogelijkheid om signaal/ruisgedrag verbetering in te ruilen tegen bandbreedtevergroting.



Ruis vooral bij hogere frequenties na FM-demodulatie.

Bij een andere modulatiemethode behoren ook andere modulatoren en dé-modulatoren. In het algemeen worden dus andere ontvanger- en zendereenheden gebruikt dan bij aardse en kabelverbindingen die van AM-modulatie gebruik maken. Daar bij FM-modulatie gebruikt wordt gemaakt van de Bessel-functie is de afleiding voor de berekening van amplitude- en fasevorming veel ondoorzichtiger.

Vooraf voor de satellietverbinding met haar FM-modulatie is destijds gezocht naar een signaalnorm zonder subcarriers. Bij FM-modulatie zijn de ruisinvoeden bij hoge signaalfrequenties relatief groot, waardoor vooral de informatie rond de subcarriers, zoals de kleurinformatie en geluid bij PAL en SECAM, meer last van ruis hebben. Om deze reden werd de MAC-familie geïntroduceerd. MAC is gebaseerd op tijdmultiplexing (TDM) in plaats van frequentie-multiplexing (FDM). Bij tijdmultiplexing zit de meeste signaalinformatie in de lagere frequenties. Vooral voor het doorgeven van de kleurinformatie moet bij FM-modulatie een TDM-systeem voordelen bieden ten opzichte van FDM. Daar in de transmissieberekeningen meestal het luminantie- of Y-signaal als uitgangspunt voor de berekeningen wordt gebruikt komt dit voordeel in deze berekeningen echter zelden duidelijk naar voren.



FM-gemoduleerde TV-signalen via de kabel.

In een satellietverbinding zijn een aantal middenfrequenties in gebruik. Voor het opstralen van een signaal is dit één frequentie, meestal 70MHz. Voor de ontvangstzijde is dit een

frequentieband voor meerdere kanalen. Deze band loopt van 950 tot 2150MHz. Er wordt gebruik gemaakt van deze frequentieband in de verbinding tussen de schotelantenne met de bijbehorende low-noise-converter (LNC) en de satelliet-TV-ontvanger (indoor-unit). Deze frequentieband sluit redelijk aan op AM-banden tussen 47 en 862MHz. Om die reden vinden er dus in de experimenten met glasvezelverbindingen naast alleen FM soms ook de combinatie van AM- en FM-modulatie technieken voor TV-sigitaaltransmissie. Glasvezelverbindingen zijn over grote afstanden makkelijk te implementeren voor frequentiebanden tot meer dan 2GHz. Er kan hier dus gebruik gemaakt worden van de winst in het signaal/ruisgedrag om bij hetzelfde laser zendvermogen meer ontvangerlocaties aan te sturen. Dit soort glasvezelverbindingen kunnen in combinatie met standaardontvangers (AM, aards/kabel of FM, satelliet) worden gebruikt.

## II BANDBREEDTE EN ZWAAI

Bij amplitudemodulatie is er een duidelijk verband tussen de basisbandbreedte van het oorspronkelijke signaal en de bandbreedte van het signaal na modulatie. Bij frequentiemodulatie is dit verband veel moeilijker aan te geven.

In het geval van frequentiemodulatie wordt een hoogfrequent draaggolf in frequentie gevarieerd als functie van de momentele spanningswaarde van het basisbandsignaal. Op deze manier wordt een gemiddelde frequentie verkregen met aan weerszijden twee begrensde frequentiebanden. De ogenblikkelijke waarden van de frequentie die een één-op-één relatie heeft met de ogenblikkelijke spanningswaarde van het basisbandsignaal zwaait dus tussen twee grenzen heen en weer. Wordt de amplitude vergroot van het basisbandsignaal, dan zal in een lineaire FM-modulator de top-top-waarde van de zwaai evenredig vergroot worden.

Er kan van te voren een afspraak gemaakt worden hoe groot de frequentiezwaai is bij  $1V_{tt}$ . Deze grootte wordt aangegeven als frequentiezwaai of top-top-deviatie. Met het door elkaar gebruiken van de begrippen deviatie, top-deviatie en top-top-deviatie en door het uitgaan van een effectieve spanningswaarde in plaats van een top-top-spanningswaarde ontstaan nogal eens fouten. De volgende formule geeft de omrekening van effectieve waarde naar top en top-top-waarde aan bij sinusvormige spanningen:

$$1V_{tt} = 0,5V_t = \frac{1}{2\sqrt{2}}V_{eff} \approx 0,35V_{eff}$$

Voor niet sinusvormige spanningen ligt de relatie tussen effectieve en topwaarde niet vast. Video-basisbandsignaalspanningen worden gewoonlijk in top-top-waarde aangegeven. De frequentiezwaai van het hoogfrequent signaal kan worden uitgerekend met de formule:

$$\Delta f_{tt} = D_{tt} \cdot V_{tt} \text{ [MHz]}$$

Hierin zijn:

$\Delta f_{tt}$  de frequentiezwaai in MHz

$D_{tt}$  de top-top-deviatie factor in MHz/V

$V_{tt}$  de top-top-spanningswaarde van het videosignaal in V.

Het is verleidelijk om  $\Delta f_{tt}$  de bandbreedte van het frequentiegemoduleerde signaal te noemen. Door het variëren van de spanning en de daarvan afgeleide frequentievariatie ontstaan harmonischen buiten de band  $\Delta f_{tt}$  die in principe ook van belang zijn voor de correcte overdracht via modulatie en demodulatie. Deze harmonischen in frequentie en amplitude zijn vastgelegd in

een Bessel-functie. Het onderdrukken van deze harmonischen heeft vervorming van het basisbandsignaal na demodulatie tot gevolg. Deze vervorming is erger naarmate er meer snelle componenten (= componenten met hoge frequenties) in het basisbandsignaal voorkomen.

Voor de conventionele videosignalen zoals PAL, SECAM en NTSC hebben door toegevoegde audiosignalen op subcarriers veel hoogfrequent componenten. De signalen in de MAC-familie hebben dit niet. Om toch op eenvoudige wijze de hoogfrequent bandbreedte van een videosignaal bij een bepaalde deviatie te kunnen berekenen is een benaderingsformule gevonden die bekend staat als de bandbreedte-formule van Carlson:

$$B_{hf} = \alpha (\Delta f_{tt} + 2 f_{vbb}) [\text{MHz}]$$

Hierin zijn:

$B_{hf}$  de hoogfrequent bandbreedte in MHz

$\alpha$  een constante gewoonlijk gelijk aan 1

$\Delta f_{tt}$  de frequentiezwaai in MHz

$f_{vbb}$  de bandbreedte van het videosignaal.

Indien een PAL-, SECAM- of NTSC-sigitaal zonder verdere toevoegingen als basis wordt genomen is  $\alpha = 1$ . Als er extra audiosignalen worden toegevoegd, zoals bij satellietradio via de satelliet-TV-kanalen (bijvoorbeeld door middel van het Wegenersysteem, Panda) wordt de waarde  $\alpha$  iets hoger gekozen namelijk  $\alpha = 1,1$ .

Als echter het frequentiespectrum van de MAC-signalen worden bekeken dan wordt de meeste informatie gevonden onder in de basisband.

Het ligt dan ook voor de hand om de waarde voor  $\alpha$  veel kleiner te kiezen. Alhoewel er nog weinig publicaties met betrekking tot deze waardebepaling bekend zijn, mag (naar uit diverse metingen van Eureka en het Nederlands Platform HDTV is gebleken) worden uitgegaan van waarden van  $\alpha = 0,7$  tot  $0,8$  voor D2-MAC en D2-HDMAC. De ervaring met de vervorming van de videosignalen over satellietverbindingen zouden op den duur exactere waarden voor  $\alpha$  moeten opleveren.

### **Berekeningsvoorbeeld**

*Als over een satelliet met een transponderbandbreedte van 27MHz een 1 V<sub>tt</sub> D2-MAC-sigitaal met een basisbandbreedte van 8,4MHz wordt doorgegeven met een top-top-deviatie van 16MHz/V dan geeft de uit de voorgaande formules samengestelde formule*

$$B_{hf} = \alpha (D_{tt} \cdot V_{tt} + 2f_{vbb}) = 0,8 (16 \times 1 + 2 \times 8,4) = 26,24 \text{ MHz}$$

*aan dat er geen problemen met betrekking tot vervorming te verwachten zijn ( $\alpha$  kan hoger dan 0,8 gekozen worden). Indien onder dezelfde condities D2-HDMAC wil doorgeven (basisbandbreedte 11,14 MHz) dan moet  $\alpha$  lager gekozen worden*

$$B_{hf} = \alpha (D_{tt} \cdot V_{tt} + 2f_{vbb}) = 0,7 (16 \times 1 + 2 \times 11,14) = 26,8 \text{ MHz}$$

*Bij de keuze van  $\alpha = 0,7$  wordt echter nog steeds onder de limiet van 27MHz gebleven.*

*Ter vergelijking: PAL I met 6 Panda kanalen ( voor  $\alpha$  moet dan minimaal 1,1 genomen worden) waarbij de bandbreedte van het videosignaal (zonder de Panda-kanalen) 5,5MHz is*

$$B_{hf} = \alpha (D_{tt} \cdot V_{tt} + 2f_{vbb}) = 1,1 (16 \times 1 + 2 \times 8,4) = 36 \text{ MHz}$$

*Bij een frequentiezwaai van 16MHz/V en een toevoeging van extra audiokanalen kan er in dit geval dus vervorming van het videosignaal worden verwacht.*

## **1. De verbeteringsfactor**

Bij amplitudemodulatie bestaat er een relatie tussen SNR (signaal-to-noise ratio, basisband signaal-ruis-afstand) en CNR (carrier-to-noise, hoogfrequent draaggolf-ruis-afstand). Ook bij frequentiemodulatie kan er onder soortgelijke condities een onderscheid gemaakt worden tussen SNR en CNR. Als FM vergeleken wordt met AM dan is er een bepaalde factor af te leiden tussen deze twee SNR/CNR-verhoudingen. Deze factor wordt FM-verbeteringsfactor genoemd. Als er correct te werk wordt gegaan moet eerst de verhouding tussen SNR en CNR bij AM worden uitgerekend. Vervolgens moet dezelfde verhouding bij FM uitgerekend worden om daarna de verbeteringsfactor te kunnen afleiden. In de praktijk treden echter enkele problemen op die het resultaat vertroebelen. Met name bij de conventionele signaalnormen zijn er verschillen te bemerken. Zo werden in het verleden verschillende weegkrommes gebruikt waardoor er verschillen optraden bij de omrekening van gewogen SNR (gewogen betekent gecorrigeerd op de gevoeligheid van het oog) naar CNR. Bij AM moet voor de conventionele signaalnormen een factor (6dB) voor de Nyquist-flank aan de ontvangerzijde in rekening worden gebracht. Tevens wordt in plaats van dubbel zijband-AM een bijna enkel zijband modulatie (AM-VSB = vestigial-sideband AM) voor videosignalen gebruikt.

Daar bij D2-MAC de Nyquist-flank aan de zendkant is gekozen, treden er bovendien verschillen op tussen de FM-verbeteringsfactoren die helemaal niet door FM veroorzaakt worden. Ook hier brengt een benaderingsformule uitkomst. De verbeteringsfactor FI (van 'FM-Improvement') is:

$$FI = 10 \log \left[ 3 \times \left( \frac{D_{tt} \cdot V_{tt}}{f_{vbb}} \right)^2 \times \left( \frac{B_{hf}}{f_{vbb}} \right) \right] [dB]$$

Hierin zijn de gebruikte grootheden gelijk aan die welke gebruikt zijn in de formules in voorgaande paragraaf. Vaak wordt een formule gebruikt waarbij 3/2 in plaats van 3 als factor

Signaal-norm	Video-basisband			Hoogfrequent bandbreedte		Verbetering sfactor FI [dB]
	top-top-spanning V <sub>vbb</sub> [V]	bandbreedte f <sub>vbb</sub> [MHz]	top-top deviatie D <sub>u</sub> [MHz/V]	Carlson B <sub>hf</sub> [MHz]	Transponder B <sub>tr</sub> [MHz] *)	
PAL I α = 1,1	0,707	5,5	13,5	26,95	27	16,47
	0,707	5,5	16	29,70	27 (te krap)	17,94
	0,707	5,5	16	29,70	30	18,40
	0,707	5,5	22	36,30	36 (te krap)	21,96
D2-MAC α = 0,8	1,0	8,4	13,5	24,24	27	13,96
	1,0	8,4	16	26,24	27	15,44
	1,0	8,4	16	26,24	30	15,90
	1,0	8,4	22	31,04	36	19,45
D2-HDMAC α = 0,8	1,0	10,1	13,5	26,96	27	11,56
	1,0	10,1	16	28,96	27 (te krap)	13,04
	1,0	10,1	16	28,96	30	13,50
	1,0	10,1	22	33,76	36	17,05

onder het log-teken wordt gebruikt. Dit is echter niet correct en verwarrend omdat er in dat geval ook V<sub>tt</sub> wordt weggelaten. V<sub>tt</sub> = 0,7 bij PAL hetgeen gekwadraterd het verschil van een factor twee verklaart.

\*) In de transponderbandbreedte kolom geeft (te krap) aan dat α moet verlaag worden.

Overzicht van HF-bandbreedtes en verbeteringsfactoren.

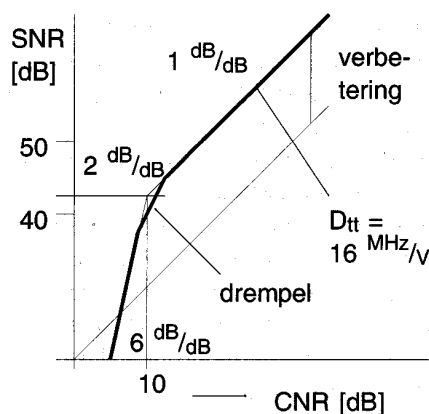
De voorgaande formule kan altijd gebruikt worden, ook als  $V_{tt}$  een andere waarde heeft dan 0,7V. Daar de videobandbreedte van D2-MAC groter is dan die van PAL I (8,4MHz versus 5,5MHz, bij D2-HDMAC zelfs circa 10MHz versus 5,5MHz) wordt bij de MAC-familie een structureel lagere waarden verkregen voor de verbeteringsfactor.

Met behulp van de verbeteringsfactor alleen kan nog geen omrekening worden gemaakt van de gewogen SNR zoals door menselijke waarneming wordt bepaald en de CNR zoals gebruikt wordt als overdrachtsparameter.

## 2. Ruisdrempel

De verbeteringsfactor geldt niet altijd. Er moet boven een bepaalde minimale CNR-waarde worden gebleven om effectief gebruik te kunnen maken van deze factor. Boven dit punt neemt de SNR veel sneller af dan de CNR (tot 6 dB/dB). Het punt wordt vaak gedefinieerd als de CNR-waarde waarbij de SNR twee maal zo snel varieert als de CNR zelf (2dB/dB).

Het punt zelf ligt voor videotransmissie gewoonlijk rond de CNR = 10dB en is vrijwel alleen afhankelijk van de gekozen top-top-deviatie.



De verbeteringsfactor en de drempel.

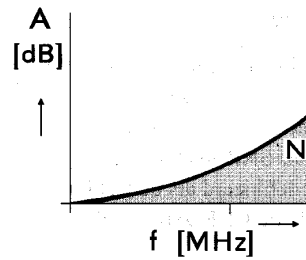
Het drempelpunt kan met behulp van de volgende empirische formule worden berekend:

$$CNR_{drempel} = 0,75 \sqrt{D_{tt}} + 6,5 [dB]$$

De ongewogen SNR kan worden berekend door bij CNR de verbeteringsfactor FI en de preëmphasis op te tellen. Bij gewogen SNR dient bovendien de weegfactor bijgeteld te worden.

## 3. Lineaire pre/deëmphase

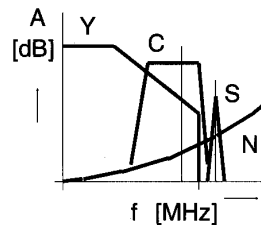
In tegenstelling tot AM-transmissie met een vlak ruisspectrum, neemt bij FM-transmissie de ruis spanning lineair toe met de frequentie. Na demodulatie wordt daardoor in het basisband frequentiespectrum een driehoekig ruisbeeld op een spectrum analyzer (spanningsmeting) gezien. Er wordt daarom vaak gesproken van driehoeksruis. Het is echter beter met het ruisvermogen te werken. Als de spanning lineair toeneemt, heeft het ruisvermogenspectrum een parabolische vorm.



Parabolisch ruisvermogenspectrum.

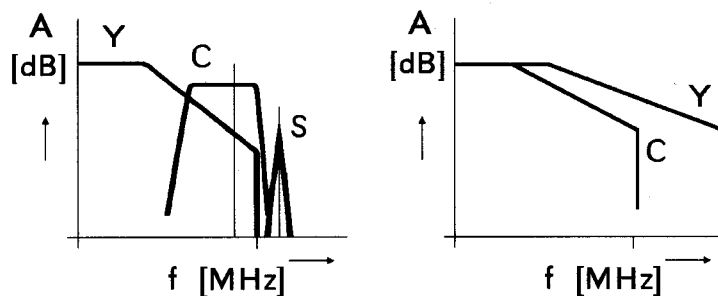
Het ruisvermogen neemt in dat geval immers kwadratisch toe met de frequentie  $\Delta f$  ( $\Delta f$  is de frequentieafstand tot de draaggolffrequentie). Dit houdt in dat vooral de hogere signaalfrequentie-componenten bij FM-transmissie relatief ongunstige signaal/ruisafstanden opleveren. Bij AM-transmissie met een vlak ruisspectrum bestaat dit probleem niet. Vooral bij subcarrier-signalen zoals PAL, SECAM en NTSC wordt er hinder ondervonden van deze parabolische ruis. De kleur- en geluidsinformatie is door modulatie op hulpdraaggolven boven in de basisband ondergebracht.

De tijd-gemultiplexte signalen zoals D2-MAC hebben dit probleem niet.



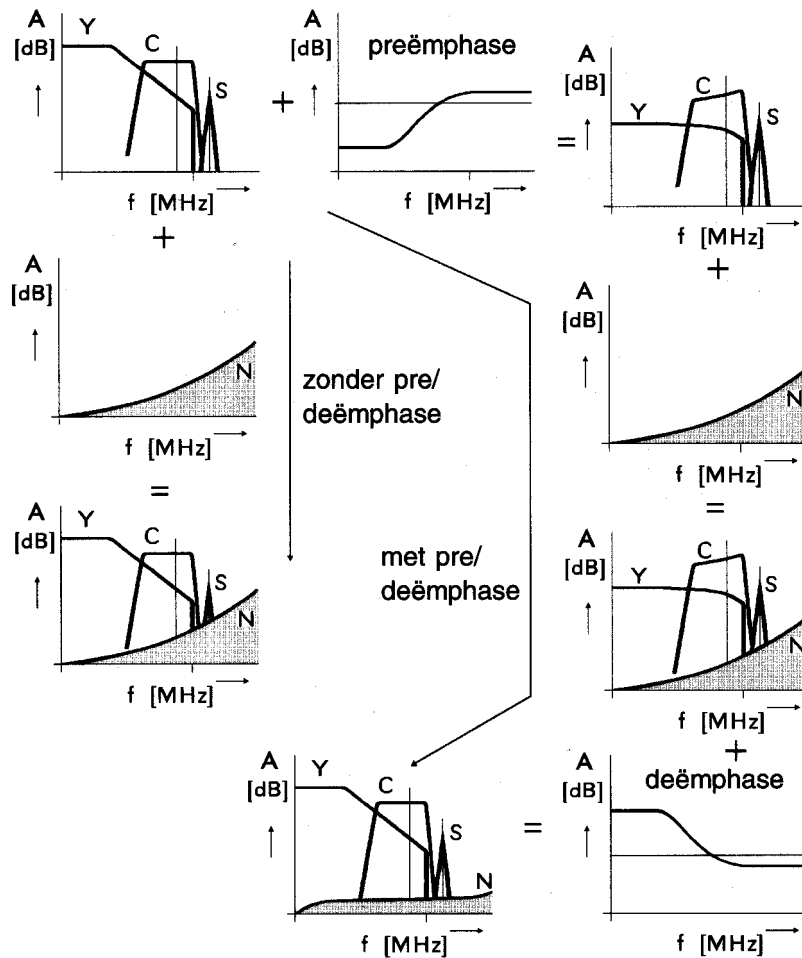
Ruisinvloed vooral bij hogere frequenties.

Door middel van een correctiefilter vóór de transmissieweg te schakelen worden de hogere frequentiecomponenten relatief meer versterkt dan de lagere frequentiecomponenten op een zodanige manier dat het totale signaalvermogen gelijk blijft.



Frequentiespectra van de basisbandsignalen PAL en MAC.

Na het transmissiepad te hebben doorlopen wordt tegengestelde filtering toegepast om de signaalcorrectie ongedaan te maken. Hierbij worden de hogere frequentiecomponenten (dus ook van de ruis) meer onderdrukt. Deze filtering wordt respectievelijk preëmfase en deëmfase genoemd.



De invloed van pre/deëmphase op CNR.

*Links van boven naar beneden: de ruisoptelling zonder pre/deëmphase.*

*Rechts van boven naar beneden: de ruisoptelling met toepassing van pre/deëmphase.*

*Onder links: Verbetering van de signaal/ruisafstand voor de hele frequentieband.*

Bij de subcarrier-signaalnormen wordt relatief veel energie in de hogere frequenties gestoken. Met deze filters kan een verbetering bereikt worden van 2 tot 3 dB.

Bij D2-MAC wordt met een veel vlakker filter gewerkt hetgeen de overdrachtskwaliteit ten goede komt. Uit zo'n filtercombinatie wordt een verbetering van ten hoogste 1dB gehaald.