



Inhoudsopgave

12	Radio: modulatie en zenders.....	12-4
12.1	Wat leer je in dit hoofdstuk	12-4
12.2	Analoge modulatie	12-4
12.2.1	Wat is modulatie en waartoe dient het?.....	12-4
12.2.2	Modulatiemethoden	12-5
12.2.3	Amplitudemodulatie (AM).....	12-5
12.2.4	Het frequentiespectrum van AM	12-9
12.2.5	De bandbreedte van een AM-signaal	12-9
12.2.6	Het vermogen van een AM-signaal; Peak Envelope Power (PEP)	12-10
12.2.7	Informatie en vermogen in een AM-signaal	12-12
12.2.8	Dubbelzijbandmodulatie (DZB)	12-12
12.2.9	Enkelzijbandmodulatie (EZB)	12-16
12.2.10	Morse-telegrafie (CW)	12-17
12.2.11	Frequentiemodulatie (FM)	12-18
12.2.12	Fasemodulatie (PM).....	12-24
12.3	Digitale modulatie.....	12-25
12.3.1	Inleiding	12-25
12.3.2	Transmissiesnelheid: meten met de twee maten bps en Bd	12-25
12.3.3	Amplitude Shift Keying (ASK).....	12-27
12.3.4	Frequency Shift Keying (FSK).....	12-28
12.3.5	Phase Shift Keying (PSK)	12-29
12.3.6	Quadrature Amplitude Modulation (QAM).....	12-31
12.3.7	Enkele andere vormen van digitale modulatie in het amateurverkeer..	12-32
12.3.8	Pariteit: nog een manier van foutcontrole	12-36
12.4	Zenders en modulatoren	12-37
12.4.1	Inleiding	12-37
12.4.2	Een zender zonder modulator	12-37
12.4.3	Mengschakelingen en het maken van AM, DZB en EZB.....	12-38
12.4.4	Schakelingen voor CW	12-49



12.4.5	Schakelingen voor FM.....	12-51
12.4.6	Schakelingen voor PM	12-52
12.5	De decibel en zenders	12-52
12.5.1	Basisstof.....	12-52
12.5.2	Rekenen met dB	12-53
12.5.3	Toepassing van dB bij spanningen en stromen in plaats van vermogens. ..	12-55
12.6	Opgaven	12-57
12.6.1	Opgave 12-1	12-57
12.6.2	Opgave 12-2	12-58
12.6.3	Opgave 12-3	12-59
12.6.4	Opgave 12-4	12-60
12.6.5	Opgave 12-5	12-61
12.6.6	Opgave 12-6	12-62
12.6.7	Opgave 12-7	12-63
12.6.8	Opgave 12-8	12-64
12.6.9	Opgave 12-9	12-65
12.6.10	Opgave 12-10.....	12-66
12.6.11	Opgave 12-11.....	12-67
12.6.12	Opgave 12-12.....	12-68
12.6.13	Opgave 12-13.....	12-69
12.6.14	Opgave 12-14.....	12-70
12.7	Uitwerkingen van de opgaven	12-71
12.7.1	Uitwerking van Opgave 12-1	12-71
12.7.2	Uitwerking van Opgave 12-2	12-72
12.7.3	Uitwerking van Opgave 12-3	12-73
12.7.4	Uitwerking van Opgave 12-4	12-74
12.7.5	Uitwerking van Opgave 12-5	12-75
12.7.6	Uitwerking van Opgave 12-6	12-76
12.7.7	Uitwerking van Opgave 12-7	12-77
12.7.8	Uitwerking van Opgave 12-8	12-78
12.7.9	Uitwerking van Opgave 12-9	12-79



12.7.10	Uitwerking van Opgave 12-10	12-80
12.7.11	Uitwerking van Opgave 12-11	12-81
12.7.12	Uitwerking van Opgave 12-12	12-82
12.7.13	Uitwerking van Opgave 12-13	12-83
12.7.14	Uitwerking van Opgave 12-14	12-84



12 Radio: modulatie en zenders

12.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

Modulatie maakt dat een laagfrequent signaal (LF), zoals spraak of tekst, met een hoogfrequent signaal (HF) van zender naar ontvanger kan “meeliften”. Zonder modulatie geen radio.

Het over te brengen LF-signaal wordt zó in het HF-signaal verpakt, dat LF en HF samen één HF-signaal worden. Dat kan op een aantal manieren en zowel analoog als digitaal. We beginnen met analoge modulatievormen, daarna komen de digitale.

De behandelde analoge modulatievormen zijn amplitudemodulatie (AM) en de daarvan afgeleide vormen dubbelzijband (DZB) en enkelzijband (EZB); CW (morsetelegrafie met onderbroken draaggolf), frequentiemodulatie (FM) en fasemodulatie (PM). Bij CW gaat het om tekst. Bij de andere modulatievormen gaat het om geluid, vooral spraak. Ook digitale modulatievormen kunnen met analoge modulatie worden overgebracht.

De digitale modulatievormen vormen zo langzamerhand een omvangrijk gezelschap. Er komen er nog steeds bij. We beperken ons tot de vormen die bij het examen worden gevraagd. Je maakt kennis met de basisbegrippen baud en bps (bits per seconde), de “oude” Baudotcode (CCITT-1), de wat minder bejaarde variant CCITT-2 en de daarmee samenhangende telex en de onder amateurs nog steeds gebruikte mode RTTY (Radio TeleType). Daarna volgen ASK (Amplitude Shift Keying), FSK (Frequency Shift Keying), BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) en QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Als we dat achter de rug hebben, volgen de zenders en modulatieschakelingen voor de diverse analoge modulatievormen. Zoals gezegd, kunnen die ook worden gebruikt voor het uitzenden van de digitale modulatiesoorten die we hebben behandeld.

Tegen het eind van het hoofdstuk gaan we nader in op de decibel (dB)

Dit hoofdstuk omvat niet de ontvangers, zoals in vorige versies van deze cursus wel het geval was. Doordat de digitale modulaties en digitale ontvangstechnieken erbij zijn gekomen, werd het hoofdstuk te lang. Daarom is het in tweeën gedeeld. Ontvangers en digitale toepassingen daarin komen in het nieuwe hoofdstuk 13 aan de orde.

12.2 Analoge modulatie

12.2.1 Wat is modulatie en waartoe dient het?

We hebben kennis gemaakt met wisselspanningen en -stromen en met frequenties. Om een signaal van een zender naar een ontvanger te krijgen, hebben we een hoge frequentie nodig; in elk geval één die heel wat hoger is dan de frequenties die ons oor aankan. Ons oor verwerkt audiofrequenties, afgeleid van het Latijnse *audio*, “ik hoor”. Voor verstaanbare spraak ligt het frequentiegebied ongeveer tussen 300 Hz en 3 kHz. De

bandbreedte daarvan is $3 \text{ kHz} - 300 \text{ Hz} = 2,7 \text{ kHz}$. Ook wordt wel uitgegaan van een bandbreedte van $2,4 \text{ kHz}$; het frequentiegebied tussen 300 Hz en $2,7 \text{ kHz}$.

Die audiofrequenties van 300 tot 3000 Hz moeten tussen de zender en de ontvanger die soms in een ander werelddeel staat, meeliften op een signaal van (veel) hogere frequentie. De vraag is, hoe je dat voor elkaar krijgt. Het hoogfrequente deel mag niet voor elk station dezelfde frequentie zijn. Dat zou lijken op de (on)verstaanbaarheid van een zaal vol mensen die allemaal door elkaar heen praten. Ongelijke radiofrequenties hebben ook ongelijke eigenschappen als het erom gaat, waar ter wereld je ze wel en niet kunt ontvangen. Daarover volgt meer in hoofdstuk 14.

De ene frequentie “verpakken” in de andere heet *moduleren*. Bij moduleren gaat het om een *informatiesignaal* en een *draaggolf*. Het informatiesignaal kan bijvoorbeeld spraak zijn, de draaggolf is de hogere frequentie waarmee het informatiesignaal meelift.

Als de draaggolffrequenties verschillen, hoeven we ze aan de ontvangkant “alleen maar” van elkaar te scheiden om niet te vervallen in de onverstaanbaarheid van de volle zaal met door elkaar pratende mensen. Dat is het principe: je stemt af op één signaal en je hoort alleen dat ene informatiesignaal dat je wilt horen en de rest niet. Zoals vaker het geval is met mooie principes, is de werkelijkheid iets weerbarstiger dan de theorie. Daarover zal het ook gaan. Maar eerst de vraag, hoe je een informatiesignaal in een draaggolf verpakt. Daarvoor bestaan verschillende methoden. We behandelen er hier vier. Twee ervan zijn onderling sterk verwant.

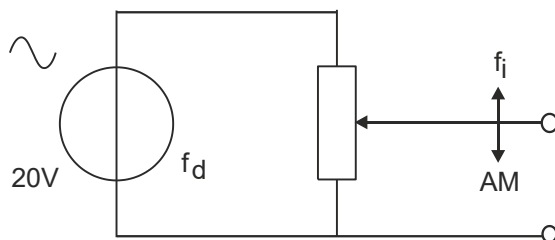
12.2.2 Modulatiemethoden

Het gaat om:

- Amplitudemodulatie (AM) en daarvan afgeleide modulatiesoorten
- Morse- telegrafie
- Frequentiemodulatie
- Fasemodulatie

12.2.3 Amplitudemodulatie (AM)

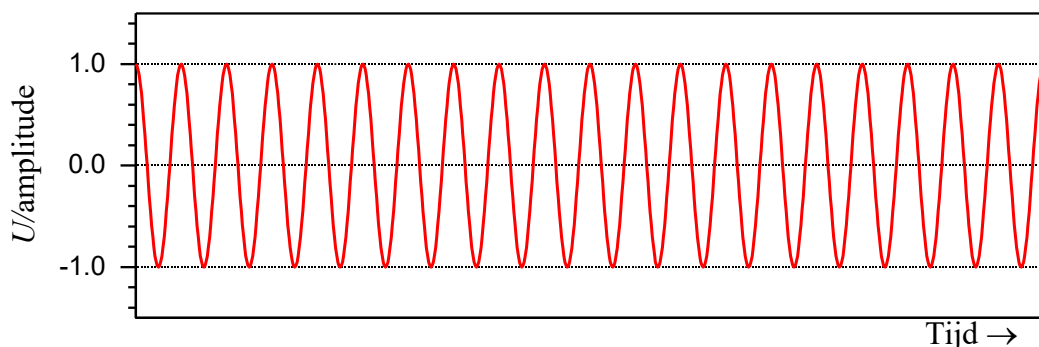
Bij AM varieert de amplitude van de draaggolf met die van het audiosignaal. Dat is voor te stellen met een potmeter waarmee een signaal in amplitude kan worden gevarieerd (Figuur 12.2-1).



Figuur 12.2-1. Het principe van amplitudemodulatie (ontleend aan de VRZA-cursus 1999)

De looper van de potmeter loopt in het ritme f_i op en neer. Daardoor loopt de amplitude van het signaal op de uitgang van de schakeling mee met f_i . Dat lukt natuurlijk alleen bij een heel lage frequentie van f_i . Daarom is de schakeling van Figuur 12.2-1 in de praktijk onbruikbaar. Ze is alleen bedoeld om snel een idee te geven van wat AM is.

Een ongemoduleerde draaggolf is een sinusvormig RF (radiofrequent) signaal (Figuur 12.2-2).



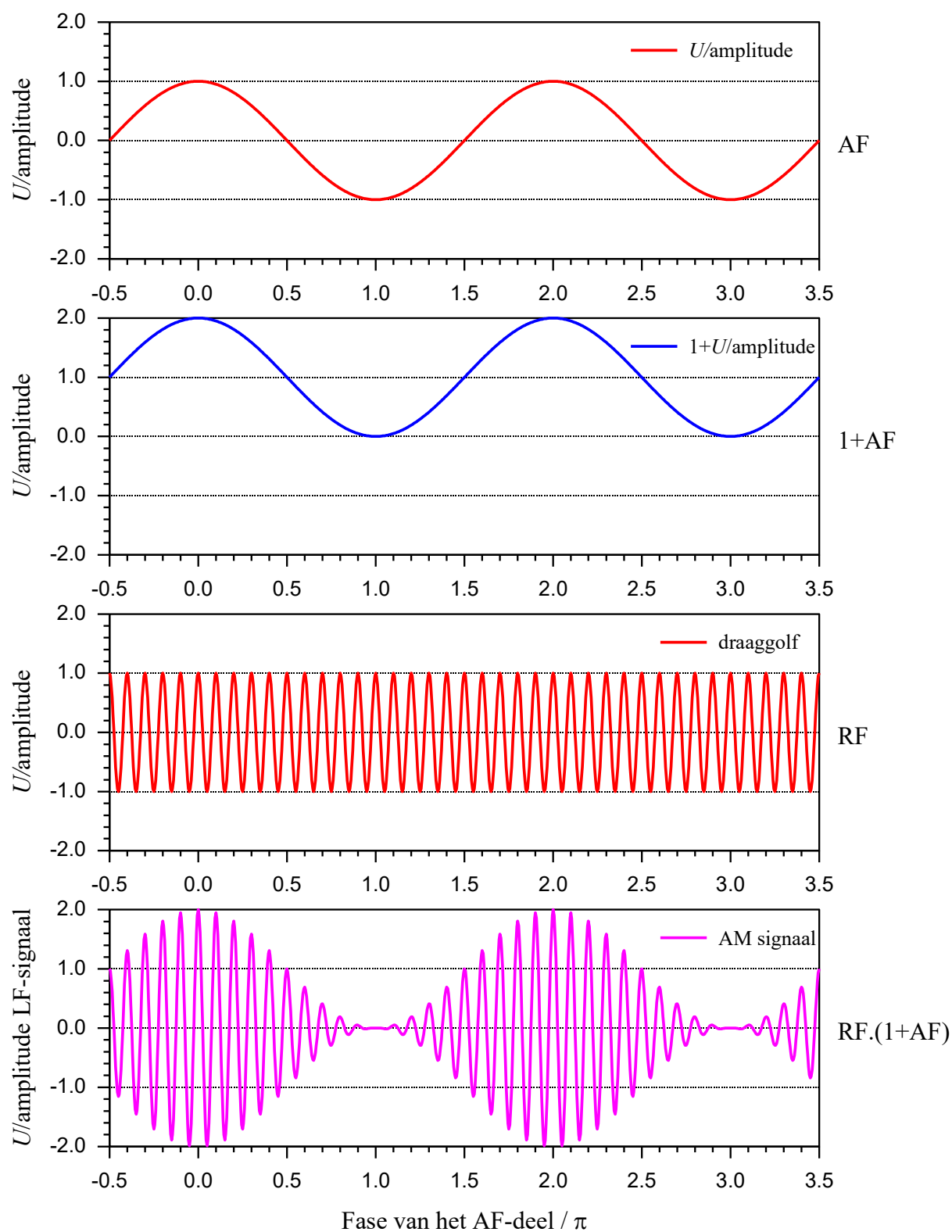
Figuur 12.2-2. Ongemoduleerde draaggolf.

De vraag is nu, hoe je de amplitude van de draaggolf kunt laten variëren met de momentele waarde van het audiosignaal (AF, audiofrequent signaal). Als die laatste op zijn laagst is, moet de amplitude van de draaggolf ook op zijn laagst zijn. Is de momentele waarde van het audiosignaal maximaal, dan moet de amplitude van de draaggolf dat ook zijn.

AF en RF bij elkaar optellen heeft geen zin. Dan hebben we twee afzonderlijke frequenties waarvan er één, het audiosignaal, in een zender onmiddellijk sneuvelt, omdat daarin filters zitten die alleen het hoogfrequente signaal doorlaten. Dat geldt ook voor de antenne. Op deze manier blijft van het AF niets over.

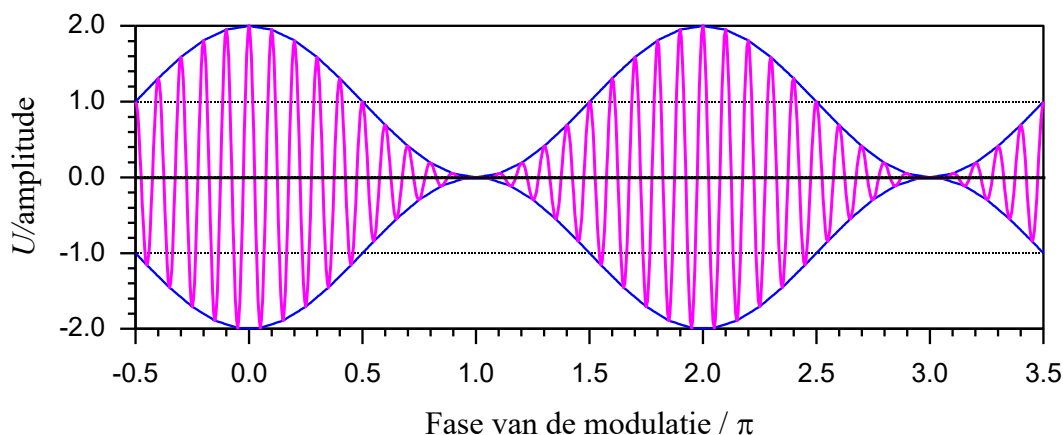
Vermenigvuldigen heeft wel zin. Dat gaat niet zonder meer, want een audiosignaal is net als de draaggolf een zuivere wisselspanning. Als die zijn laagste momentele waarde heeft, is die op zijn meest negatieve punt. Je zou dan een draaggolf krijgen die op de nuldoorgang van het audiosignaal op zijn kop is gezet. Het AF-signaal mag daarom bij het modulatieproces niet negatief worden. Dat probleem is oplosbaar: tel bij het audiosignaal de eigen amplitude op en de laagste waarde is nul.

Figuur 12.2-3 geeft het modulatieproces weer. Op de verticale as staat de signaalspanning gedeeld door zijn amplitude. Zo variëren AF en RF beide tussen +1 en -1. Bij het AF-bestanddeel wordt dan 1 opgeteld. Zo ontstaat de tweede (blauwe) grafiek. De horizontale as geeft steeds de fase van het AF-deel (het modulerende signaal of kortweg *modulatie*) in eenheden π . Een 1 op de horizontale as betekent daarom $1 \cdot \pi = \pi$. De horizontale schaal geeft aan dat het AF-deel in de figuur een cosinus is. Voor een sinus blijven de grafieken dezelfde, maar dan moet de horizontale schaal op 0 beginnen. Verder verandert er niets.



Figuur 12.2-3. Van audiosignaal (AF) via $1+AF$ en RF-draaggolf naar amplitudegemoduleerd RF-signaal.

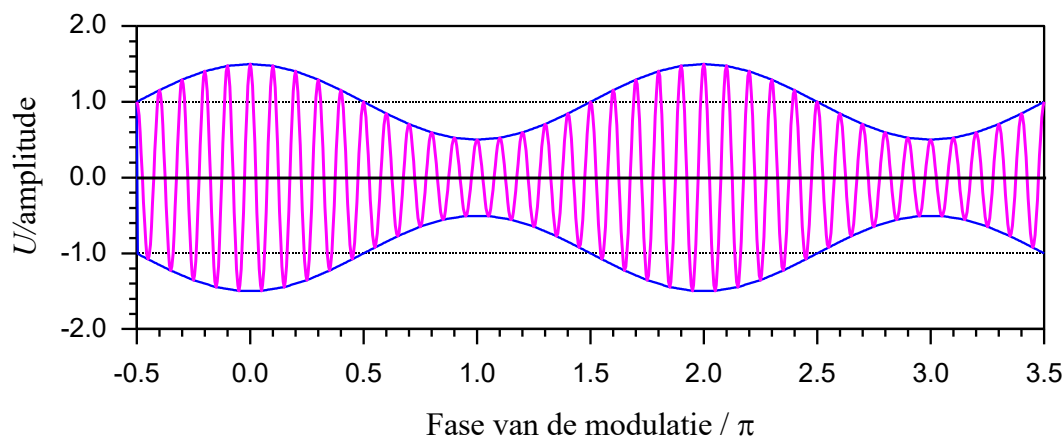
Het AF-sigitaal in het AM-resultaat wordt duidelijker als we de bovenkanten van het AM-sigitaal onderling verbinden en hetzelfde doen met de onderkanten (Figuur 12.2-4).



Figuur 12.2-4. AM-sigitaal uit Figuur 12.2-3 met omhullende. De vorm van de omhullende is dezelfde als die van het oorspronkelijke AF-sigitaal: één keer zoals in de tweede grafiek van Figuur 12.2-3 en één keer het spiegelbeeld ervan.

Samen heten die twee krommen de *omhullende* of in het Engels *envelope*. De vorm en amplitude van de omhullende zijn bij beide gelijk aan de vorm en de amplitude van het modulerende sigitaal. Ze zijn alleen onderling in tegenfase. Eén van de twee één keer in fase en één keer in tegenfase met het oorspronkelijke AF-sigitaal. Dit alles blijft zo, als de amplitude van het modulerende sigitaal kleiner is dan de amplitude van de draaggolf.

Figuur 12.2-5 laat het zien voor een amplitude die half zo groot is als die van de draaggolf.



Figuur 12.2-5 AM-sigitaal als in Figuur 12.2-4, maar met AF-sigitaal met amplitude die de helft is van dat in Figuur 12.2-4,

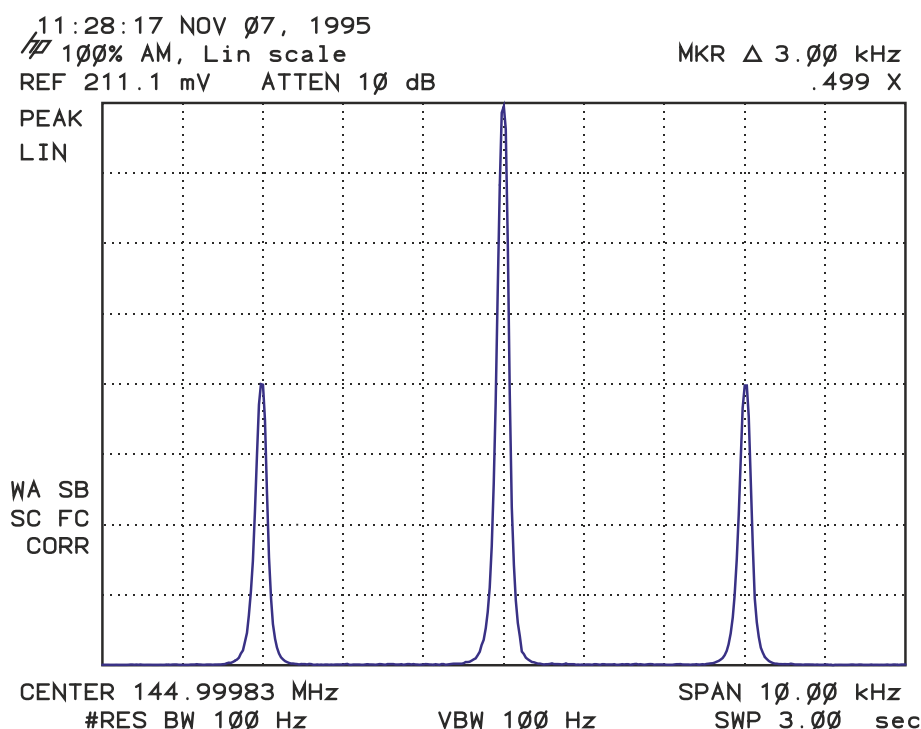
We maken hier kennis met het begrip *modulatiediepte*. Zijn de amplitudes van draaggolf en modulerende frequentie even groot, dan is de modulatiediepte M gelijk aan 1, of 100%. In Figuur 12.2-5 is die $0,5 = 50\%$. Is de amplitude van de modulerende frequentie groter dan die van de draaggolf, dan heet dat *overmodulatie*. Dan zou $M > 1$ zijn en dat is onmogelijk. Overmodulatie gaat daardoor gepaard met vervorming in het AM-sigitaal.

12.2.4 Het frequentiespectrum van AM

Hoewel de signalen van Figuur 12.2-4 en Figuur 12.2-5 geen “nette” sinussen zijn, bevatten ze (in theorie) geen harmonischen. Ze zijn een optelsom van drie frequenties:

1. De draaggolffrequentie zelf
2. De som van draaggolffrequentie en audiofrequentie
3. Het verschil tussen draaggolffrequentie en audiofrequentie

Figuur 12.2-6 laat het zien: een draaggolf op (praktisch) 145 MHz met amplitudemodulatie door een AF-sigitaal van 3 kHz. De figuur is afkomstig van een spectrumanalyser. Dat is een instrument dat de frequentiesamenstelling (het spectrum) van een signaal laat zien.

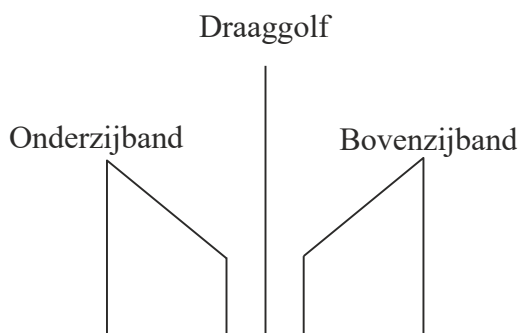


Figuur 12.2-6. Spectrum van een AM-sigitaal op 145 MHz met zijbanden 3 kHz erboven en 3 kHz eronder. Als amplitudes van de draaggolf en die van het modulerend sigitaal even groot zijn (modulatiediepte $M=1$), dan zijn die van de zijbanden half zo groot (VRZA-cursus 1999, iets aangepast).

Figuur 12.2-6 toont de draaggolf met volle amplitude samen met de som- en verschilfrequentie van draaggolf en modulerende frequentie (AF) bij $M=100\%$. De verschilfrequenties hebben elk een amplitude die half zo groot is als die van de draaggolf.

12.2.5 De bandbreedte van een AM-sigitaal

We zijn tot nu toe uitgegaan van een modulerend sigitaal dat bestaat uit 1 frequentie. Spraak bevat een heleboel frequenties tegelijk en met evenzoveel amplitudes. Een amplitudemodulator levert van elke frequentie in het spraaksigitaal twee zijbandfrequenties. Die zijn elkaars spiegelbeeld. Figuur 12.2-7 toont ze in gestileerde vorm.



Figuur 12.2-7. Gestileerd frequentiespectrum van een AM-signaal met audiomodulatie (VRZA-cursus 1999).

De twee frequentiegebieden lopen van binnen naar buiten op. Dat is om te laten zien op welke afstand tot de draaggolf zich de lage en hoge spraakfrequenties bevinden. Met de sterkte van verschillende frequenties binnen het modulerende signaal heeft het niets te maken.

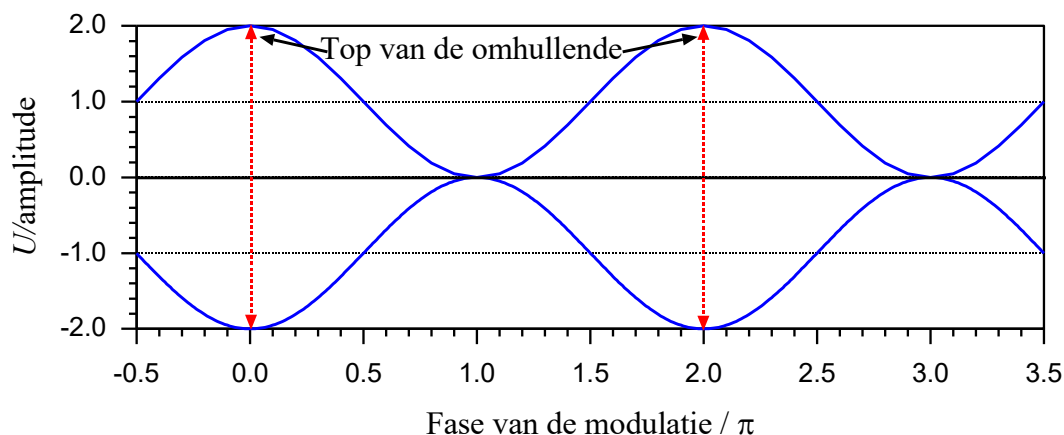
Bij een spraaksignaal met frequenties tot 3 kHz strekt zich de onderzijband uit tot 3 kHz onder de draaggolffrequentie en de bovenzijband tot 3 kHz erboven. Daarmee is de totale bandbreedte van dit AM-signaal 6 kHz. De bandbreedte van een AM-signaal wordt dus bepaald door de aard van de modulatie: twee keer de hoogste frequentie in het modulerende signaal. Om elkaar niet te storen, moeten de draaggolffrequenties van twee stations tenminste 1 bandbreedte uit elkaar liggen. De steeds schaarser wordende AM-omroepzenders hebben een standaard-bandbreedte van 9 kHz. De hoogste modulerende frequentie is daarvan de helft: 4,5 kHz.

12.2.6 Het vermogen van een AM-signaal; Peak Envelope Power (PEP)

Zoals voor elke wisselspanning en -stroom geldt voor het gemiddelde vermogen P van een periode

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff} \quad (12.2-1)$$

Als alle perioden gelijk zijn zoals bij een “gewone” wisselstroom of -spanning, levert vergelijking (12.2-1) voor alle perioden dezelfde uitkomst. Maar bij een AM-signaal verandert de amplitude voortdurend. Dan is voor elke periode de uitkomst anders. Een goed alternatief is het vermogen op het moment dat de omhullende maximaal is. Dat vermogen wordt aangeduid met de afkorting *PEP*. Die heeft niets met oppeppen te maken, maar betekent *Peak Envelope Power*. Dat is een wat verwarrende term, want een omhullende is geen stroom of spanning en heeft dus ook geen vermogen. “Het gemiddelde vermogen van de periode van het gemoduleerde signaal bij de hoogste waarde van de omhullende” is een betere, maar omslachtiger omschrijving.



Figuur 12.2-8. Vorm van de omhullende (envelope) bij een modulatie diepte $M=1$ (100%).

Nog iets nauwkeuriger: PEP is het gemiddelde vermogen P van één sinusperiode van het gemoduleerde signaal die samenvalt met de top van de omhullende. Dat punt is aangegeven met een gestippelde dubbele rode pijl in Figuur 12.2-8. Bij een modulatie diepte $M=1$ is de amplitude op dat punt, maar alleen daar, 2x zo groot als die van de draaggolf zonder modulatie. Voor de effectieve spanningen en stromen geldt hetzelfde. Bij een ohmse belasting R geldt voor de sinus van het signaal als de amplitude maximaal is:

$$P_{PEP} = \frac{U_{eff}^2}{R} \quad (12.2-2)$$

De spanning U_{DG} van de draaggolf is de helft van U_{PEP} . Dan geldt voor het draaggolfvermogen P_{DG}

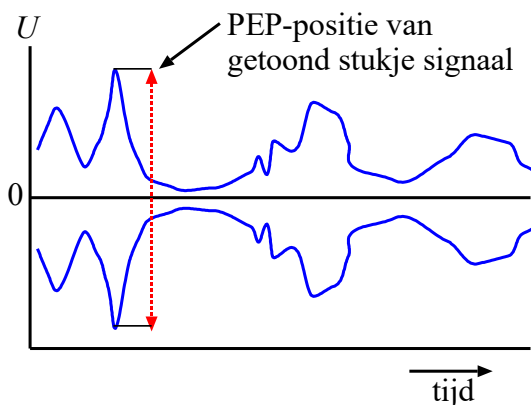
$$P_{DG} = \frac{\left(\frac{1}{2}U_{eff}\right)^2}{R} = \frac{1}{4}P_{PEP} \quad (12.2-3)$$

Het draaggolfvermogen is dus bij een modulatie diepte van 1 gelijk aan $\frac{1}{4}$ PEP. Anders gezegd: P_{PEP} is gelijk aan 4x het draaggolfvermogen als de modulatie diepte $M=1$. In getallen: bij een draaggolfvermogen P_{DG} van 100 W zou PEP gelijk aan 400 W zijn, maar alleen als $M=1$. Voor lagere waarden van M is P_{PEP} altijd kleiner dan $4P_{DG}$. Voor $M=0$ is er geen modulatie. Dan is het vermogen hetzelfde als dat van de draaggolf.

Een draaggolf met AM-modulatie bevat dus meer vermogen dan de draaggolf alleen. In de volgende sub-paragraaf gaan we daar wat dieper op in. Dat extra vermogen is niet gratis. Het komt uit de voeding. De voeding van een AM-zender moet dan ook meer vermogen kunnen leveren dan je alleen op grond van de amplitude van de draaggolf zou verwachten.

Bij een gemoduleerd spraaksignaal is het beeld rommeliger dan in Figuur 12.2-8. Dat komt door het gelijktijdig optreden van allerlei frequenties en amplitudes. Figuur 12.2-9

geeft een wat meer “uit het leven gegrepen” voorbeeld van AM-spraakmodulatie, plus een plek waar je een *PEP* zou kunnen vaststellen.



Figuur 12.2-9. Positie van PEP-punt in een stukje AM-modulatie dat wat meer “uit het leven gegrepen” is dan in vorige grafieken.

12.2.7 Informatie en vermogen in een AM-signaal

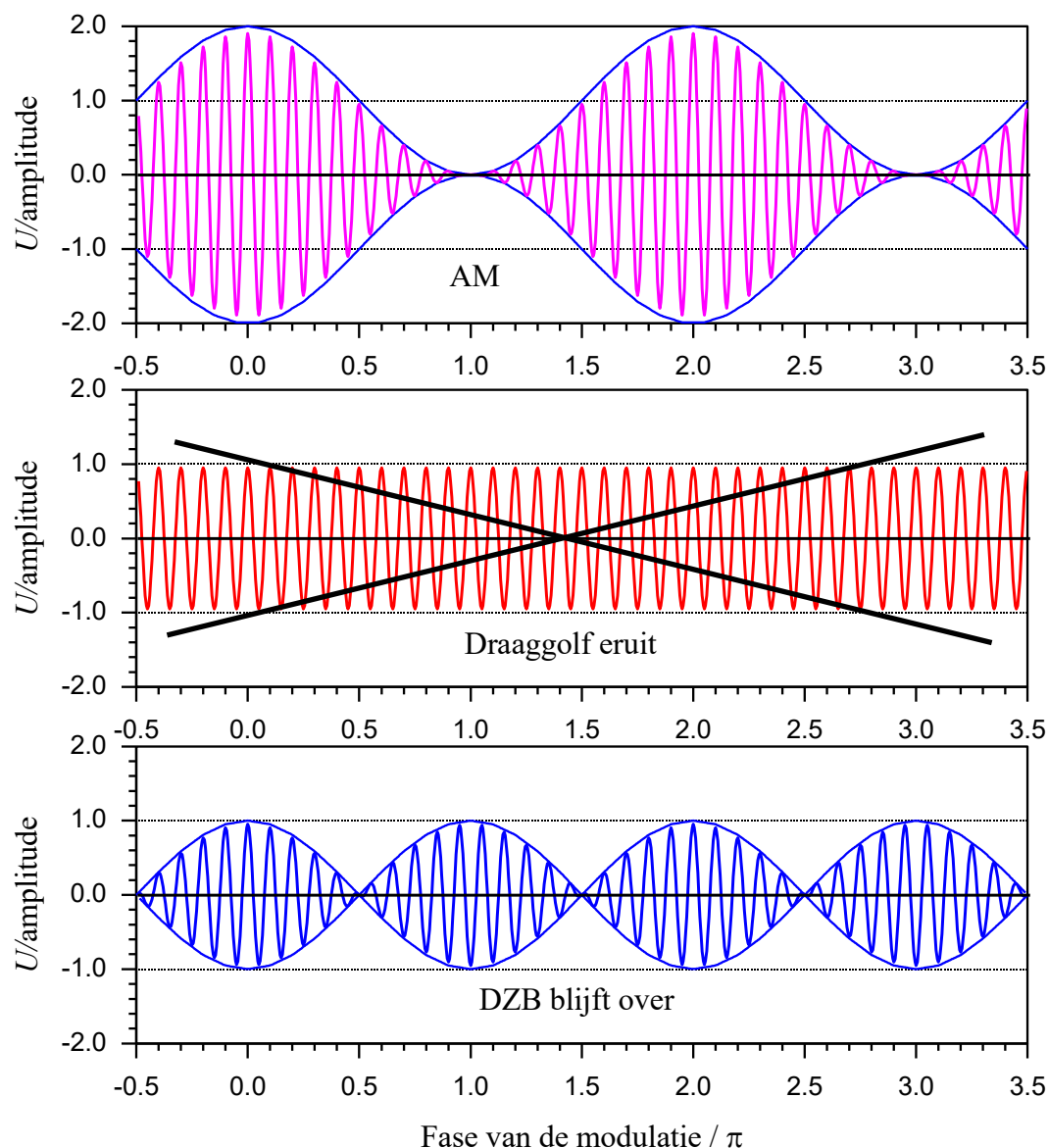
We grijpen terug op Figuur 12.2-6. Daarin staan de drie frequenties in een AM-signaal, gemoduleerd met 1 frequentie en met modulatie diepte $M=1$. De amplitude van de draaggolf is dan 2x zo hoog als die van de beide zijbanden.

Dat betekent dat de vermogensverhouding onderzijband : draaggolf : bovenzijband gelijk is aan 1:4:1. Bij 100 W aan draaggolf en 2 x 25 W aan zijbanden hebben we 150 W aan signaal, waarvan maar een derde deel informatie is. Die informatie zit er ook nog eens dubbel in, want de ene zijband is het spiegelbeeld van de andere. Bij een kleinere modulatie diepte wordt het rendement nog slechter. De amplitude van de draaggolf blijft gelijk, maar die van de zijbanden is kleiner dan bij $M=1$. Dat laatste gebeurt eigenlijk vanzelf bij modulatie met een natuurlijk geluid dat uit veel frequenties met wisselende amplitudes bestaat. De vraag dringt zich op of dat niet efficiënter kan.

Die vraag is allang beantwoord met “ja”. Er is bijna geen zendateur die nog klassieke AM gebruikt. We moeten het daarom hebben over manieren waarop energie-efficiëntere vormen van AM bereikbaar zijn. De praktische uitvoering, ook die van het maken van AM, behandelen we daarna. Dan kunnen we aan het eind het hele rijtje praktische modulatieschakelingen achter elkaar behandelen.

12.2.8 Dubbelzijbandmodulatie (DZB)

Het meest voor de hand ligt het verwijderen van de energievretende draaggolf, zodat alleen de zijbanden overblijven. Die modulatievorm heet, niet verrassend, *dubbelzijbandmodulatie*, afgekort DZB of in het Engels DSB (“double sideband”). Figuur 12.2-10 laat zien wat er gebeurt.



Figuur 12.2-10 Van AM naar DZB door verwijdering van de draaggolf.

De twee zijbanden blijven over. Hun optelsom ziet er anders uit dan de AM-modulatie. De omhullende heeft twee keer zoveel maxima en minima in dezelfde tijd. Zijn amplitude is de helft van die van de omhullende van het oorspronkelijke AM-sigitaal. De PEP van het DZB-sigitaal is dan ook $\frac{1}{4}$ van die van het oorspronkelijke AM-sigitaal.

De vorm van de omhullende komt als volgt tot stand. Het sigitaal is de som van twee frequenties: draaggolffrequentie plus LF-frequentie en draaggolffrequentie min LF-frequentie, respectievelijk bovenzijband en onderzijband. Helemaal links in Figuur 12.2-10 is de omhullende 0 hoog. Beide frequenties zijn dan in tegenfase. Door het frequentieverschil verschuift het faseverschil geleidelijk van 180° naar 0° . Dat is op de maximum-amplitude van de omhullende. Daarna verschuift het faseverschil geleidelijk weer naar 180° graden en wordt de amplitude weer 0. En zo gaat dat verder. De amplitude

van elk van de twee frequenties afzonderlijk is de helft van de grootste amplitude van het DZB-signaal. Op Foto 12.2-1 zien we een “klassiek” oscillogram van een DZB-signaal van 103 kHz en 97 kHz.

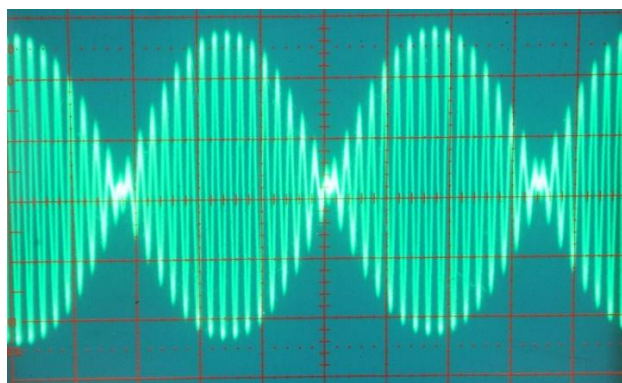


Foto 12.2-1. DZB-signaal van een bovenzijband van 103 kHz en een onderzijband van 97 kHz.

Foto 12.2-2 is een digitaal geproduceerd plaatje van hetzelfde signaal, plus boven- en onderzijband afzonderlijk in hetzelfde beeldveld. Het is in horizontale richting uitgerekt om de afzonderlijke perioden goed zichtbaar te maken.

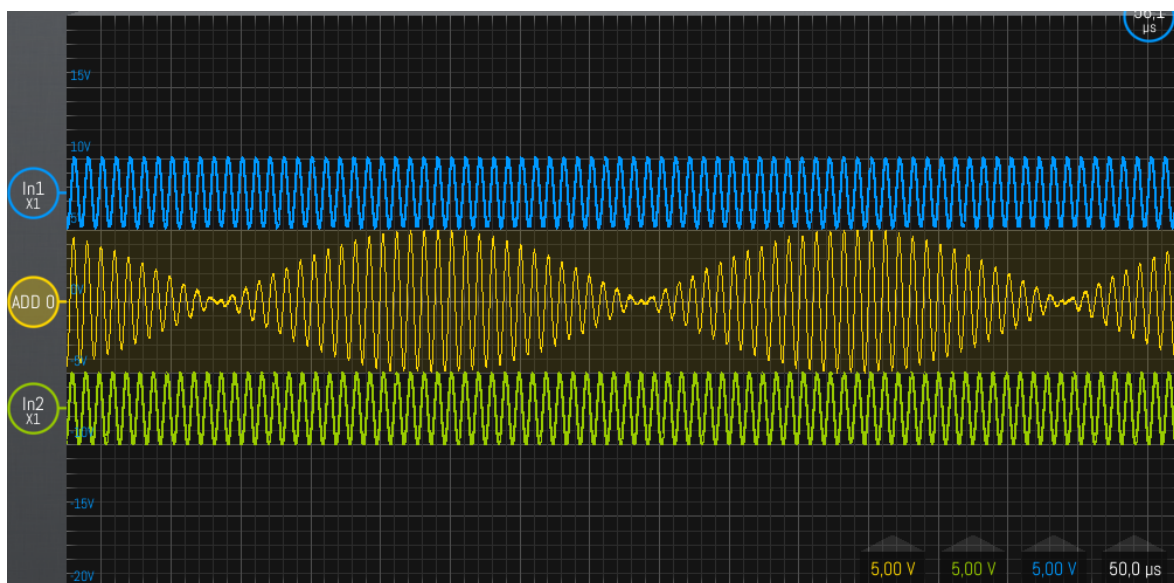
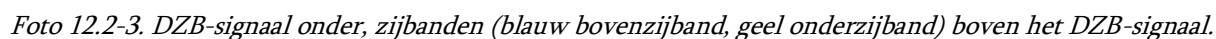


Foto 12.2-2. De Het DZB-signaal van Foto 12.2-1 (oranje) met bovenzijband (blauw) en onderzijband (geel).

Het laat zien dat de amplitude van elke zijband van het DZB-signaal de helft is van de maximale amplitude van de omhullende. Die maximale amplitude treedt op als beide zijbanden in fase zijn. Op Foto 12.2-2 is dat niet zo gemakkelijk te zien. Als we het plaatje wat reorganiseren door het horizontaal verder uit te rekken en de zijbanden direct boven elkaar zetten, lukt dat beter (Foto 12.2-3).



De frequentieverschillen tussen de zijbanden en de oorspronkelijke draaggolf zijn terwille van de duidelijkheid niet al te groot voorgesteld. De oorspronkelijke draaggolf was voor Foto 12.2-2 en Foto 12.2-3 100 kHz en de modulatie 3 kHz. In de praktijk zijn die verschillen bijna altijd groter. Dan ontstaat een afbeelding als Foto 12.2-4. Daarop is de draaggolffrequentie 1 MHz en de modulatie 3 kHz en zie je geen afzonderlijke sinussen meer.



© 2021-2026, Vereniging van Radiozendamateurs VRZA 12-15



12.2.9 Enkelzijbandmodulatie (EZB)

Het kan nog efficiënter. Beide zijbanden bevatten, zoals eerder gezegd, dezelfde informatie. Dubbelop dus. Eén van de twee kan daarom weg. Dan ontstaat EZB, *EnkelZijBand*. In Engelstalige teksten is de afkorting SSB van *Single SideBand* gebruikelijk. Ook onder Nederlandse zendamateurs is de afkorting van die laatste term algemener dan de Nederlandse.

Het maakt technisch niets uit of de boven- of de onderzijband overblijft. De bovenzijband bevat de som van de modulatiefrequentie en de oorspronkelijke draaggolffrequentie en de onderzijband het verschil van die twee. De amplitude van de modulatiefrequentie zit in alle twee. Is er geen LF, dan wordt er niets (in de praktijk: vrijwel niets) uitgezonden.

Gebruik van de bovenzijband wordt vrijwel standaard aangeduid met USB, (*Upper Sideband*), niet te verwarren met een bepaald type computeraansluiting. Gebruik van de onderzijband heet LSB (*Lower Sideband*). Het hangt van de amateurband af, welke van de twee de voorkeur heeft. Daar zijn wereldwijd afspraken over gemaakt (Hoofdstuk 18).

Het waarom van dit ingewikkelde gedoe? Signaalwinst en bandbreedte. Daar gaan we iets dieper op in.

We beginnen bij AM en gaan uit van 400 W PEP bij een modulatiediepte van 1. Het daarvan afgeleide DZB-sigitaal komt tot de helft van de amplitude van de AM-omhullende en daarom tot een kwart van het vermogen: PEP = 100 W. De informatie-inhoud verandert niet. Die zit immers in de zijbanden. Winst: 6 dB in efficiëntie. Van DZB naar EZB levert de verwijdering van één van de zijbanden dezelfde informatie in half zoveel vermogen. Weer 3 dB, samen 9 dB. Dat is een factor 8. Binnen de mogelijkheden van onze zendvergunning/registratie kunnen we de uitgezonden informatie dus in 8x zoveel vermogen “verpakken” als bij AM.

Dat is nog niet alles. De bandbreedte van een EZB-sigitaal is de helft van die van het oorspronkelijke AM-sigitaal. Op onze soms overvolle amateurbanden kunnen daarmee twee keer zoveel stations uitkomen als met AM. De gehalveerde bandbreedte betekent ook dat het sigitaal binnen zijn bandbreedte maar half zoveel ruis bevat, wat de verstaanbaarheid bij ontvangst van het sigitaal ten goede komt.

Al die voordelen zijn (weer eens) niet gratis. De constructie van een zendontvanger voor EZB is ingewikkelder dan één voor AM. Dat gaan we allemaal behandelen, maar hier nog niet. Nu alvast dit: er is, zoals eerder genoemd, nauwelijks nog een zendamateur te vinden die zich standaard van AM bedient. Bij “nostalgische” gebeurtenissen komt het sporadisch voor. De positie van AM is vrijwel volledig overgenomen door EZB.

Nadelen van AM en zijn varianten zijn er ook. Ze zijn storingsgevoelig. Elke piek, of die nu wordt veroorzaakt door een schakelaar, een slechte elektromotor of een bliksemontlading op afstand (bij nabij onweer kun je je zendontvanger maar beter

uitzetten en afkoppelen van de antenne en het stopcontact), veroorzaakt een AM-achtig signaal dat de ontvangst van andere signalen kan verstoren.

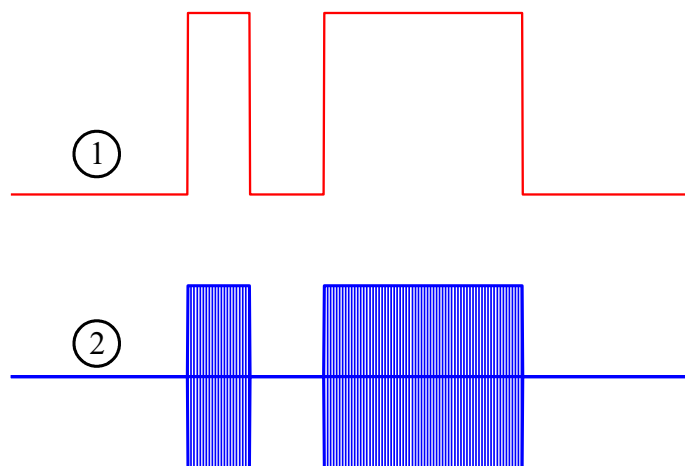
12.2.10 Morse-telegrafie (CW)

Morse-telegrafie is de oudste manier om via radiogolven berichten over te brengen. Onder amateurs wordt deze manier van signaaloverdracht meestal aangeduid met de afkorting CW van *Continuous Wave*. Ze dateert nog van vóór de uitvinding van de radiobuis. In die tijd wekte men signalen op door elektrische vonken tussen twee contactpunten te laten overspringen. Door het vonkapparaat met een seinsleutel in- en uit te schakelen, kon men een bericht overseinen. De Duitse namen Funkamateurl voor radioamateurl en Rundfunk voor omroep herinneren eraan.

Later werden die vonkzenders vervangen door machinezenders, een soort hoogfrequent dynamo. Dat waren grote bakbeesten als ze een flink vermogen moesten kunnen maken. Om een idee te krijgen, is een bezoek aan de voormalige zenderhal van Radio Kootwijk zinvol. Die kreeg niet voor niets de bijnaam “De Kathedraal”. Andere mogelijkheden zijn er via YouTube: klik bijvoorbeeld op [deze link](#) en er duikt informatie over Radio Kootwijk op.

CW heeft in de wereld weinig betekenis meer, maar onder amateurs leeft het nog volop. De belangrijkste redenen zijn dat een zender met weinig onderdelen is te maken en met weinig vermogen toch grote afstanden kunnen worden overbrugd.

Je kunt er geen spraak mee overbrengen, alleen tekst. De modulatie is niet meer dan draaggolf aan, draaggolf uit. Tegenwoordig zou je het digitaal kunnen noemen, 0 of 1, maar een extreme vorm van AM is het ook. Figuur 12.2-11 laat het zien.

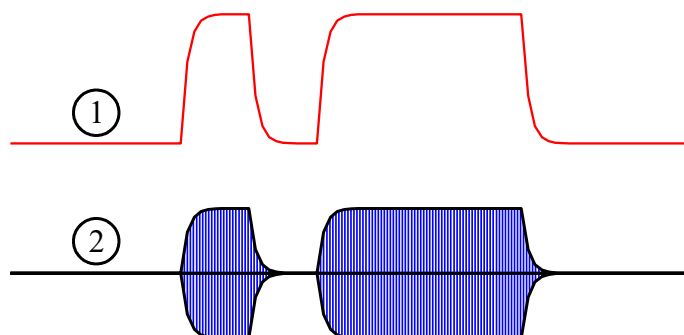


Figuur 12.2-11. Signaalfom bij morse-telegrafie (CW). (1): bron (seinsleutel); (2) gemoduleerd signaal. De figuur toont de letter a.

De figuur toont de letter “a” in morseschrift. 1x kort, 1x lang of in telegrafistentaal: één dit en één dah. Een ontvanger maakt er een kort en een langer toontje van.

In de praktijk wordt de plotselinge overgang van geen signaal naar signaal en weer terug gedempt via een laagdoorlaatfilter in het circuit van de seinsleutel. Dat is van belang omdat die scherpe overgang anders ongewenste harmonischen veroorzaakt die je bij ontvangst (en als het tegenzit uit een luidspreker of koptelefoon bij de burens) hoort als zogenoemde *sleutelclicks*. Meer hierover en over andere storingen in Hoofdstuk 16.

Als die demping wordt doorgegeven naar het CW-signaal, ziet het beeld van Figuur 12.2-11 er in werkelijkheid ongeveer uit als in Figuur 12.2-12.



Figuur 12.2-12. Signaolvorm bij CW met filtering. (1) bron; (2) gemoduleerd signaal.

Het voordeel van CW is dat het heel smalbandig is. Filters voor CW in ontvangers hebben doorgaans een bandbreedte van 200-500 Hz. Dat is ongeveer 8-20% van de bandbreedte van een gebruikelijk EZB-filter (circa 2400 of 2700 Hz). Dat leidt tot overeenkomstig minder ruis. Bovendien hoef je geen woorden met veel klanken te verstaan; het ritme van de piepjes kunnen volgen is genoeg. Nadeel: je hebt er leertijd voor nodig. Een half of een heel jaar elke dag een kwartiertje tot een half uurtje oefenen is voor de meeste mensen noodzakelijk (en vaak voldoende).

CW kan door een in klasse C geschakelde eindtrap zonder meer worden verwerkt, want de informatie zit in de afwisseling van wel en geen draaggolf. Met klasse A, AB en B werkt CW natuurlijk ook.

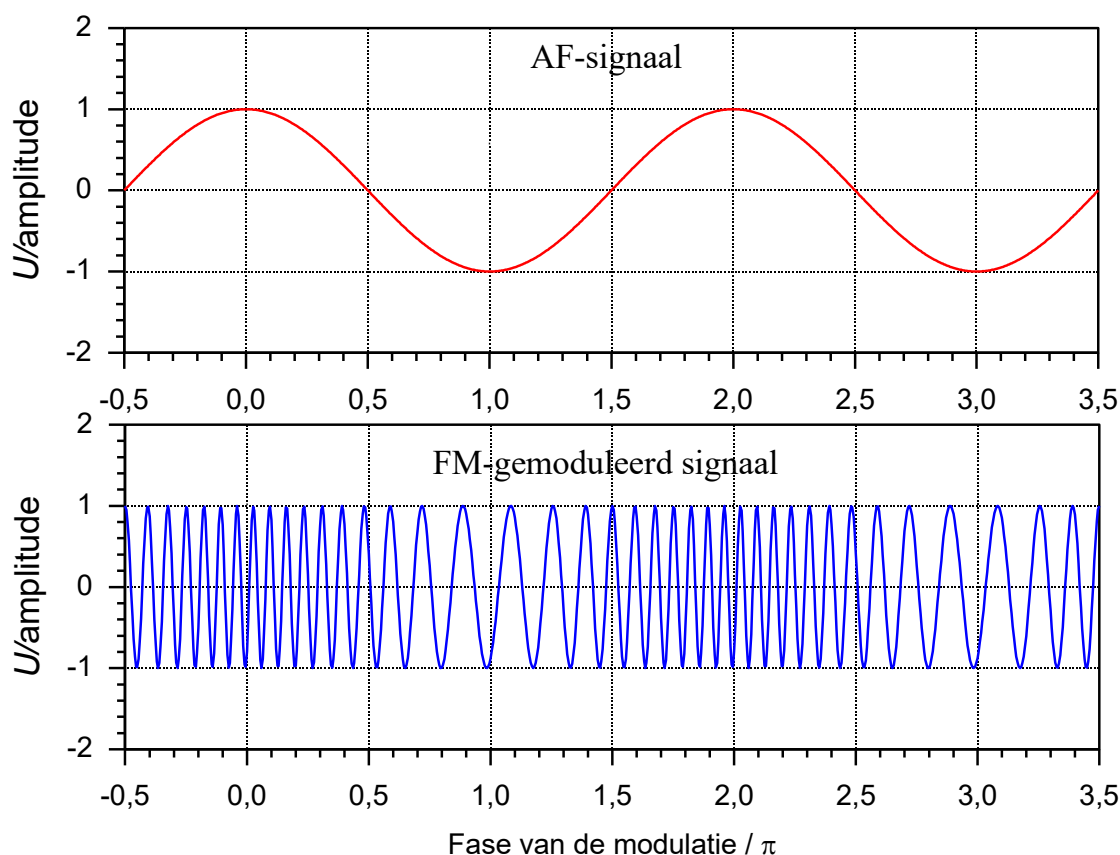
12.2.11 Frequentiemodulatie (FM)

De golfvorm

Een nadeel van alle vormen van AM is, zoals eerder opgemerkt, gevoeligheid voor storingen. Die hebben bijna altijd een AM-achtig karakter. Een vonkje in een schakelaar, een elektromotor en vele andere zaken waarbij een stroom even loopt of even wordt onderbroken. Dat heeft mede geleid tot de ontwikkeling van andere modulatievormen die ongevoelig zijn voor de amplitude van het signaal. Frequentiemodulatie, FM, is zo'n vorm. Die moduleert niet de hoogte, maar de breedte van de draaggolfperiode, dus de periodetijd T . Als je T met het modulerende signaal laat variëren, varieer je de frequentie f , want

$$f = \frac{1}{T}$$

Figuur 12.2-13 toont een voorbeeld van een AF-sigitaal en ermee gemoduleerde FM.



Figuur 12.2-13. FM-sigitaal in grafiekvorm. Boven het AF-sigitaal, onder het FM-gemoduleerde sigitaal.

De frequentie in het FM-sigitaal is in de figuur het laagst bij de laagste momentele waarde van het AF-sigitaal en het hoogst bij de hoogste waarde. Er is niets op tegen om het andersom te doen. Terwille van de zichtbaarheid in de figuur is de frequentieverandering in het FM-gemoduleerde sigitaal sterk overdreven. De *frequentiezwaai* Δf (de Δ spreek je uit als *delta*) is het verschil tussen de ongemoduleerde draaggolffrequentie f_d en de hoogste momentele frequentie f_{max} in het gemoduleerde sigitaal:

$$\Delta f = f_{max} - f_d \quad (12.2-4)$$

Als f_{max} en f_{min} even ver van f_d liggen, is de modulatie symmetrisch. Dan geldt ook

$$\Delta f = f_d - f_{min} \quad (12.2-5)$$

Een goede FM-modulator levert symmetrische modulatie. 1 V omhoog of omlaag op het modulerende sigitaal geven een even grote maar omgekeerde frequentieverandering.

De modulatie-index m is de verhouding van de frequentiezwaai Δf en de modulerende frequentie f_i (met de *i* van *informatie*), de bovenste grafiek in Figuur 12.2-13:



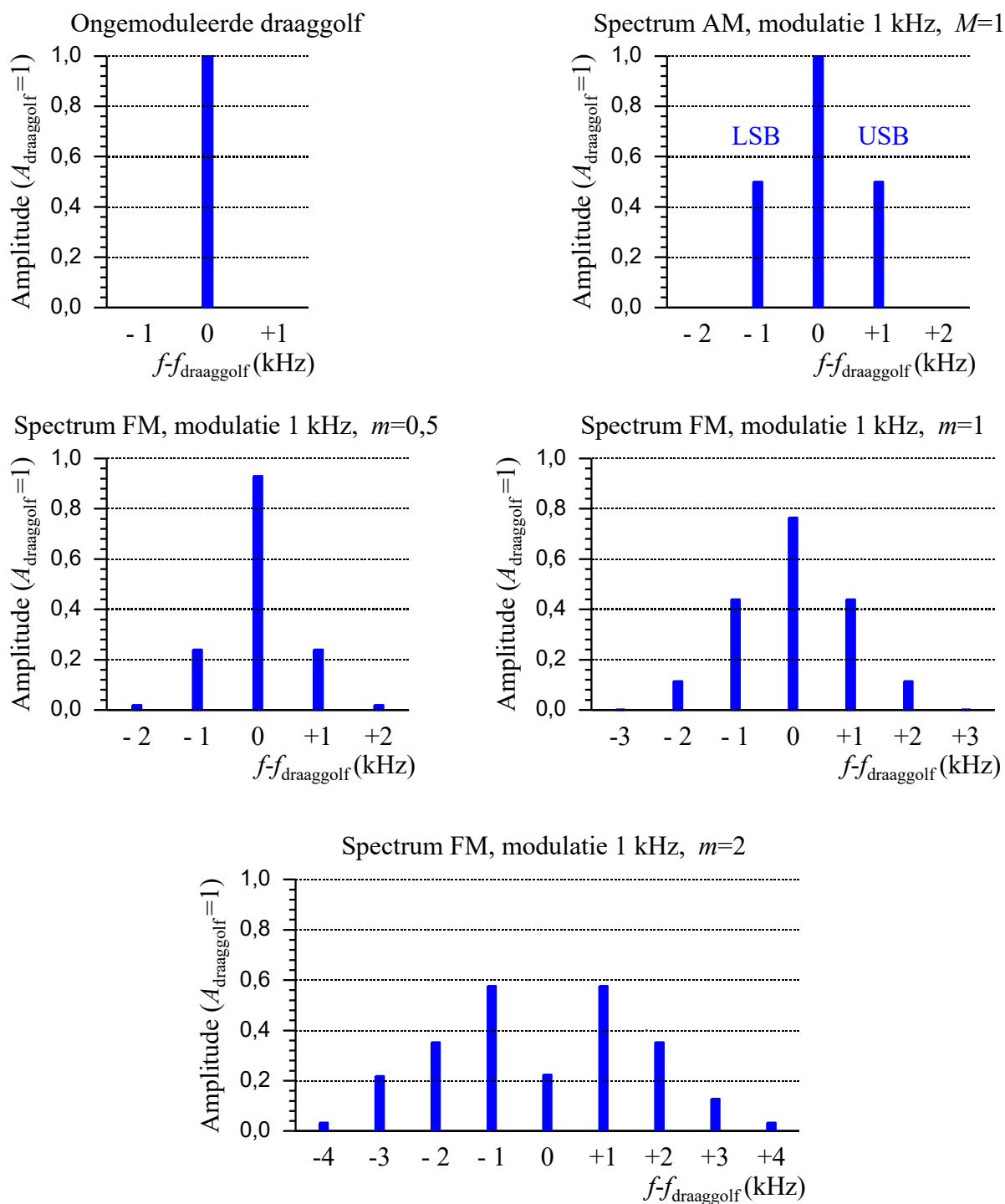
$$m = \frac{\Delta f}{f_i} \quad (12.2-6)$$

De Δ is de Griekse hoofdletter D en heet *Delta*. Δf (spreek uit: *delta f*) betekent *de verandering van f*.

Bandbreedte van FM

De oplettende lezer zal zich hebben afgevraagd of de frequentieverandering in een FM-gemoduleerd signaal een afwijking van de zuivere sinusvorm betekent. Dat is het geval. Het betekent zijbanden en heeft dan ook gevolgen voor de bandbreedte. Het spectrum van een FM-signaal omvat de draaggolffrequentie met aan weerskanten frequenties op afstanden die hele veelvoudigen zijn van de modulerende frequentie. Er zitten dus harmonischen van de modulerende frequentie in, om leerstof uit Hoofdstuk 5 weer op te roepen. Een draaggolf van bijvoorbeeld 1000 kHz die met 1 kHz is gemoduleerd, levert de draaggolf zelf, frequenties van 1001 en 999 kHz, 1002 en 998 kHz, 1003 en 997 kHz, enz. Hoe verder van de draaggolf, des te kleiner wordt hun amplitude. In theorie gaat dat oneindig ver door. In werkelijkheid worden deze modulatieproducten met toenemend verschil met de draaggolffrequentie zo klein dat ze in de ruis verdwijnen. De modulatie-index m bepaalt het aantal zijbanden waarmee rekening moet worden gehouden.

Figuur 12.2-14 laat enkele spectrumgrafieken zien. Als vergelijkingsmateriaal is ook een AM-spectrum opgenomen.



Figuur 12.2-14. Spectra van een draaggolf (linksboven), van een AM-signaal met 100% modulatie diepte (rechtsboven), FM-modulatie met modulatie-index $m=0,5$ (midden links), $m=1$ (midden rechts) en $m=2$ (onder). Alle modulerende frequenties zijn 1 kHz.

De FM-grafieken laten zien dat bij toenemende modulatie-index m het spectrum breder wordt. Het vermogen op de draaggolffrequentie zelf wordt als het ware “opgegeten” door de zijbanden. Bij een m van 2,5 bijvoorbeeld, krijgt de draaggolfamplitude zelfs een



negatieve waarde. Dat betekent dat die frequentie in tegenfase is met de oorspronkelijke draaggolf!

De bandbreedte van een FM-signaal is dan ook groter dan die van een AM-signaal, laat staan die van een EZB-signaal. Een lastig punt bij FM is, dat je niet kunt zeggen, waar het spectrum ophoudt. Strikt genomen houdt het nergens op. Daarom wordt de bandbreedte van een FM-signaal vaak gedefinieerd als het frequentiegebied waarbinnen 99% van het uitgezonden vermogen zit.

Een veel gehanteerde vuistregel voor deze bandbreedte B bij een m die niet veel groter mag zijn dan 1, is dat B ongeveer twee keer de som van frequentiezwaai en modulerende frequentie is. Deze regel staat bekend als de regel van Carson In de vorm van een vergelijking:

$$B \approx 2(f_i + \Delta f) \quad (12.2-7)$$

Als je f_i buiten de haakjes zet, wordt dat

$$B \approx 2f_i \left(1 + \frac{\Delta f}{f_i}\right)$$

In het rechterlid van (12.2-7) herkennen we vergelijking (12.2-6) voor de modulatie-index m . We mogen de regel van Carson dus ook schrijven als

$$B \approx 2f_i(1 + m) \quad (12.2-8)$$

De vergelijkingen (12.2-7) en (12.2-8) vertellen hetzelfde. Hieronder volgt een getallenvoorbeeld om een idee te geven van de bijbehorende bandbreedten.

Op amateurbanden wordt meestal een hoogste audiofrequentie f_i gehanteerd van 3 kHz. Als de maximale frequentiezwaai, of kortweg *zwaai*, gelijk is aan diezelfde 3 kHz, is $m=1$ en dan vinden we voor B :

$$B \approx 2f_i(1 + m) = 2 * 3 * (1 + 1) \text{ kHz} \approx 12 \text{ kHz}$$

Voor $m = 0,5$ wordt dat

$$B \approx 2f_i(1 + m) = 2 * 3 * (1 + 0,5) \text{ kHz} \approx 9 \text{ kHz}$$

Vergelijk dat met de bandbreedte van EZB (SSB): voor een f_i met een frequentiegebied tussen 300 Hz en 3 kHz is dat 2,7 kHz!

Op veel gebruikte amateurfrequenties wordt voor FM meestal uitgegaan van een bandbreedte van 12 kHz, afgeleid van een spraakfrequentie van maximaal 3 kHz en een m van 1 (de eerste vergelijking in het voorbeeld). De gebruikelijke FM-frequenties op bijvoorbeeld de 2-meterband liggen 12,5 kHz uit elkaar en dat is dus geen toeval.

Een FM-ontvanger moet die grote FM-bandbreedte kunnen verwerken. Maken we de bandbreedte van het FM-signaal te groot voor de ontvanger, dan ontstaat vervorming. Dit



komt doordat de ontvanger het oorspronkelijke signaal dan niet goed kan reconstrueren. Het geluid dat je dan hoort, lijkt op dat van overmodulatie bij AM. Het verschil is dat bij AM en daarvan afgeleide modulaties de vervorming al in de zender ontstaat en bij FM in de ontvanger.

Bij FM is de amplitude van het gemoduleerde signaal constant. Kijk maar naar Figuur 12.2-13. Bij AM en daarvan afgeleide modulatievormen is dat niet zo. Bij een EZB-signaal bijvoorbeeld, varieert de amplitude van het gemoduleerde signaal met die van het modulerende signaal. Het gevolg is dat FM, in tegenstelling tot AM, nauwelijks gevoelig is voor storingen die een AM-karakter hebben, zoals piekjes op het lichtnet, oude elektrische koffiemolens of onweer.

Nadelen van FM

- In tegenstelling tot AM en zijn varianten levert een FM-zender altijd evenveel vermogen, ook al is het modulerende signaal afwezig. Een zendervoeding wordt met FM dan ook een flink stuk warmer dan bij EZB met eenzelfde PEP.
- Door de minstens 3x zo grote bandbreedte is FM minder geschikt voor het overbruggen van grote afstanden dan EZB.
- De bandbreedte maakt FM minder geschikt voor de toch al drukke amateurbanden op de korte golf. Je vindt FM dan ook voornamelijk op de hogere amateurfrequenties waar de beschikbare frequentieruimte groter is.

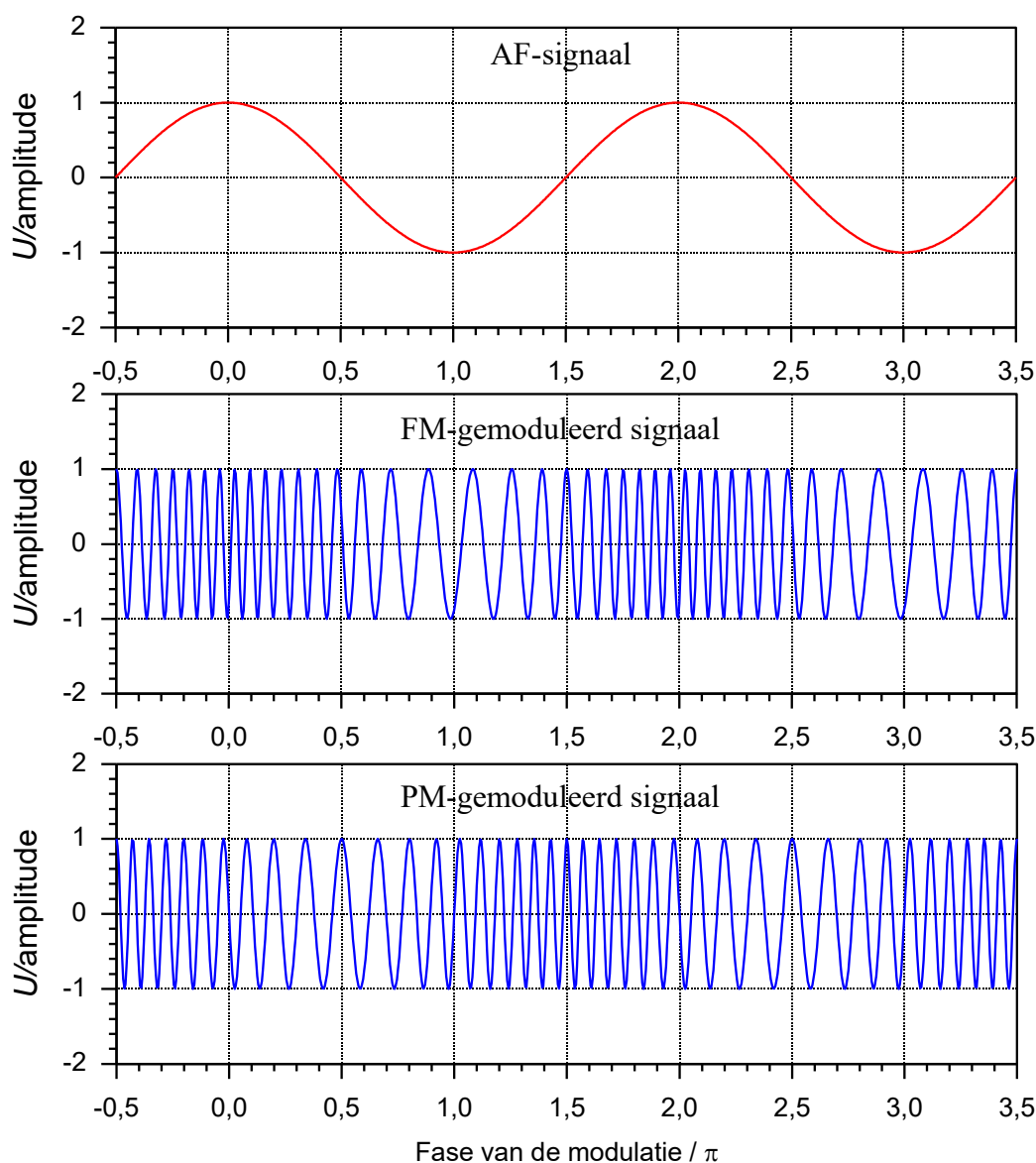
Voordelen van FM

- De afstemming is weinig kritisch. Van een afstemfout van 1 of 2 kHz merk je in de praktijk weinig.
- De constructie van de zender is eenvoudiger dan bij EZB. HF-trappen kunnen worden ingesteld in klasse C, want de amplitude speelt geen rol bij de informatie-overdracht.
- FM heeft minder last van storingen dan AM-varianten als EZB, omdat storingen merendeels beïnvloeding van de amplitude inhouden. Je kunt ze in de ontvanger onderdrukken met een schakeling die de amplitude begrenst door alles wat boven een bepaalde amplitude zit, “op maat te knippen”. Zo’n schakeling heet niet voor niets een *clipperschakeling*.
- De beïnvloeding door andere elektronische apparaten is gering, doordat ook die vooral amplitudeveranderingen produceren. Daar trekt een FM-ontvanger zich weinig van aan.
- Bij gebruik van FM is er nauwelijks kans dat je stem (vervormd) uit de luidspreker bij de burens komt. Bij EZB is dat wel anders. Daarover zullen we het in hoofdstuk 16 hebben. Een zendamateur moet in staat zijn, zulke storingen te verhelpen.

12.2.12 Fasemodulatie (PM)

De afkorting PM komt van het Engelse Phase Modulation. Omdat in het Nederlands de woorden *frequentie* en *fase* beide met een “f” beginnen, is PM ook in het Nederlands de standaardafkorting.

PM lijkt sterk op FM. Bij FM bepaalt de momentele waarde van het modulerende signaal, dus de audiofrequentie, de momentele periodetijd van het gemoduleerde signaal. Dat was goed te zien in Figuur 12.2-13. Bij PM bepaalt de *verandering* van de momentele waarde van de audiofrequentie de momentele periodetijd van het gemoduleerde signaal. We laten daarom Figuur 12.2-13 nog een keer zien, maar nu uitgebreid met een grafiek voor PM.



Figuur 12.2-15. Het FM-beeld van Figuur 12.2-13, maar nu uitgebreid met een PM-grafiek voor hetzelfde AF-signaal.



De figuur toont dat de PM en FM-beelden er bedrieglijk gelijk uitzien, maar wie scherper kijkt, ziet dat het FM-beeld de hoogste frequentie op de hoogste waarde van het AF-sigitaal heeft en de laagste frequentie op de laagste AF-waarde. Het PM-sigitaal daarentegen heeft de hoogste frequentie bij de sterkste stijging van het LF-sigitaal en de laagste frequentie bij de sterkste daling.

Korter gezegd: FM wordt bepaald door de momentele waarde van het AF-sigitaal, PM door de snelheid van verandering van de momentele waarde van het AF-sigitaal.

De overeenkomst tussen FM en PM gaat zo ver, dat het sigitaal van een PM-zender die met een constante toon wordt gemoduleerd, via metingen niet te onderscheiden is van een FM-zender die met diezelfde toon wordt gemoduleerd. Dat kan pas als de frequentie f_i van de modulerende toon verandert. De zwaai verandert bij PM recht evenredig met f_i .

12.3 Digitale modulatie

12.3.1 Inleiding

Met de komst van digitale techniek zijn er nieuwe digitale modulatievormen ontstaan en af en toe komen er nieuwe bij. De onderliggende techniek van fase, frequentie, amplitude is in feite analoog, maar signalen worden op andere manieren in het analoge sigitaal verwerkt dan we bij de analoge modulatiemethoden hebben gezien. De digitale modulatievormen die voor het zendexamen worden gevraagd, gaan alle over transmissie (overbrenging) van tekst. We beginnen daarom met transmissiesnelheid. Daarna volgen vier modulatievormen die voor het examen worden gevraagd. Dat zijn FSK, 2-PSK, 4-PSK en QAM. We behandelen we ook de niet-gevraagde modulatievorm ASK, want zonder kennis van ASK is QAM moeilijk te snappen. De betekenissen van die afkortingen worden verduidelijkt waar ze in dit hoofdstuk worden behandeld.

12.3.2 Transmissiesnelheid: meten met de twee maten bps en Bd

Transmissiesnelheid is de effectieve snelheid waarmee informatie wordt overgebracht. Daarvoor kennen we twee eenheden die soms wel, maar vaker niet aan elkaar gelijk zijn. Dat zijn bits per seconde en baud. Dit vraagt om uitleg.

Bits per seconde, afgekort bps, is letterlijk het aantal overgebrachte bits per seconde. We kennen ook kbps (kilobits per seconde) en Mbps (megabits per seconde).

Baud is de andere eenheid. Hij wordt afgekort als Bd en kan ook in kBd of MBd gaan. Bd is met hoofdletter, want genoemd naar de Fransman Emile Baudot die verderop ter sprake komt. Voluit geschreven is het baud met een kleine letter (zie hoofdstuk 2 voor dit soort regels).

Bd is tekens per seconde. Bestaat een teken uit 1 bit, dan is de snelheid in Bd gelijk aan het aantal bps. Een (lees)teken omvat meestal meer dan 1 bit, want met enkel 0 en 1 komen we niet ver. Bestaat een teken uit 2 bits, dan is het aantal Bd $\frac{1}{2}$ maal het aantal bps, bij 4



bits $\frac{1}{4}$, enz. De baud is de eenheid van *tekensnelheid* die ook *symbolsnelheid* heet. Die laatste term is minder verwarrend, omdat de baud niets met tekenen van doen heeft.

Voor het in bits coderen van letters, cijfers en andere tekens bestaan verschillende systemen. Een heel oud systeem is de Baudot-code, genoemd naar de ontwerper, de al genoemde Emile Baudot die hem in 1870 (!) ontwierp en in 1874 patenteerde. De code omvat 5 bits. Dat betekent maximaal 32 combinaties, waarmee alle 26 letters van het alfabet konden worden gemaakt. Men kon met een bepaalde bitcombinatie van de lettertabel omschakelen naar een tekentabel met onder meer cijfers. Een interessant en deels ook vermakelijk artikel erover vind je op <https://nl.wikipedia.org/wiki/Baudotcode>.

CCITT-1 code is hetzelfde als Baudot-code. De Brit Donald Murray ontwikkelde rond 1900 de CCITT-2 code. Deze is gebaseerd op de Baudot-code, maar geschikt gemaakt voor de toen hoogst moderne en nu antieke telex. Dat is een soort codegestuurde typemachine. Die is bij zendamateurs lang populair geweest, mede omdat werkende apparaten goedkoop als militaire afdankertjes verkrijgbaar waren. Het ding stond ook wel bekend onder de naam “wortelstamper”. De modulatiemethode heet RTTY (**R**adio **T**ele**TY**pe) Eén bit neemt 20 of 22 ms. Worden de bits in serie, dus één voor één aangeleverd, dan is de bitsnelheid, 50 of 45,45 bps, gelijk aan de symbolsnelheid, 50 of 45,45 Bd. Op één van die twee snelheden was een telex destijds ingesteld. Zouden de symbolen met 5 bits parallel worden aangeboden bij dezelfde typesnelheid, dan zou de bitsnelheid nog steeds 50 (of 45) bps zijn, maar de symbolsnelheid 10 (of 9) Bd. Verderop kijken we nog een keer in wat meer detail naar RTTY. Weliswaar staat RTTY niet in de exameneisen, maar wel in antwoorden bij examenopgaven. Ook is RTTY in het amateurverkeer van belang.

Een sinds de jaren '60 van de vorige eeuw algemeen gebruikt coderingssysteem is ASCII, afkorting van **A**merican **S**tandard **C**ode for **I**nformation **I**nterchange. Het is niet het enige systeem, maar in de wereld wel het meest algemene. Het telde in zijn oorspronkelijke vorm 7 bits per teken. Momenteel zijn dit er 8, bekend onder de naam Extended ASCII. Wie meer wil weten, kijkt bijvoorbeeld op [https://nl.wikipedia.org/wiki/ASCII_\(tekenset\)](https://nl.wikipedia.org/wiki/ASCII_(tekenset)).

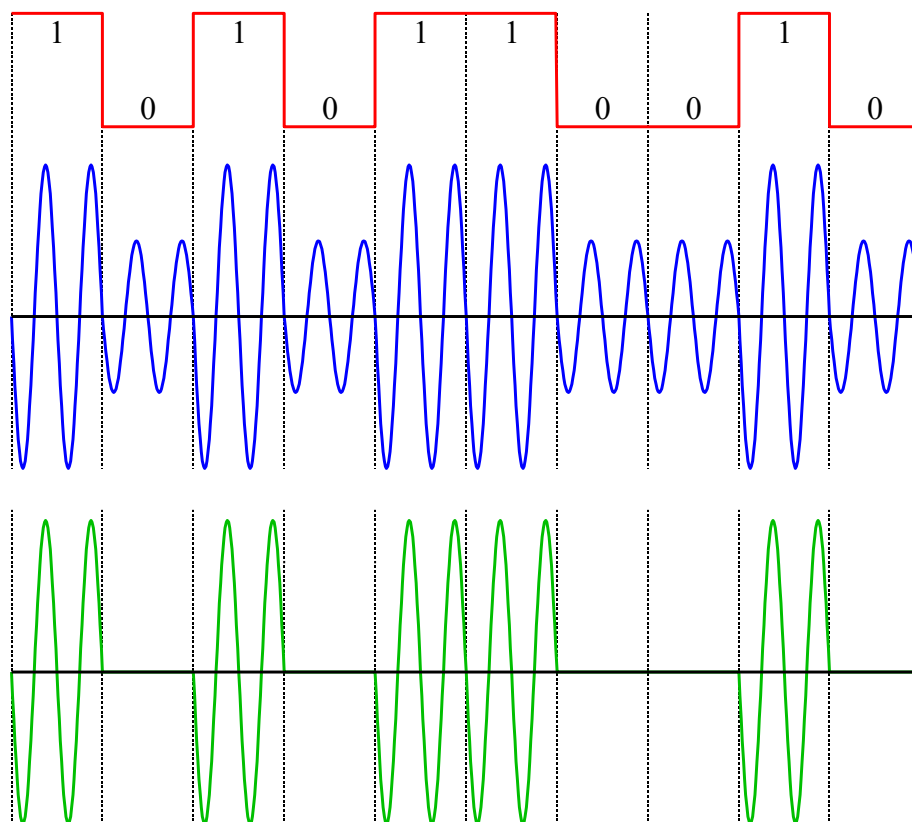
Een overzicht van modulatiemethodes staat hieronder in Tabel 12.3-1. De analoge modulatievormen zijn in de vorige paragraaf (12.2) behandeld. Op de glasvezel na zullen we hierna de digitale modulatiesystemen (modes) bespreken.

Tabel 12.3-1. Overzicht van analoge en digitale modatiesystemen die binnen de exameneisen vallen.

Analoog	Kenmerk	Digitaal	Kenmerk
CW, cont. wave	Draaggolf aan/uit	Optisch/glasvezel	LED/Laser aan/uit
AM, amplitudemod.	Freq. constant, amplitude variabel	ASK, Amplitude Shift Keying	Freq. constant, amplitude variabel of aan/uit
FM, frequentiemod.	Amplitude constant, frequentie variabel	FSK, Frequency Shift Keying	Amplitude constant, frequentie variabel
PM, fasemodulatie	Freq. & amplitude constant, fase var.	PSK, Phase Shift Keying	Ampl. & frequentie constant, fase var.
		QAM, Quadrature Amplitude Mod.	Combinatie van ASK en PSK

12.3.3 Amplitude Shift Keying (ASK)

ASK is een soort digitale AM. Bij de wisseling tussen 0 en 1 blijven fase en frequentie onveranderd; de amplitude verandert wel. Voor de binaire 0 is hij kleiner dan voor de 1 (Figuur 12.3-1, midden). De meest extreme vorm heet “on/off keying”. Daarbij is de amplitude tijdens een binaire 0 gelijk aan 0 en bij een 1 voluit, vergelijkbaar met CW (Figuur 12.3-1, onder).

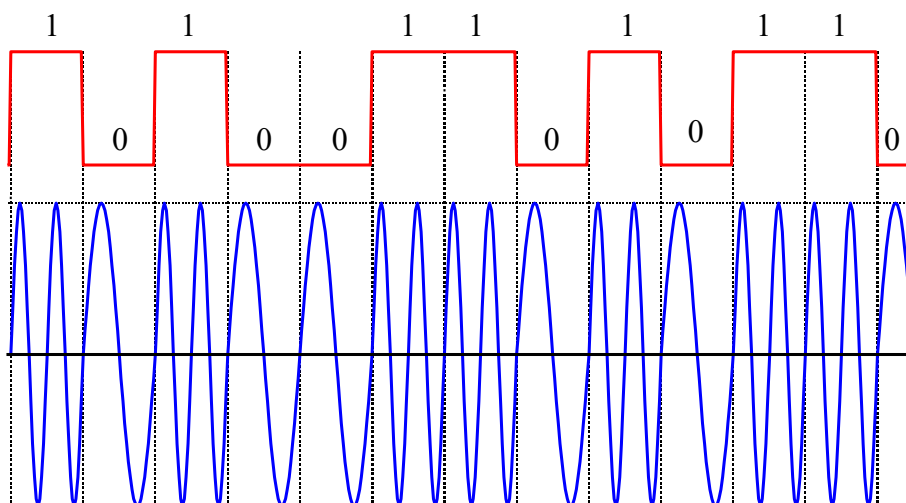


Figuur 12.3-1. Digitaal signaal boven (rood). Midden: “gewone” ASK (blauw). Onder: On/Off Keying modulatie (groen).

12.3.4 Frequency Shift Keying (FSK)

De Nederlandse naam die vrijwel niemand gebruikt, is *frequentieverschuivingsmodulatie*. FSK bestaat uit twee frequenties met een even grote amplitude. De hogere frequentie $f_{\max}$ staat voor de 1, de lagere $f_{\min}$ voor de 0.

In diagram kan dat eruitzien als in Figuur 12.3-2.



Figuur 12.3-2. FSK-modulatie. Digitaal signaal boven (rood). Gemoduleerd signaal (blauw) onder. Frequentieverschillen zijn overdreven voorgesteld terwille van de duidelijkheid.

De twee frequenties liggen op de amateurbanden meestal 170 Hz uit elkaar. Het frequentieverschil staat bekend onder de term *shift*. De shift is gelijk aan $f_{\max} - f_{\min}$. In theorie kun je elke shift toepassen, maar dat leidt al gauw tot extra bandbreedte. Daarop zit men op amateurbanden bepaald niet te wachten. Het leidt ook nog eens tot meer ruis. In Figuur 12.3-2 is het frequentieverschil omwille van de duidelijkheid van de figuur sterk overdreven. Bij “normale” FSK zijn baud- en bitsnelheid gelijk, want tekens worden serieel, bit voor bit, overgebracht. Voor een vergelijking met FM: de shift $f_{\max} - f_{\min}$ is 2x de zwaai, dus $2\Delta f$.

Voor de bandbreedte B bij FSK met een shift van $2\Delta f$ en een bit rate f_s geldt ongeveer

$$B \approx 2(1,6f_s + \Delta f) \quad (12.3-1)$$

Dat lijkt op vergelijking (12.2-7) met de regel van Carson. Het verschil is de factor 1,6 voor f_s . FSK zit dan ook iets anders in elkaar dan spraakgemoduleerde FM. Een “rekenmachine” voor vergelijking (12.3-1) vind je [hier](#).

Het is ook mogelijk, bij FSK met drie frequenties te werken. Dan kun je per frequentieverandering twee bits tegelijk overbrengen en is het aantal Bd gelijk aan de helft van het aantal bps.

Er bestaat ook AFSK, Audio Frequency Shift Keying. De 0 is daarbij een toon van 2125 Hz en de 1 is 2295 Hz. Soms liggen ze geen 170 Hz maar 200 Hz uiteen. Dat signaal kan FM of

PM gemoduleerd worden. Maak er USB van en je hebt hetzelfde signaal hoogfrequent, want dan wordt de draaggolffrequentie er eenvoudig bij opgeteld. Met LSB worden 0 en 1 verwisseld, want dan is het resultaat draaggolf min audiofrequentie.

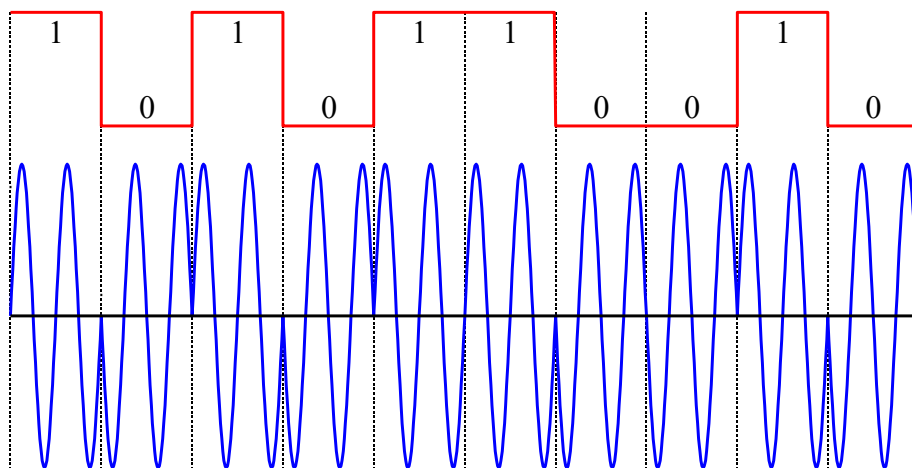
Op amateurbanden is het doorgaans Morsecode die op het FSK-signaal is gemoduleerd. Bij FSK weet je, in tegenstelling tot CW, bij pauzes in de tekst dat het station nog in de lucht is, want er is bij FSK altijd een draaggolf. Sommige amateur-bakenzenders gebruiken FSK om zich te identificeren (maar de meeste gebruiken CW). Bakens zijn bedoeld om te kunnen vaststellen of op die frequentie verbindingen met het gebied waar zo'n baken staat, mogelijk zijn. In het Amateurvademecum (uitgave Veron) vind je lijsten van bakens, maar bijvoorbeeld ook op de Nederlandse site [Ham Radio](http://HamRadio.nl).

12.3.5 Phase Shift Keying (PSK)

Zoals er FSK is met wisseling van frequentie, is er ook PSK, waarbij er één frequentie is, maar met wisseling van fase. Die wisseling is een fasesprong en geen geleidelijke overgang. De sprong kan 180, 90 of 45 graden zijn. In 360° past $2 \times 180^\circ$. Dat betekent dat dan één fasesprong één bit is: een sprong van 1 naar 0 of van 0 naar 1. Is de fasesprong 90° , dan kan een fasesprong een twee-bits code omvatten (00, 01, 10 en 11), zodat een fasesprong een getal 0-3 kan inhouden. Bij 45° worden dat drie bits met een mogelijke inhoud van 0-7, enz. Kleinere fasesprongen zijn mogelijk, maar naarmate ze kleiner zijn, zijn ze moeilijker te detecteren en groeit de kans op detectiefouten.

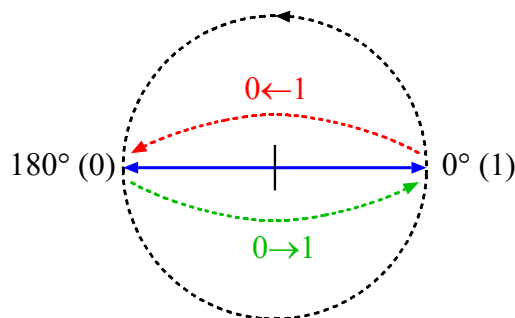
Binary phase shift keying (BPSK of 2-PSK)

De eenvoudigste vorm van PSK is BPSK dat ook 2-PSK heet. De faseverschuiving van 0 naar 1 en van 1 naar 0 is 180° , ofwel π . Dat ziet eruit als in Figuur 12.3-3.



Figuur 12.3-3. Voorbeeld van BPSK. Een 1 begint op 0° en een 0 op 180° (π). Het aantal sinusperiodes per bit is doorgaans groter dan in de tekening, maar voor de duidelijkheid van de figuur is dat aantal klein gehouden.

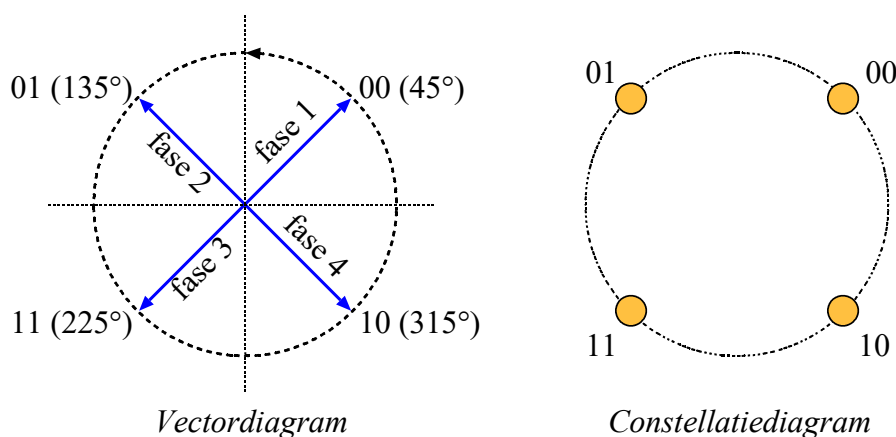
De fasesprong vindt bij 2-PSK plaats op de nullijn, zodat er bij een overgang van 0 naar 1 of van 1 naar 0 geen plotselinge spanningsverandering optreedt die leidt tot een (onnodig) grote bandbreedte. Een sinusgolf voor een 1 begint bij 0° , één voor een 0 bij 180° . De fasesprong is dus bij wisseling van $0 \rightarrow 1$ of $1 \rightarrow 0$ steeds 180° . In vectorvorm ziet dat eruit als in Figuur 12.3-4.



Figuur 12.3-4. BPSK of 2PSK in vectorvorm met fasesprongen $1 \rightarrow 0$ (rode stippellijn) en $0 \rightarrow 1$ (groene stippellijn).

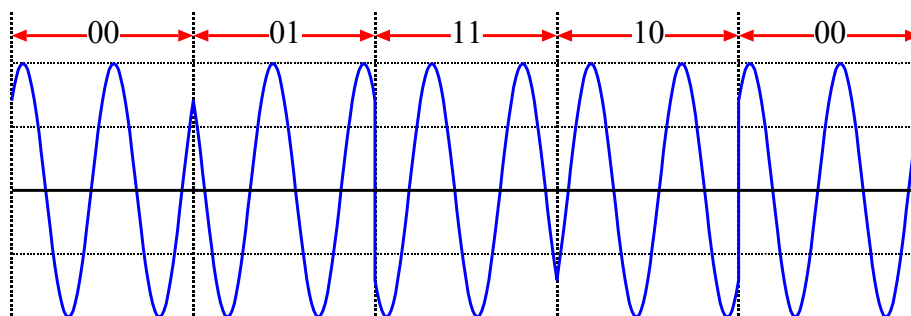
Quadrature Phase Shift Keying (QPSK of 4-PSK)

Bij 4-PSK is de fasesprong niet 180° , maar 90° . Daardoor kunnen vier in plaats van twee binaire waarden worden aangegeven. In binair: 00, 01, 10 en 11, decimaal 0, 1, 2 en 3. Het fasediagram ziet er dan uit als in Figuur 12.3-5 links. De 00 ligt op 45° en vervolgens komen 01, 11 en 10, steeds 90° verder. Rechts in de figuur zijn de vectorpijlpunten vervangen door rondjes. Dat noemt men een *constellatiediagram*. Het stelt hetzelfde voor als het vectordiagram, maar is zonder pijlen wat duidelijker.



Figuur 12.3-5. 4PSK (QPSK) in vectorvorm (links) en als constellatiediagram (rechts).

Figuur 12.3-6 toont een grafiek met de vier bitcombinaties en fasesprongen daartussen.



Figuur 12.3-6. De bitcombinaties 00, 01, 10, en 11 van QPSK. Let op de fasesprongen.

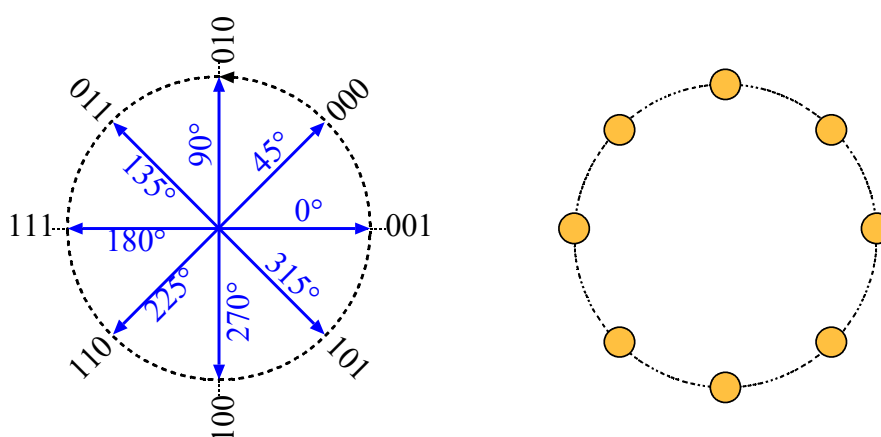
Zoals Figuur 12.3-6 laat zien, kunnen overgangen tussen de tekens (bitcombinaties) steile spanningssprongen geven. Die dragen onvermijdelijk bij aan de bandbreedte van een 4-PSK signaal.

De bitsnelheid van QPSK is twee keer zo groot als die van BPSK bij dezelfde sinusfrequentie, omdat er bij fasewisselingen twee bits in plaats van één worden overgebracht. De symboolsnelheid in Bd (Engels: baud rate) is bij 4-PSK daarom de helft van het aantal bps (Engels: bit rate).

8-PSK

Met 8 fasesprongen in plaats van 4 kun je drie bits tegelijk overbrengen. Dat heet 8-PSK. Daarmee codeer je drie bits per fasesprong. Die fasesprong van 45 graden is wat moeilijker te detecteren dan de 90 graden bij 4-PSK.

De symboolsnelheid (in Bd) is 3x zo klein als de bitsnelheid, want 1 symbool bevat drie bits. Vector- en constellatiediagram zijn weergegeven in Figuur 12.3-7.

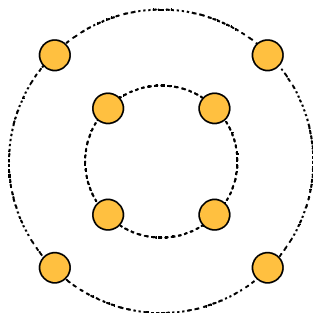


Figuur 12.3-7. Vectordiagram (links) en constellatiediagram (rechts) van 8PSK.

12.3.6 Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

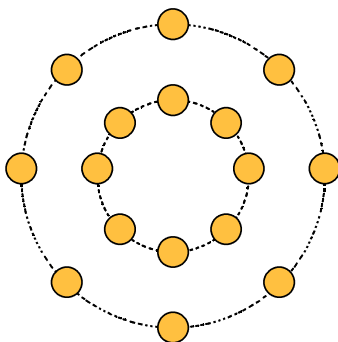
QAM is ASK en PSK in één modulatie. Door amplitude mee te moduleren, is een snellere gegevensoverdracht mogelijk. Daardoor wordt de capaciteit van een transmissiekanaal

beter benut. Heel veel transmissiesystemen leunen op de één of andere vorm van QAM. Een voorbeeld met een vrij duidelijke uiteenzetting vind je [hier](#), helaas in het Engels. Als we uitgaan van QPSK (4-PSK) en twee amplitudes, dan kan zo'n systeem 3 in plaats van 2 bits tegelijk aan. Dat heet 8-QAM. De symboolsnelheid in Bd is dan 1/3 van de bitsnelheid in bps. Het constellatiediagram staat in Figuur 12.3-8.



Figuur 12.3-8. Constellatiediagram van 8-QAM.

Zo kun je ook van 8-PSK 16-QAM maken. Figuur 12.3-9 geeft een mogelijke manier, maar er zijn meer manieren om fase en amplitude te combineren, zoals we in Figuur 12.3-8 al zagen.



Figuur 12.3-9. Constellatiediagram van 16-QAM met 8 fasen en twee amplitudes.

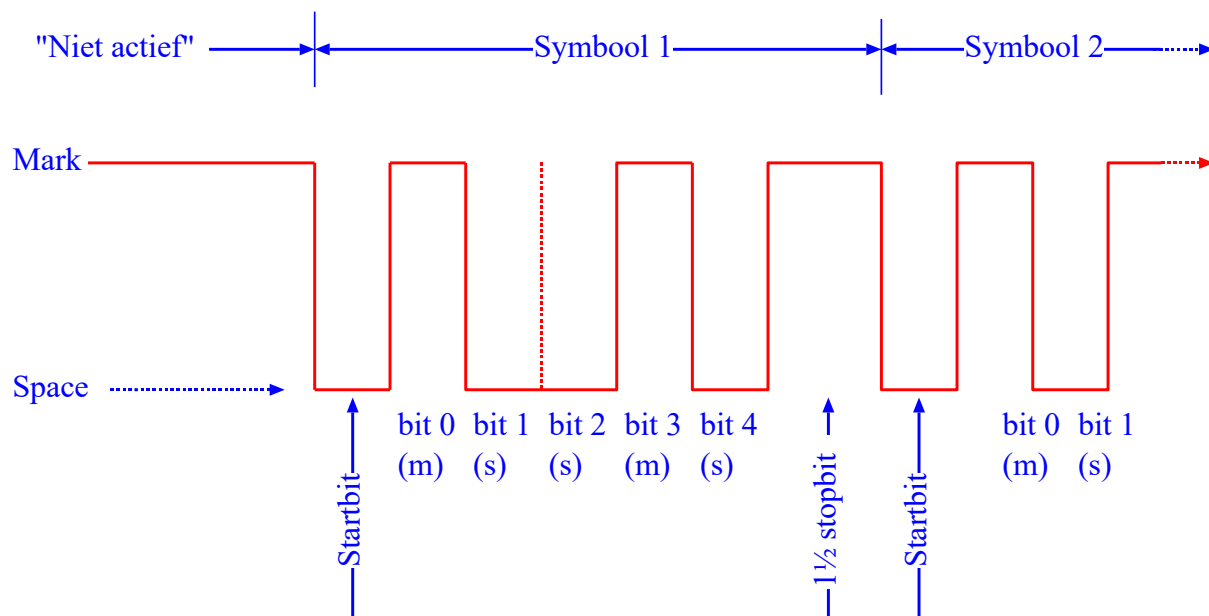
Zo worden 4 bits tegelijk op transport gezet. De symboolsnelheid is dan 1/4 van de bitsnelheid. Voorbeeld: 4800 bps betekent hier 1200 Bd.

Er is ook 32-QAM (5-bits), 64-QAM (6-bits), 128-QAM (7-bits), 256-QAM (8-bits) en hoger. Met 256-QAM gaan er 8 bits tegelijk “op pad” en is de bitsnelheid in bps 8x zo groot als de teken- of symboolsnelheid in Bd.

12.3.7 Enkele andere vormen van digitale modulatie in het amateurverkeer RTTY

Als we CW tot de analoge modulatiesoorten mogen rekenen -daarover kun je van mening verschillen- is RTTY de oudste digitale modulatie. Die mode is eerder al even ter sprake geweest. De opbouw van een symbool is een tikje ingewikkelder dan je op grond van de eerdere korte bespreking in subparagraaf 12.3.2 misschien zou denken. Zoals toen opgemerkt, bestaat de RTTY-code uit vijf bits. De bitsnelheid is soms 50 bps, soms 45,45.

In het eerste geval duurt een bit 20, in het tweede geval 22 ms. Die bits worden met één toetsaanslag aangemaakt (dat heet *parallel*), maar één voor één verstuurd. Dat laatste heet *in serie*. Bij RTTY wordt (lekker ouderwets) niet gesproken over 1 en 0, maar over *mark* (1) en *space* (0). Een voorbeeld van één letter in RTTY (Baudot-code) is te zien in Figuur 12.3-10.

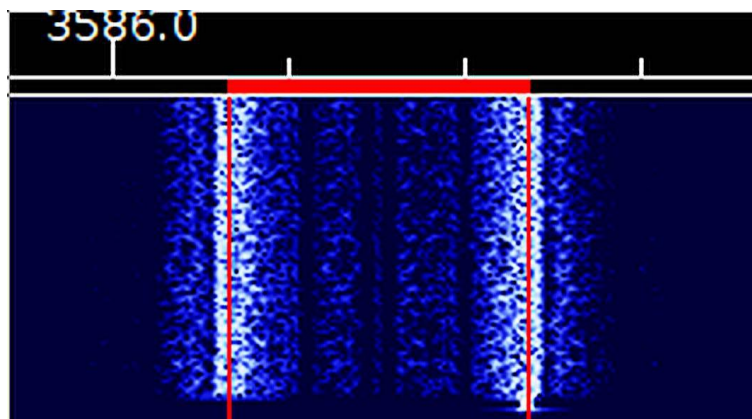


Figuur 12.3-10. De letter “D” in RTTY (naar ARRL-Handbook 2001). (m) is mark; (s) is space

De figuur begint links met een niet actief stukje zonder gegevens. Dan volgt een “space” als startbit. Die wordt gevolgd door de 5-bits code voor de letter “D”. Dan volgt anderhalf stopbit (soms kunnen het er 2 zijn), waarna een nieuw startbit volgt van de volgende letter. Alles bij elkaar heb je voor een 5-bits teken $7\frac{1}{2}$ bits nodig, of 8 bits als er 2 stopbits zijn.

De code van een toetsaanslag werd via een telefoonleiding serieel verstuurd en bij de ontvanger weer omgezet naar parallel. Vroeger moest dat allemaal mechanisch. Dan moest de bitsnelheid=symboolsnelheid nauwkeurig bekend zijn. 45,45 baud ontvangen met een instelling op 50 baud, of omgekeerd, betekende wartaal bij de ontvanger. Daarom wordt deze manier van gegevensoverdracht *asynchroon* genoemd, want van aanpassing bij de ontvanger aan de verzendsnelheid was geen sprake. Onze tegenwoordige computertoepassingen voor de ontvangst van allerlei digitale modes passen zich daarentegen gladjes aan, ook die voor computergestuurde RTTY.

Een waterval-display van RTTY, geplukt van Internet en vergelijkbaar met wat eerder is getoond in het PSK-31 filmpje in hoofdstuk 1, is te zien in Figuur 12.3-11.



Figuur 12.3-11. Waterval display van RTTY-sigitaal. De twee frequenties geven twee sporen in plaats van één, zoals het in de tekst op deze bladzijde genoemde filmpje van Hoofdstuk 1.

PSK31

PSK31 is een vrij veel gebruikte vorm van PSK. PSK31 is eind jaren '90 van de vorige eeuw ontworpen door de Britse zendamateur Peter Martinez, G3PLX. De code wordt bijna altijd gegenereerd via de geluidskaart van een computer. Het getal 31 heeft betrekking op de bitsnelheid, die is 31,5 bps. Dat is eigenlijk net te weinig om met een gangbare 8-bits tekencode een redelijk vlotte verbinding van toetsenbord naar toetsenbord te maken. De ontwerper heeft voor dat probleem Varicode bedacht: geef de vier meest gebruikte tekencodes 2 bits en de andere, afhankelijk van de mate van voorkomen in teksten, meer. Achter Morsecode zit hetzelfde idee, maar de set symbolen van Varicode is veel uitgebreider.

PSK31 geeft een zeer smalbandig signaal; ongeveer 65 Hz. Op de bandbreedte van één EZB-sigitaal kun je, althans in theorie, een stuk of 40 PSK31-verbindingen kwijt.

PSK63 is 2x zo snel als PSK31, maar gebruikt ook 2x zoveel bandbreedte. Er is ook PSK125, 2x zo snel als de 63-vorm en weer 2x zo breedbandig. Voor geprefabriceerde teksten interessant; voor gewone "hand"verbindingen volstaat PSK31.

Het meest gebruikt onder zendamateurs is de BPSK-vorm, maar er is ook QPSK31. Die laatste vraagt een grote frequentiestabiliteit van zender en ontvanger, maar de huidige computerprogramma's voor deze modulatievorm zitten zo in elkaar, dat ze het signaal, als het iets in frequentie verschuift, netjes volgen. Desondanks kom je QPSK (4-PSK) op amateurbanden heel weinig tegen. In Hoofdstuk 1 konden we een filmpje zien van een BPSK-verbinding. Klik [hier](#) om het nog eens te bekijken.

Door de smalbandigheid kun je met PSK31 bij gering zendvermogen al "de wereld rond" komen.

Packet

Bij Packet Radio worden meerdere tekens in een pakketje verzonden. Daarom heet het zo. Het is een voor en door amateurs gewijzigde vorm van het zogenoemde X25 protocol. Het



heet dan ook vaak AX25, met de A van Amateur. Packet Radio gebruikt de complete ASCII-tekenset.

Een pakketje omvat behalve de te versturen data (max. 512 bits per pakket) ook een hoeveelheid zogenoemde *overhead*. Die overhead omvat:

- Een beginteken (“*flag*”),
- Roepletters (call) van afzender en geadresseerde en/of nodes, dat zijn knooppunten die ook *digipeaters* worden genoemd, een samentrekking van *digitaal* en *repeater*. Dat laatste is een relaisstation. Dat zendt een signaal dat op een bepaalde frequentie is ontvangen, op een andere frequentie weer uit.
- Gegevens voor een zogenoemde CRC-controle. CRC betekent *Cyclic Redundancy Check* en is een manier om te controleren of de ontvangen bits gelijk zijn aan wat verzonden is. Uit het pakketje data wordt bij de afzender via een wiskundig omschreven manier een getal afgeleid. Dat getal wordt meegestuurd. Bij de ontvanger wordt het getal uit de ontvangen tekst opnieuw berekend. Als dat gelijk is aan het meegestuurde getal, wordt aangenomen dat het pakket bits onvervormd is aangekomen. **De term CRC komt voor in examenvragen.**
- Een eindteken (“*flag*”)
- Het ontvangende station stuurt een bevestigingscode “ACK” van *acknowledged* als de CRC een positief resultaat geeft. Dan kan het volgende pakketje data worden verstuurd. Is het resultaat van de CRC negatief, dan wordt een “NAK” van *not acknowledged* naar het zendende station gestuurd. Het ontvangende station kan ook een bepaalde tijd stil blijven, waarna alles nog een keer verstuurd wordt.

Op deze manier krijg je een foutloze overdracht. Bij een slechte verbinding (storing of zwak signaal) kan het op deze manier lang duren, voordat een bericht is overgebracht.

Bij packet radio is de overdrachtssnelheid van tekst effectief 1200 bps. Door gebruik van enkele slimme technieken kan de bandbreedte worden beperkt tot ongeveer 500 Hz.

AMTOR

AMTOR betekent **A**mateur **T**eleprinting **O**ver **R**adio. De gegevensoverdracht gaat in een vorm van FSK met 100 Bd (=100 bps). Het is een mode die is gebaseerd op RTTY, maar met 7-bits code en foutcorrectie via ARQ (Automatic Repeat Request) of FEC (Forward Error Correction)

Een symbool bestaat uit 7 bits. Een blok symbolen bestaat uit 3 stuks. Elk symbool kent 3x “space” en 4x “mark”. Bij ARQ is daarmee bij de ontvanger te constateren of een blok tekens waarschijnlijk goed of fout is overgekomen. Een blok neemt in totaal 210 ms. Daarna volgt een pauze van 240 ms, waarbinnen het ontvangende station een code ACK kan terugsturen om het volgende blok binnen te krijgen of een NAK voor het geval fout(en) in de ontvangen code zijn geconstateerd. In het laatste geval wordt het blok opnieuw verstuurd.



FEC werkt anders. Bij FEC wordt informatie met het blok meegestuurd, waarmee de ontvangende partij niet alleen kan vaststellen of er iets is fout gegaan, maar in veel gevallen ook het oorspronkelijke blok kan reconstrueren.

Je komt AMTOR tegenwoordig niet heel vaak meer tegen, omdat zijn plaats voor een belangrijk deel is ingenomen door modes die met de geluidskaart van een computer kunnen worden gemaakt.

PACTOR

Pactor is een met Packet uitgebreide versie van AMTOR. De CRC-foutcorrectie is onderdeel, net als bij Packet. ARQ kan ook worden gebruikt. In feite is het een merknaam van een Duits bedrijf, SCS GmbH.

MFSK16

Ook dit is, net als PSK31 en AMTOR, een amateurcreatie. Het is een langzame mode: 15,625 Bd (en bps), bedoeld voor amateurverbindingen over grote afstanden (en zwakke signalen). Het gebruikt een Varicode codeset (vergelijk PSK31). MFSK16 werkt met verschillende toonhoogten op 15,625 Hz afstand. Het wordt gegenereerd via de geluidskaart van een computer. Er bestaat ook MFSK8 met de helft van de snelheid en toonhoogten op 7,8125 Hz afstand.

12.3.8 Pariteit: nog een manier van foutcontrole

De ASCII-tekenset heeft 8 bits. Daarmee zijn $2^8=256$ combinaties te maken. Dat betekent, 256 tekens, ofwel symbolen. Vaak zijn die niet allemaal nodig en kan worden volstaan met 7 bits, Het achtste bit kan dan onder meer voor controle op de kwaliteit van de overdracht dienen. Dat heet *pariteitscontrole*. Pariteit betekent dat er in het symbool altijd een even of oneven aantal bits “1” moet zijn. Dat heet bij een even aantal enen *even pariteit* (Engels: *even parity*), bij een oneven aantal *oneven pariteit* (Engels: *odd parity*).

Als het over te brengen symbool een oneven aantal keren “1” bevat en de pariteit is even, dan wordt het achtste bit “1” om het aantal bits met “1” even te maken. Heeft het symbool al een even aantal enen, dan wordt het pariteitsbit “0”.

Bij oneven pariteit werkt het net zo, maar een even aantal enen wordt dan bij alle symbolen met behulp van het achtste bit oneven gemaakt.

Door aan de ontvangende kant de pariteit te controleren, is een overdrachtsfout vast te stellen. De kans dat er in één symbool twee fouten zitten waardoor de pariteit toch weer klopt, is aanzienlijk kleiner dan de kans op één fout die de pariteit verstoort. Bovendien blijft een slechte overdracht zelden beperkt tot één symbool, zodat die meestal toch wel “door de mand valt”.

Voorbeeld: het teken 0100110 wordt bij even pariteit overgestuurd als 10100110; het teken 0100111 als 00100111.

12.4 Zenders en modulatoren

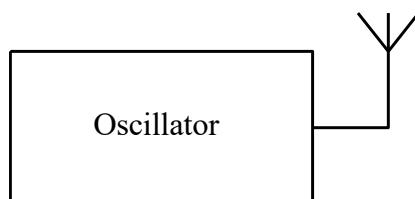
12.4.1 Inleiding

Een zender bevat een aantal deelschakelingen. Een oscillator is een onmisbaar element, anders is er niets om uit te zenden. We zullen zenders in de vorm van een blokschema weergeven. Elk blok vervult een functie. De meeste van die blokken hebben we in voorgaande hoofdstukken zien “langskomen”. Een uitzondering daarop zijn modulatoren. Die komen daarom in deze paragraaf aan bod. We beginnen zo eenvoudig mogelijk, waarna we geleidelijk deelschakelingen toevoegen.

12.4.2 Een zender zonder modulator

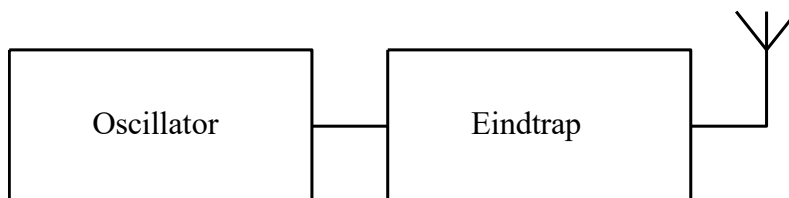
Een zender zonder modulator kan alleen een draaggolf uitzenden. Door de draaggolf te onderbreken, kan informatie worden overgebracht. Dat is de telegrafie- of CW-zender.

De simpelste uitvoering is een oscillator met een antenne eraan en een seinsleutel voor de signaalonderbreking. Die laatste tekenen we ter wille van de eenvoud niet in. Figuur 12.4-1 toont het plaatje.



Figuur 12.4-1. Blokschema van een zender die alleen bestaat uit een oscillator.

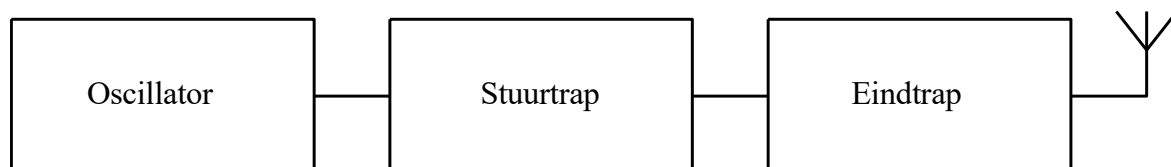
Een zender als in Figuur 12.4-1 kan alleen goed werken als de oscillator ongevoelig is voor belastingsvariaties. Een variatie in de belasting heeft gevolgen voor de frequentie. Een vogel die op de antenne gaat zitten is in beginsel voldoende om de frequentie merkbaar te laten veranderen. Bovendien is het voor de frequentiestabiliteit nodig dat de oscillator zo min mogelijk van temperatuur verandert. Dat betekent dat onze oscillator minimaal vermogen moet leveren. Voor meer vermogen en een frequentie die onafhankelijk is van de belasting, moet er een versterker komen tussen oscillator en antenne. De versterker tussen de eigenlijke zender en de antenne heet toepasselijk *eindtrap*. Zie Figuur 12.4-2.



Figuur 12.4-2. Blokschema van een zender die bestaat uit een oscillator en een eindtrap.

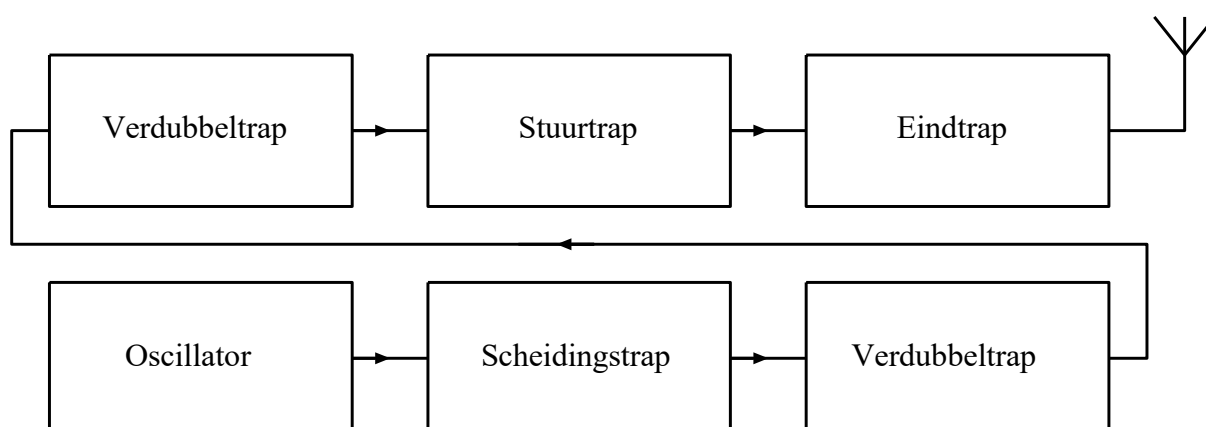
Ook nu wordt de oscillatortrap nog steeds belast, want de eindtrap neemt vermogen uit de oscillator op. Voldoende extra versterking tussen oscillator en eindtrap neemt dat nadeel

weg. Dat gebeurt door een zogenoemde *driver* of *stuurtrap* die de eindtrap aanstuurt en de belasting van de oscillator verder verkleint. Dan krijgen we Figuur 12.4-3.



Figuur 12.4-3. Blokschema van een zender die bestaat uit een oscillator, een eindtrap en een stuurtrap ertussen.

Vrijlopende oscillatoren, dat zijn oscillatoren gebaseerd op een LC-kring, zijn over het algemeen stabiel, naarmate hun frequentie lager is. Als toch een hogere frequentie gewenst is, is frequentievermenigvuldiging een optie. Dat laatste proces komt er kort gezegd op neer dat een sinusvormige wisselspanning flink wordt vervormd. Dat leidt tot harmonischen. Uit die harmonischen wordt via een afgestemde kring de gewenste frequentie, soms de tweede, vaak de derde harmonische, geselecteerd, waarna die verder wordt versterkt (Figuur 12.4-4).



Figuur 12.4-4. Blokschema van een zender als in Figuur 12.4-3, aangevuld met twee trappen voor frequentieverdubbeling.

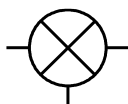
Hoe hoger de harmonische, des te kleiner de amplitude. Dat is een reden om geen hogere harmonischen dan de tweede of derde te kiezen. In Hoofdstuk 5 hebben we dat in een filmpje laten zien voor een blokgolf. Wie het nog eens wil zien, klikt [hier](#).

12.4.3 Mengschakelingen en het maken van AM, DZB en EZB

Inleiding, schemasymbool

Mengschakelingen zijn schakelingen die een som- en verschilfrequentie maken uit twee frequenties. Dat lijkt hetzelfde als het optellen van twee frequenties, maar is het niet. In sub-paragraaf 12.2.3 zagen we dat je bij amplitudemodulatie frequenties met elkaar moet vermenigvuldigen. Dan ontstaan de som- en verschilfrequentie uit de oorspronkelijke frequenties. Zulke mengschakelingen worden in de radiotechniek veelvuldig toegepast.

Een AM-modulatieschakeling is één van die toepassingen. Daarom behandelen we andere mengschakelingen niet afzonderlijk, want het gaat steeds om hetzelfde principe. De AM-modulatoren bespreken we in dezelfde paragraaf (deze) als de mengschakelingen of *mixers*, zoals deze dingen in het Engels en in elektronisch vakjargon heten. Vaak wordt een mixer niet voluit getekend, maar vind je in een schema het symbool in Figuur 12.4-5.

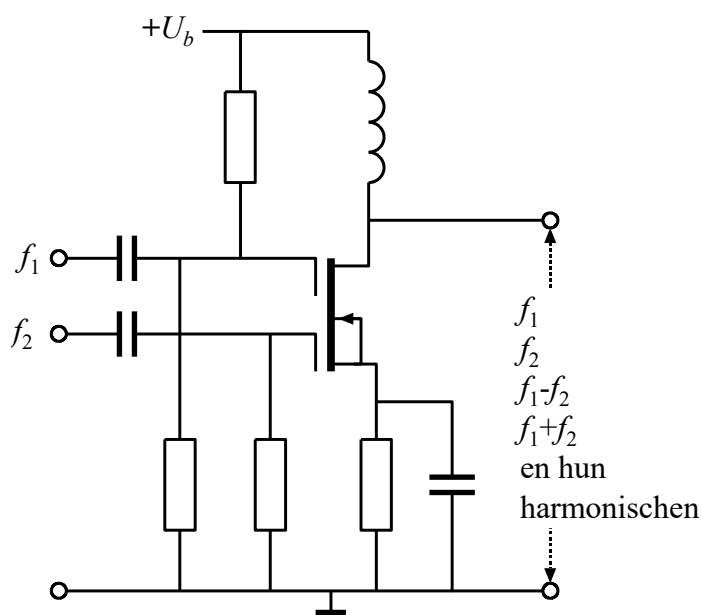


Figuur 12.4-5. Schemasymbool van een mengschakeling (mixer).

Komt dit symbool bekend voor? Denk aan het gloeilampje uit hoofdstuk 3. Ziet er eender uit, maar een mixer heeft drie en geen twee aansluitingen: twee voor de verschillende frequenties en één voor wat er uit de mixer komt. Daarom zijn de aansluitingen in de figuur meegetekend. Het schuine lijnenkruis doet denken aan een vermenigvuldigteken(!)

Een eenvoudige mengschakeling

Figuur 12.4-6 laat een mengschakeling zien met een N-kanaals dual gate MOSFET.



Figuur 12.4-6. Mengschakeling met dual-gate MOSFET.

Normaal is de tweede gate vooral bedoeld om het Miller-effect, gevolg van terugwerking van drain naar gate via de kleine inwendige capaciteit (hoofdstuk 10), te onderdrukken. Hier wordt de tweede gate gebruikt als tweede stuur-elektrode.

De frequentie f_1 komt binnen op de bovenste gate, f_2 op de onderste. Nu kun je de dual-gate FET zien als twee in serie geschakelde FET's met elk één gate. De stroom door de onderste FET varieert in het ritme van f_2 . Die stroom moet ook door de bovenste FET,



maar die gehoorzaamt aan f_1 en ‘ziet’ de onderste FET als een soort sourceweerstand, waarvan de grootte wordt bepaald door de momentele waarde van f_2 .

Een grote sourceweerstand leidt tot een kleine versterking. Omgekeerd leidt een kleine sourceweerstand tot een grote versterking, zagen we in hoofdstuk 8.

Zo wordt de versterking van f_1 bepaald door de momentele waarde van f_2 , en omgekeerd de versterking van f_2 door de momentele waarde van f_1 .

Op de drain verschijnen dan de oorspronkelijke frequenties f_1 en f_2 , de somfrequentie $f_1 + f_2$ en de verschilfrequentie $f_1 - f_2$ (of $f_2 - f_1$ als f_2 groter is dan f_1). Omdat de twee FET's tijdens het proces niet netjes in hun lineaire gebied blijven, komen er ook harmonischen mee. Die kunnen met behulp van een afgestemde LC -kring grotendeels worden weggefilterd.

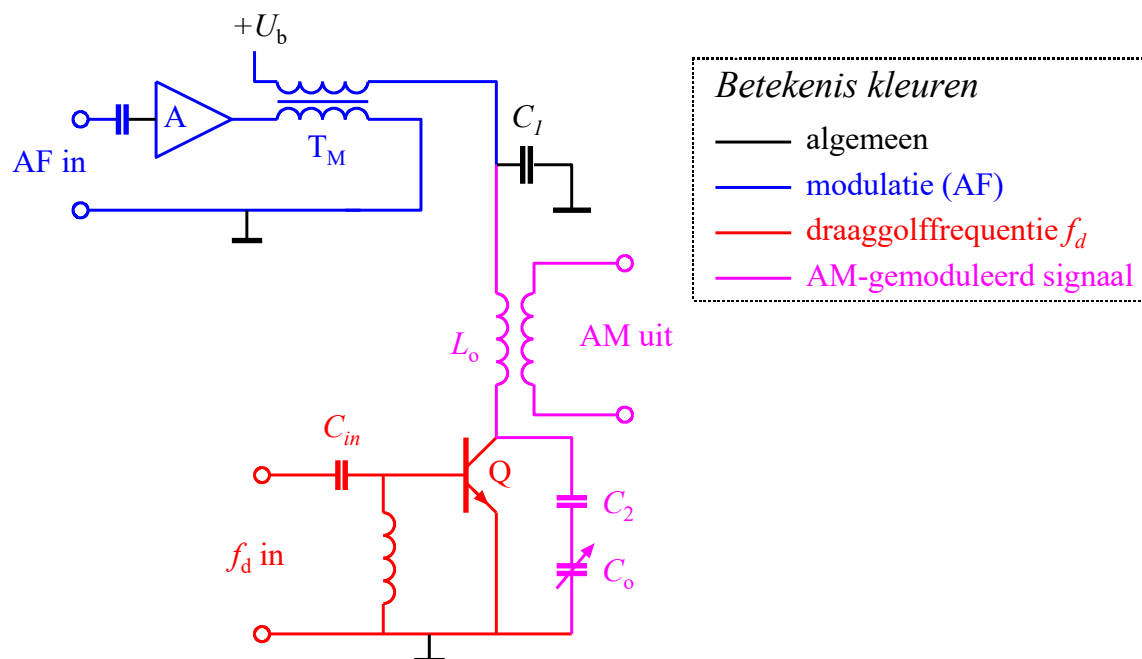
Dit is één voorbeeld van een mengschakeling, maar er zijn er veel meer. Ze kunnen zijn uitgevoerd met FET's, buizen, of bipolaire transistoren en zelfs dioden. Het is voor het examen niet de bedoeling, die allemaal uit het hoofd te leren. Maar snappen wat ze doen, hoort er wel bij. Dat laatste is voor een eenvoudige mixer eigenlijk terug te brengen tot:

1. Er gaan twee frequenties in
2. Diezelfde frequenties komen er ook weer uit, maar samen met
 - a. De som- en verschilfrequentie en
 - b. Meestal een hoeveelheid harmonischen van alle vier de genoemde frequenties.

Niet alle mixers doen precies wat van ze verlangd wordt. Die van Figuur 12.4-6 is bijvoorbeeld niet in staat, AM met 100% modulatie diepte te leveren. Een flink vermogen dat meteen de antenne in kan, is er ook niet bij. Dan moet de AM worden versterkt. Dat kan niet met een versterker in klasse C, want dan wordt niet alleen de draaggolf, maar ook de informatie die in de modulatie zit, stevig vervormd. Als gevolg van dit laatste brei je dat niet recht met een frequentiefilter.

Een “ouderwetse” AM-modulator

We beschrijven een AM-modulator die in staat is om 100% modulatie diepte en een flink vermogen te leveren. Het schema staat in Figuur 12.4-7. De drie verschillende functies voor audiofrequent (AF), draaggolf en het AM-deel hebben voor de duidelijkheid verschillende kleuren.



Figuur 12.4-7. Collectormodulator. De kleuren geven aan, welk deel vooral met modulatie, draaggolf en het AM-gemoduleerde signaal van doen heeft, dan wel een algemene functie heeft.

De draaggolf komt binnen op de basis van transistor Q. Die staat in klasse C (waaraan zie je dat ook alweer?). De modulatie (AF) komt binnen via versterker A en de modulatietransformator T_M .

Q is normaal gesproken een transistor voor een flink vermogen. De collectorstroom komt binnen via de secundaire van T_M . Daardoor varieert de collectorspanning in het ritme van de modulatie (AF). Is de momentele waarde van de AF-spanning laag, dan zal de amplitude van de draaggolf op de collector ook laag zijn. Is de momentele waarde van de AF-spanning hoog, dan is de amplitude van de draaggolf op de collector ook hoog.

Let op: AF varieert veel langzamer dan de draaggolf. Gedurende een kleine verandering van het AF-signaal spelen zich bij de draaggolf die veel hoger in frequentie is, heel veel perioden af. Daarom: *momentele spanning* bij AF in combinatie met *amplitude* bij de draaggolf!

Zo ontstaat AM met een flink vermogen. Door de instelling in klasse C ontstaan ook harmonischen.

De afgestemde kring, bestaande uit spoel L_o en variabele condensator C_o , onderdrukt die harmonischen en verwijdert de AF van de modulatie, zodat de amplitudegemoduleerde draaggolf overblijft. C_o dient om de kring precies op de goede frequentie in te stellen. Om daarbij geen handcontact met de collectorspanning te krijgen, staat C_2 in serie met C_o . C_2 heeft in beginsel geen afstemfunctie. De spoel die inductief met L_o is gekoppeld, zorgt voor de uitkoppeling naar de schakeling die de aanpassing aan de antenne verzorgt (die schakelingen komen in een volgend hoofdstuk).



De condensator C_1 ontkoppelt de verbinding tussen de afgestemde kring en modulatietransformator T_M . Dit voorkomt dat de AM in de schakeling(en) buiten de modulator terechtkomt.

De spoel tussen de basis van Q en aarde voorziet de basis van de juiste gelijkspanning en voorkomt dat via gelijkrichting van een deel van het draaggolfsignaal de gelijkstroominstelling van de transistor wordt verstoord.

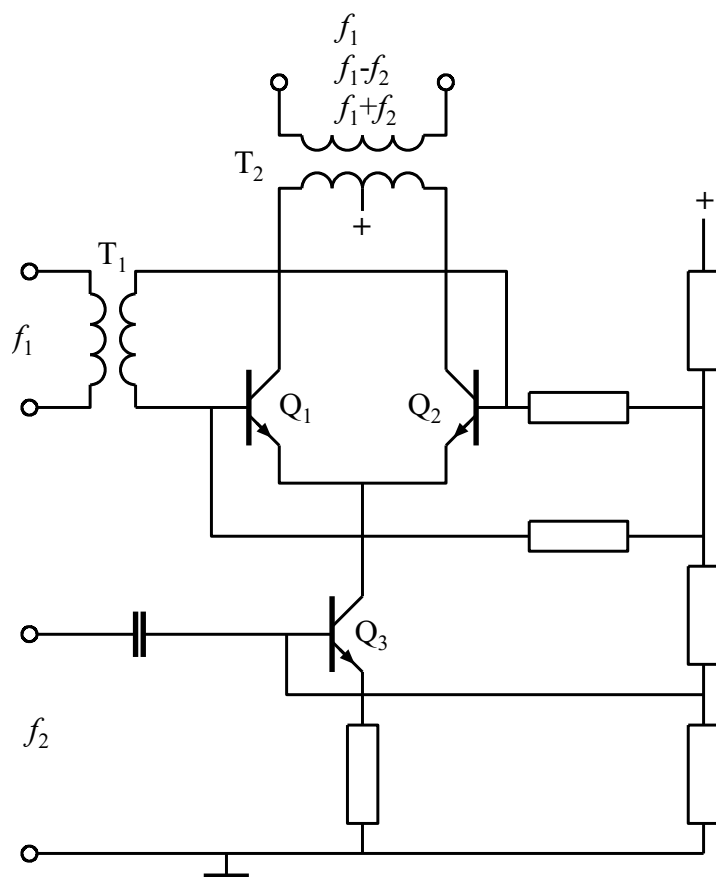
Door voldoende AF-vermogen toe te voeren, is 100% modulatiediepte ($M=1$) bereikbaar. Voor een verliesvrije zender die 100 W AM-vermogen moet leveren, komt de helft, is 50 W, voor rekening van de AF-versterker A (blauw in Figuur 12.4-7 en de andere 50 W voor rekening van de schakeling die de draaggolffrequentie f_d aanlevert (rood in Figuur 12.4-7)

Deze schakeling kan ook met een buis worden uitgevoerd. In feite dateert hij van ver terug in het buizentijdperk. Dan heet hij *anodemodulator*. Met een (MOS)FET kan het ook. Dan is de naam *drainmodulator*.

Let op (alweer): De modulatietransistor voor AM mag in klasse C staan. Een versterkertrap of eindtrap voor AM **niet**, want alweer: dan wordt ook de modulatie vervormd!

Schakelingen voor DZB en EZB: de enkel gebalanceerde mengschakeling

Bij zowel DZB (Eng.: DSB) en EZB (Eng.: SSB) is het zaak om van de AM-draaggolf af te komen. Dat lukt in een zogenoemde *enkel gebalanceerde mengschakeling* (Eng.: *single balanced mixer*). Het schema van zo'n schakeling is weergegeven in Figuur 12.4-8.



Figuur 12.4-8. Enkel gebalanceerde mengschakeling (mixer).

De schakeling in de figuur heeft drie transistoren, waarvan twee, Q_1 en Q_2 , parallel staan. Samen staan ze in serie met Q_3 . Q_3 fungeert als een spanninggestuurde stroombron. De sturende spanning is de gelijkspanning op de basis plus de wisselspanning met frequentie f_2 .

De collectorstroom van Q_3 wordt gelijk verdeeld over Q_1 en Q_2 . Beide hebben ze dezelfde basisspanning. Ook dan kan die gelijke stroomverdeling alleen maar plaatsvinden als beide transistoren in alle opzichten aan elkaar gelijk zijn. Dat kan als de hele schakeling in één IC is opgenomen. Uitzondering zijn de spoelen en de condensator. Die zijn “buitenom” toegevoegd omdat ze door hun grootte in een IC praktisch niet zijn in te bouwen.

De frequentie f_1 komt binnen via transformator T_1 . Op de basis van Q_1 is dit signaal in tegenfase met dat op de basis van Q_2 . De mengproducten met f_2 ontstaan in beide transistoren op een manier die vergelijkbaar is met wat in de dual-gate MOSFET-schakeling van Figuur 12.4-6 gebeurt. Voorbij de collectoren doorloopt alles via de primaire van transformator T_2 . Daar vallen beide wisselstromen met frequentie f_2 tegen elkaar weg. Oorzaak: in beide helften van de primaire wikkeling zijn hun magnetische velden tegengesteld en doordat Q_1 en Q_2 gelijk aan elkaar zijn, even groot.

Frequentie f_1 en de mengproducten $f_1 + f_2$ en $f_1 - f_2$ op de collector van Q_1 zijn in tegenfase met dezelfde frequenties op de collector van Q_2 . Hun magnetische velden in T_2 heffen elkaar daarom niet op en ze verschijnen alle drie op de uitkoppelwikkeling van trafo T_2 .

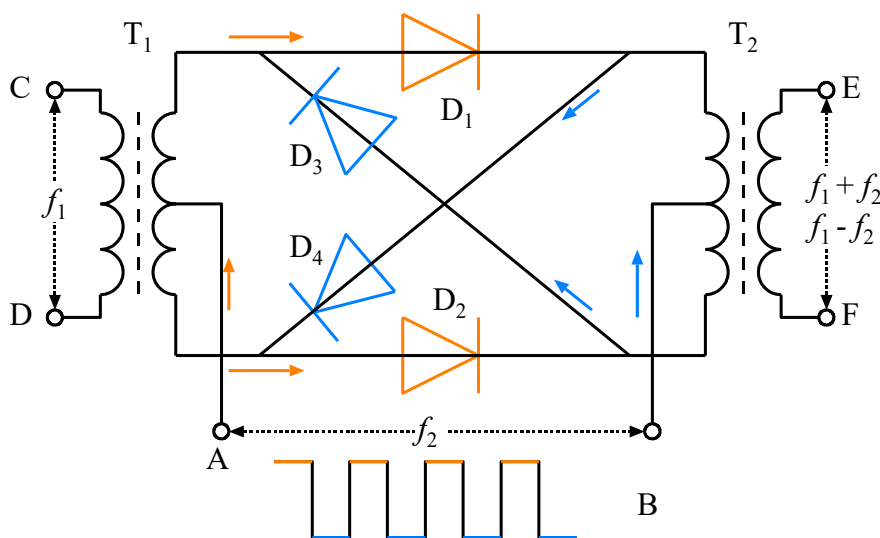
De verdwenen frequentie is f_2 . Als bij aansluiting van de schakeling wordt gezorgd dat dit de AM-draaggolffrequentie is, zijn we die kwijt. We houden een DZB-sigitaal plus modulatiefrequentie over. Die laatste is door het grote frequentieverschil met de draaggolf gemakkelijk weg te filteren. Dan blijft alleen een DZB-sigitaal over.

Met een kristalfilter met een bandbreedte van 2,7 kHz is van het op deze manier verkregen DZB-sigitaal op eenvoudige wijze EZB te maken. Filter één zijband weg, houd de andere over en klaar is Kees. Zulke filters zijn in de handel verkrijgbaar.

Samengevat: maak AM-modulatie met een enkel gebalanceerde mixer en je hebt DZB. Filter het DZB-sigitaal, zodat één zijband overblijft en je hebt EZB.

De dubbel gebalanceerde mengschakeling (DBM).

De term “enkel gebalanceerd” doet vermoeden dat er ook dubbel gebalanceerde mixers zijn. En die zijn er. Een dubbel gebalanceerde mengtrap (Engels: *Double Balanced Mixer*, afgekort *DBM*) onderdrukt beide ingangssignalen. Op de uitgang blijven som- en verschilfrequentie over. Figuur 12.4-9 toont een schema.



Figuur 12.4-9. Een dubbel gebalanceerde mengschakeling met dioden, ook wel ringmodulator of balansmodulator genoemd.

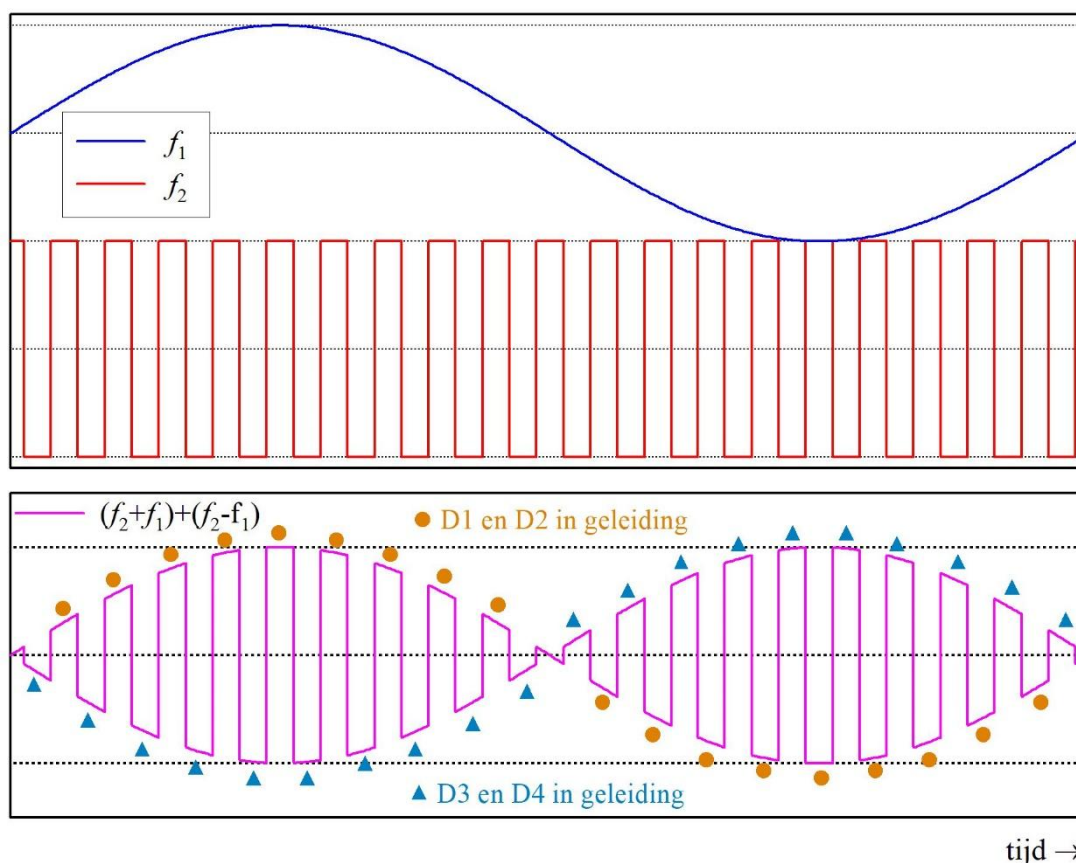
De vier dioden zijn meestal geïntegreerd op één Si-chip. De transformatoren T_1 en T_2 zijn bijna altijd mee ingebouwd in de behuizing. Nu de werking.

Frequentie f_2 krijgt een zo grote amplitude dat de dioden als schakelaars gaan fungeren. Dat schakelen werkt zo: zolang de stroom die de diode openhoudt, groter is dan een stroom in tegengestelde richting, is de som van beide een stroom in doorlaatrichting die de diode ongehinderd passeert. Maar als de diode gesperd is door een spanning in

sperrichting, krijgt een kleinere spanning in voorwaartse richting de diode niet in geleiding. Snel omschakelen wordt bevorderd door f_2 als blokgolf toe te voeren.

Als f_2 op punt A positief is (oranje bovenkanten in de blokgolf in Figuur 12.4-9), dan zijn dioden D_1 en D_2 in geleiding. De stroom volgt de oranje pijlen. D_3 en D_4 sperren. In de volgende periodehelft is f_2 op punt B positief (blauwe onderkanten blokgolf) en negatief op A. Dan geleiden D_3 en D_4 en sperren D_1 en D_2 . De stroom volgt de blauwe pijlen. In de trafo voorbij de dioden heffen de velden van de twee helften van f_2 elkaar weer op en weg is f_2 .

Frequentie f_1 komt binnen via de punten C en D en trafo T_1 . Geleiden D_1 en D_2 , dan komt er een stukje f_1 ter breedte van een halve periode van f_2 in fase op de uitgang. Slaat de geleiding van D_1 en D_2 om in geleiding door D_3 en D_4 , dan komt het volgende stukje f_1 ter breedte van een halve periode op de uitgang, maar in tegenfase. Figuur 12.4-10 laat het verloop van in- en uitgangsspanning zien.

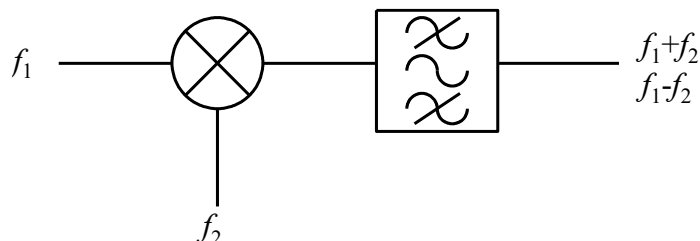


Figuur 12.4-10. Boven: invoer van f_1 (blauw) en f_2 (rood). Onder: uitvoer. De oranje bolletjes geven de delen aan waar in Figuur 12.4-9 dioden D_1 en D_2 geleiden; de blauwe driehoekjes waar D_3 en D_4 geleiden.

Zo ontstaat een golfvorm die, afgezien van de erin verwerkte blokgolf van f_2 , sterk lijkt op het DZB-signaal dat we eerder in Figuur 12.2-10 zagen. Een laagdoorlaatfilter of een

bandfilter (LC-kring) filtert de harmonischen weg en maakt zo van de blokgolf een sinus. Dan hebben we een DZB-sigitaal.

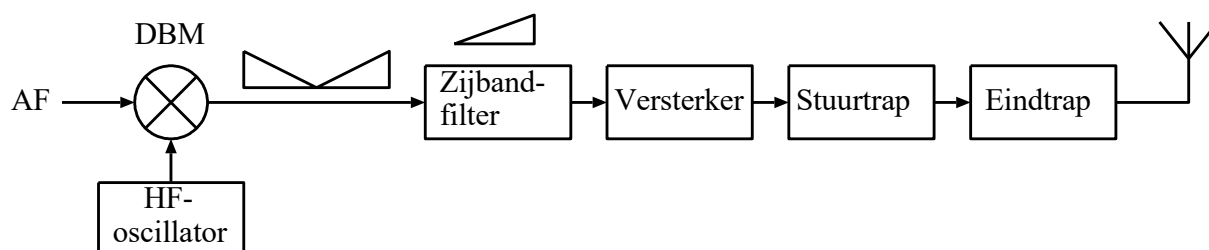
In blokschema ziet dat eruit als in Figuur 12.4-11.



Figuur 12.4-11. DBM met bandfilter levert som- en verschilfrequentie. Het bandfilter kan eventueel ook een laagdoorlaatfilter zijn. Het is bedoeld om van de harmonischen van f_2 af te komen.

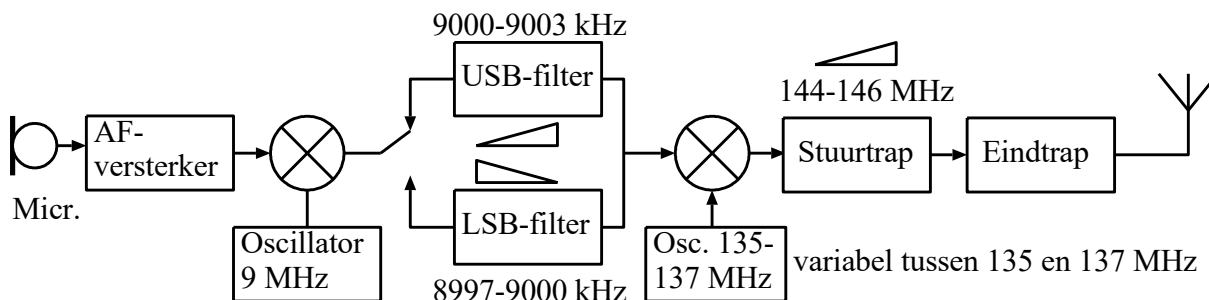
De DBM is ook te maken met bipolaire transistoren, FET's en zelfs met buizen.

Ook bij een DBM is met een scherp filter, meestal opgebouwd uit enkele kristallen, DZB om te zetten in EZB. Door de frequentie f_2 in de schakeling van Figuur 12.4-9 aan te passen, passeert óf de bovenzijband óf de onderzijband het filter en wordt resp. de onder- of bovenzijband onderdrukt. Deze manier van EZB (SSB) maken heet de *filtermethode*. Het blokschema van een eenvoudige SSB-zender kan er dan uitzien als in Figuur 12.4-12.



Figuur 12.4-12. Blokschema van een eenvoudige SSB-zender.

Figuur 12.4-13 geeft een blokschema van een USB-LSB-zender voor de amateurband 144-146 MHz. Daarin zitten twee mixers. De modulatie komt uit een 9 MHz-systeem dat vervolgens via een tweede mengschakeling naar 144-146 MHz wordt gemengd.

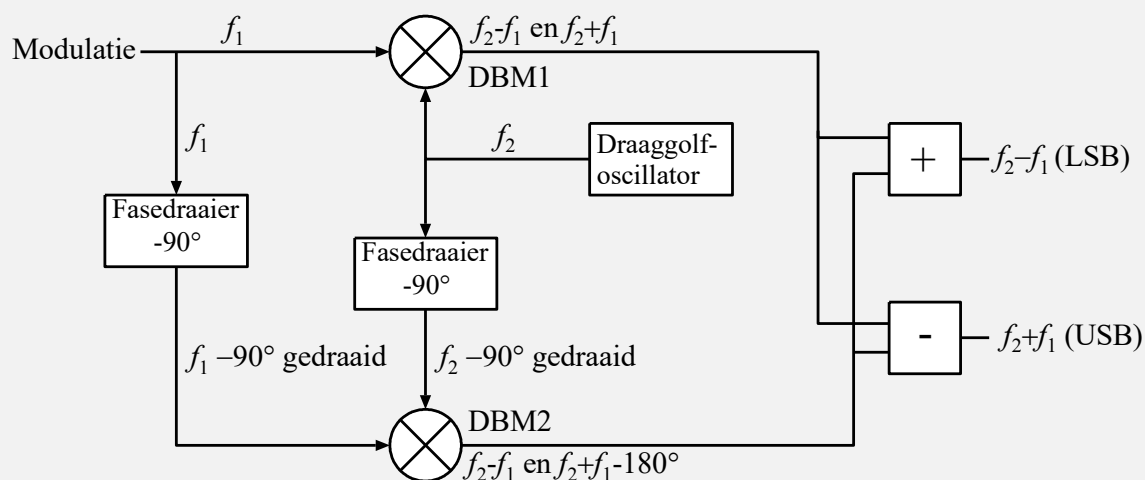


Figuur 12.4-13. Blokschema van een zender voor de amateurband 144-146 MHz.

Er is nog een andere manier, de **fasemethode**. Die valt buiten de exameneisen en is daarom uitgewerkt in een kader.

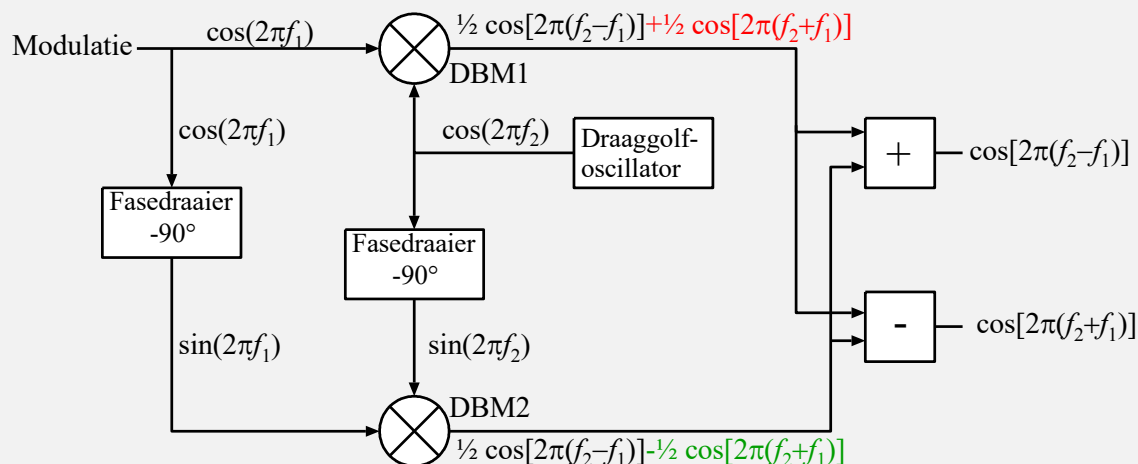
Voor de liefhebbers, géén examenstof! De fasemethode voor EZB (SSB).

Hiervoor is van zowel de modulatie die we f_1 noemen als van de draaggolffrequentie die we f_2 noemen, de oorspronkelijke versie nodig plus één die -90° in fase gedraaid is. f_1 is een frequentiegebied van 300-3000 Hz. Een fasedraaier voor zo'n breed gebied is een ingewikkeld ding dat we niet behandelen. Die voor de enkelvoudige frequentie f_2 is eenvoudiger. Het blokschema van de schakeling voor fase-SSB staat in Figuur 12.4-14.



Figuur 12.4-14. SSB via de fasemethode.

De mixer DBM1 geeft een “normaal” DZB-sigitaal. DBM2 verwerkt de in fase gedraaide signalen, geeft ook een DZB-sigitaal af, maar met de somfrequentie in tegenfase. Optellen of aftrekken van beide levert resp. de onder- of de bovenzijband. Voor de wiskundeliefhebbers onder ons een wiskundig iets “nettere” versie in Figuur 12.4-15.



Figuur 12.4-15. SSB via de fasemethode. Verschil in output tussen DBM1 en DBM2 aangegeven in **rood** en **groen**.

→ Vervolg

Door de fasedraaiing met -90 graden $= -\frac{1}{4}\pi$ wordt $\cos(2\pi f_1)$ gelijk aan $\sin(2\pi f_1)$ en hetzelfde gebeurt met $\cos(2\pi f_2) \rightarrow \sin(2\pi f_2)$. Uit de trigonometrie kennen we de gelijkheden

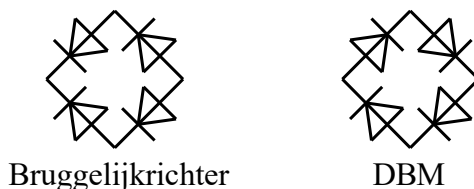
$$\cos(2\pi f_1)\cos(2\pi f_2) = \frac{1}{2}\cos[2\pi(f_1 - f_2)] + \frac{1}{2}\cos[2\pi(f_1 + f_2)] \quad (12.4-1)$$

En

$$\sin(2\pi f_1)\sin(2\pi f_2) = \frac{1}{2}\cos[2\pi(f_1 - f_2)] - \frac{1}{2}\cos[2\pi(f_1 + f_2)] \quad (12.4-2)$$

We zien dat alleen de somfrequentie van verg. (12.4-1) naar (12.4-2) van teken wisselt. Dan is het een kwestie van optellen van (12.4-1) en (12.4-2) om LSB te krijgen en (12.4-2) aftrekken van (12.4-1) om USB te krijgen.

Tot slot een opmerking. Als je de schakeling in Figuur 12.4-9 iets anders tekent, is die een ringschakeling (Figuur 12.4-16). Op het zendexamen kan een herkenningsvraag voorkomen of een ringschakeling met vier dioden een ringmodulator (DBM) is, een bruggelijkrichter of iets anders. Hoe zie je snel het verschil? Bekijk Figuur 12.4-16.



Figuur 12.4-16. Bruggelijkrichter (links) en ringmodulator (DBM) met dioden (rechts).

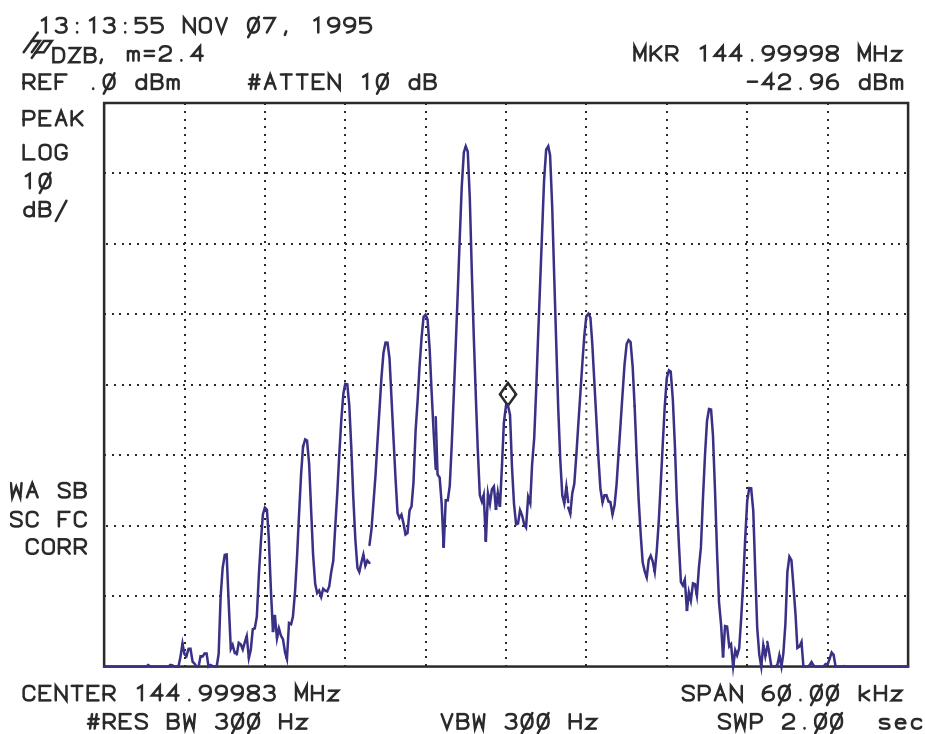
De DBM herken je zo: kies een punt tussen twee dioden. Verplaats in gedachten het punt in de geleidingsrichting van de naastliggende diode. Bij een balansmodulator kom je na vier dioden weer op je uitgangspunt uit. Bij een bruggelijkrichter stopt de route na de eerste of tweede diode, want dan volgt een diode die in tegengestelde richting staat.

Intermodulatie

In elke versterkertrap die niet lineair is en meer dan één frequentie tegelijk versterkt maken de frequenties onderling modulatieproducten. Dat heet *intermodulatie*. Volledig lineaire versterkers bestaan, zoals alle ideale schakelingen en onderdelen, niet. Elke versterker die meer dan 1 frequentie verwerkt, geeft intermodulatie. De kunst is, te zorgen dat intermodulatieproducten zo klein mogelijk blijven of verderop in de schakeling worden weggefilterd.

Als een versterker wordt overstuurd, dat wil zeggen een sterker signaal aangeboden krijgt dan hij kan verwerken, is de vervorming groot. Gaat het om een signaal van meer dan één

frequentie, dan ontstaan intermodulatieproducten. Een voorbeeld van een frequentiespectrum dat ontstaat in de eindtrap van een DZB-zender die met een enkelvoudige sinus wordt gemoduleerd, staat in Figuur 12.4-17.



Figuur 12.4-17 Intermodulatie van een DZB-sigitaal in de eindtrap van een zender (VRZA-cursus 1999)

De gewenste frequenties zijn f_1 en f_2 . De figuur zit vol met harmonischen van verschilfrequenties van het type $2f_2 - f_1$, $2f_1 - f_2$, $3f_2 - 2f_1$, $3f_1 - 2f_2$, enz. Die frequenties liggen dicht bij de gewenste frequenties, dat zijn de twee hogere pieken in het midden. Daardoor zijn ze praktisch niet zijn weg te filteren zonder ook de gewenste frequenties te verliezen. Spraak bevat veel frequenties tegelijk. Dan wordt het nog erger dan in Figuur 12.4-17.

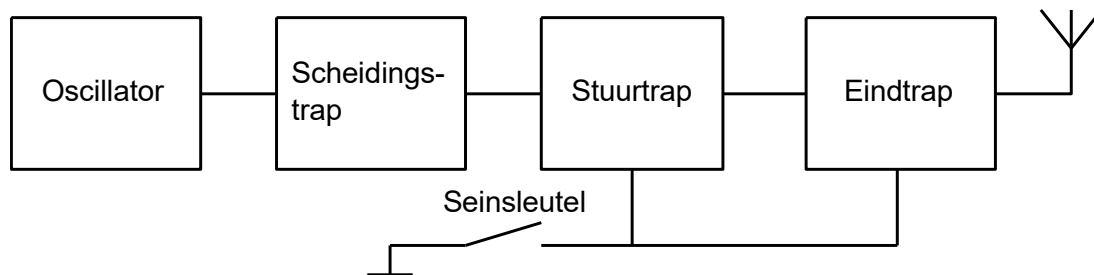
Ook de somfrequenties worden geproduceerd, maar die liggen zo ver van de gewenste frequenties af dat ze gemakkelijk zijn te onderdrukken met een laagdoorlaatfilter na de eindtrap.

Het middel om dit te voorkomen heet ALC, afkorting van *Automatic Level Control*. Dat is een systeem waarbij een deel van het signaal uit de eindtrap wordt gelijkgericht. De ontstane gelijkspanning wordt gebruikt om de versterking in de eindtrap te regelen. De exacte werking is geen examenstof.

12.4.4 Schakelingen voor CW

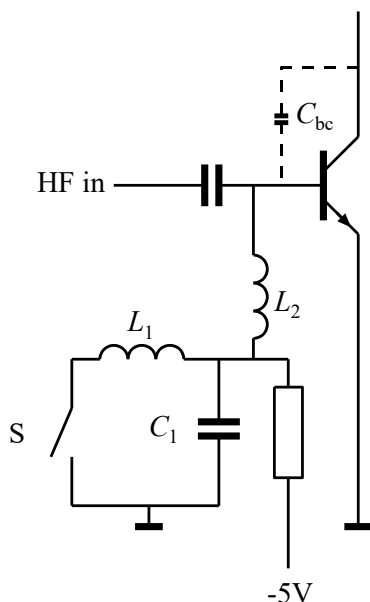
Een EZB-zender is geen eenvoudig apparaat. Vergeleken daarmee is een CW-zender een wonder van eenvoud. Als we met een seinsleutel de eindtrap aan en uit kunnen schakelen in het ritme van het signaal, zijn we in theorie klaar. Wel moeten we maatregelen nemen

tegen sleutelclicks (zie 12.2.10). Om te voorkomen dat bij open sleutel toch signaal op de antenne komt, worden in een CW-zender vaak zowel stuurtrap als eindtrap gesleuteld. Bovendien zit er tussen oscillator en stuurtrap vaak nog een scheidingstrap om te voorkomen dat de gesleutelde trap(pen) de oscillator beïnvloeden (blokschema Figuur 12.4-19).



Figuur 12.4-18. Blokschema van een CW-zender waarin stuur- en eindtrap gelijktijdig worden gesleuteld..

Rechtstreeks vermogen schakelen met de seinsleutel mag alleen als het vermogen klein is. Als een sleutel per keer openen of sluiten een aantal ampère moet verwerken, is hij snel stuk. Bij een buizenzender staat op de eindtrap al gauw 1 kV. Dat is niet wenselijk voor een metalen ding dat je met de hand bedient. Figuur 12.4-19 toont een voorbeeld waarin de basisspanning van een transistor wordt geschakeld met een seinsleutel. Dat kan bij FET's en buizen op een vergelijkbare manier. Zo komt de seinsleutel bij een buizenzender niet in contact met hoge spanningen en schakelt hij geen grote stromen.



Figuur 12.4-19. CW-transistoreindtrap met seinsleutel in het basiscircuit.

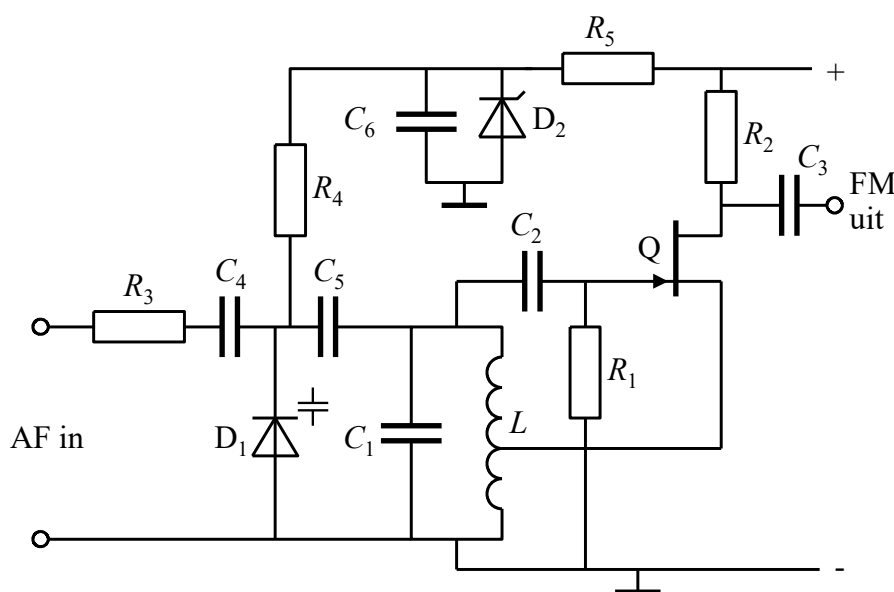
Het filter L_1C_1 onderdrukt de steile flanken die leiden tot de sleutelklik. Zo wordt de bandbreedte beperkt. L_2 onderdrukt HF voor het sleutelcircuit. Is de sleutel S open, dan ligt de basis aan (in dit geval) -5 V en spert de transistor. Maar de basis-collectorcapaciteit

C_{bc} (gestippeld in de figuur) laat dan toch nog wat HF door. Dat is niet de bedoeling. Dit effect is grotendeels te verhelpen door het sleutelcircuit ook de stuurtrap te laten aansturen.

Merk op dat de transistor in klasse C staat. Bij CW is dat, zoals al eerder opgemerkt, geen probleem, want als de sleutel gesloten is, is er maar één frequentie met één amplitude. Harmonischen worden weggefilterd in de schakeling tussen transistor en antenne die onder meer als laagdoorlaatfilter fungeert.

12.4.5 Schakelingen voor FM

FM is het eenvoudigst te maken met een oscillator waarin (een deel van) de capaciteit in de afgestemde kring uit een varicap (afstemdiode) bestaat. Zo'n schakeling kennen we uit hoofdstuk 10: de Clapp-oscillator met afstemdiode. Daarin werd de frequentie bepaald door de spanning over de afstemdiode. Het is een koud kunstje, die spanning te laten variëren met spraak die in een microfoon is omgezet in een kleine wisselspanning. Dan ontstaat FM. Figuur 12.4-20 toont als voorbeeld een Hartley-oscillator die FM maakt.



Figuur 12.4-20. FM met behulp van een varicap in een Hartley-oscillator.

De oscillator is opgebouwd rondom de FET Q. De modulatie loopt via varicap D_1 die via C_5 parallel staat aan condensator C_1 en de spoel L . De voorspanning op D_1 komt van het regelsysteem R_4 , R_5 , C_6 en zenerdiode D_2 . Die laatste is bij voorkeur voor temperatuur gestabiliseerd. De condensator C_6 helpt om ruis (deels) te verwijderen.

Voor de hoge frequenties van bijvoorbeeld de amateurband 144-146 MHz zal de frequentie van deze vrij eenvoudige oscillator meestal niet stabiel genoeg zijn. Om dat probleem op te lossen, zijn er verschillende mogelijkheden. Voorbeelden:



- De FM-modulator op een lage frequentie laten werken en die via een mengschakeling met een tweede stabiele frequentie op een hogere frequentie brengen
- De modulator opnemen in een zogenoemde fasevergrendelde lus of Phase Locked Loop (PLL). Die wordt besproken in hoofdstuk 13.

FM kan heel goed worden gebruikt voor morsetelegrafie via de in subparagraaf 12.3.4 besproken *Frequency Shift Keying* (FSK). Verbind via de sleutel het knooppunt van D₁, C₄, C₅ en R₄ met een zodanige spanning dat de frequentie met de gewenste grootte verspringt en klaar is Kees. Wordt de sleutel weer losgelaten, dan heeft de spanning op dat knooppunt weer de oude grootte en de frequentie ook.

Een andere mogelijkheid voor FSK is gebruik van een via de seinsleutel in frequentie veranderbare LF-oscillator, gekoppeld aan de modulatie-ingang van een EZB-zender.

12.4.6 Schakelingen voor PM

Echte fasemodulatoren komen in apparatuur van, zeg maar 1990 en later, niet meer voor. We hebben in subparagraaf 12.2.12 gezien dat analoge PM en FM lastig te onderscheiden zijn. Het maken van PM kan ook met een FM-modulator. Daartoe kunnen we in het LF-deel een filter opnemen waarvan de frequentiedoorlaat evenredig toeneemt met de frequentie, 6 dB per octaaf, dat is 6 dB voor elke verdubbeling van de LF-frequentie.

De verklaring is dat bij PM de frequentie van de gemoduleerde draaggolf afhangt van de snelheid van verandering van de momentele waarde van de modulerende frequentie en niet van de momentele waarde zelf, zoals bij FM. Bij een verdubbeling van de modulerende frequentie wordt ook de veranderingssnelheid van de momentele waarde van het signaal verdubbeld. Hoe hoger de modulerende frequentie bij PM, des te groter is de frequentiezwaai. Bij FM blijft de zwaai gelijk.

Voor de verstaanbaarheid van een signaal is onderdrukking van de laagste frequenties gunstig. In de meeste zenders voor spraakcommunicatie worden de lage audiofrequenties daarom verzwakt. In feite wordt zo al een benadering van PM uitgezonden. % % % % % % % % % %

12.5 De decibel en zenders

12.5.1 Basisstof

In de vorige paragraaf kwam de decibel, afgekort dB even aan de orde. Die is behandeld in Hoofdstuk 2 en er is mee gewerkt in Hoofdstuk 5. Omdat bij zowel zenders als ontvangers versterking en verzwakking vrijwel altijd in dB worden aangegeven, geven we hieronder een stukje herhaling en uitbreiding over de dB.

De decibel (dB) is het tiende deel van een bel (B). 1 B is de logaritme van de verhouding van twee vermogens, de één 10x zo groot als de andere. De definitie van bel (B) en decibel (dB) is:



$$1 \text{ B} = \log 10 = 10 \text{ dB} \quad (12.5-1)$$

Net zoals $1 \text{ m} = 10 \text{ dm}$. De uitspraak “het vermogen bedraagt 10 dB” is nietszeggend, want het “ten opzichte van” staat er niet bij. “Het uitgangsvermogen bedraagt 10 dB ten opzichte van het ingangsvermogen” zegt wel iets. Tussen in- en uitgang bedraagt de vermogensversterking dan 10 dB. Dat is een factor 10 in vermogen. Voor twee vermogens P_1 en P_2 zijn B en dB gedefinieerd volgens

$$B = \log \frac{P_1}{P_2} \quad \text{en} \quad \text{dB} = 10 \log \frac{P_1}{P_2} \quad (12.5-2)$$

Dat de dB betrekking heeft op vermogen, is internationale afspraak. Stel $P_1 = P_2$. Dan is $10 * \log(P_1/P_2) = 10 * \log 1 = 10 * 0 = 0$. We kunnen zeggen dat P_1 en P_2 0 dB verschillen als ze gelijk aan elkaar zijn. Een vermogen van 1 W is $10 \log 1000 = 30 \text{ dB}$ meer dan 1 mW. En zo is 1 kW weer 30 dB meer dan 1 W.

Op deze manier wordt de verhouding van twee vermogens uitgedrukt als macht van 10, maar dan met alleen de exponent, vermenigvuldigd met 10. Een voorbeeld: het ingangsvermogen van een versterker is 1 W en aan de uitgang levert deze versterker 100 W. De vermogensversterking is dan 100, ofwel 10^2 . In dB is dat $10 \log 10^2 = 2 \text{ B} = 20 \text{ dB}$.

Bij verzwakking krijgt de dB-waarde een minteken. 100 W in en 1 W uit is -20 dB versterking, om ons voorbeeld van zonet maar eens achterstevoren te zetten.

Doordat alleen exponenten worden geschreven, verandert de logaritme, in dit geval de dB, een vermenigvuldiging in een optelling. +10 dB betekent vermogen vermenigvuldigen met 10 en -10 dB betekent vermogen delen door 10. Zo kunnen grote versterkingen of verzwakkingen worden gevat in hanteerbare getallen.

12.5.2 Rekenen met dB

Stel dat een ontvanger (volgende hoofdstuk) aan zijn ingang 1 pW (picowatt) ontvangt, dat is 10^{-12} W . De luidspreker krijgt een audiovermogen van 1 W. Die twee zijn eigenlijk niet helemaal vergelijkbaar, want het audiosignaal zat als modulatie “verpakt” in het ontvangen signaal. Als we ons daar niets van aantrekken, kunnen we zeggen dat de vermogensversterking in de ontvanger 10^{12} is. Dat is 120 dB.

Nu wat getallen:

1. Elke verdubbeling van vermogen is 3 dB erbij, want $\log 2 \approx 0,3$. Voor de Pietlutton onder ons: 0,30103.
2. Van 1 naar 4 W is 2x verdubbelen, dus +6 dB. Van 1 naar 8 W is dan +9 dB en van 1 naar 10 W is +10 dB ($10 \log 10 = 10$).
3. +1 dB is vermenigvuldigen met ongeveer 1,25.
4. Een halvering is -3 dB, verzwakking met een factor 4 is -6 dB, enz.
5. Geen verandering is 0 dB.
6. Vervijfvoudigen? Maal 10 en delen door 2: +10 dB min 3 dB is 7 dB.



Een rekenvoorbeeld

3 dB stelt “maal 2” voor; 10 dB “maal 10, enz. We nemen nu een wat groter getal, laten we zeggen 560. Ingewikkelde opgaven los je op door ze in stukjes te breken.

560 is $10 \cdot 56$. $56 = 7 \cdot 8$. Daarmee hebben we $10 \cdot 8 \cdot 7$. De 10 is duidelijk: 10 dB. De 8 is 2^3 . In dB is dat $3 \cdot 3 \text{ dB}$ is 9 dB. Maar wat moeten we met die 7? $7^2 = 49$, dat is praktisch 50. 50 is de helft van 100. In dB wordt dat $20 - 3 = 17 \text{ dB}$. Om bij 7 te komen, moeten we daarvan de helft nemen, want 7 is afgerond $\sqrt{50}$. Dat is hetzelfde als $50^{0,5}$. In dB wordt dat de helft van 17, is 8,5. Dan hebben we de factor 560 in dB als optelling: $10 \text{ dB} + 9 \text{ dB} + 8,5 \text{ dB} = 27,5 \text{ dB}$. Omdat we met dB's vaak, maar niet altijd, in hele getallen werken, mag dat ook wel als 28 dB worden geschreven.

In dB's werk je dus niet heel nauwkeurig. Dat hoeft ook maar zelden, want de versterking in zend- of ontvangschakelingen steekt niet bijzonder nauw. De eigenschappen van versterkende elementen zijn nu eenmaal nooit heel nauwkeurig, zodat er meestal wel ergens iets op een passende waarde moet worden afgeregeld.

We zijn wel van versterkingsfactor naar dB gegaan, maar nog niet andersom, van dB naar versterkingsfactor. Laten we de 27,5 dB van zojuist terugrekenen. Dan hebben we meteen een controle. 20 dB is een factor 100. Dan houden we 7,5 dB over. Dat wordt $10^{0,75}$. Het gemakkelijkst is de zakrekenmachine. Die levert 5,62. Dan wordt het antwoord $100 \cdot 5,62 = 562$. Mooi in de buurt van de 560 waarmee we begonnen. Zonder zakrekenmachine kan het ook. De exponent van 0,75 wordt 7,5 dB. 7 dB ($10 \text{ dB} - 3 \text{ dB}$) is een factor 5. Dat wordt $5 \cdot 100 = 500$. Dan missen we de halve dB en dat is te zien aan de wat te lage uitkomst.

Voor wie daar geen genoeg mee neemt: 1 dB is een factor 1,25. $\frac{1}{2}$ dB is dan $\sqrt{1,25}$. $1,1^2 = 1,21$, dus $\frac{1}{2}$ dB is ietsje meer dan 1,1. Vermenigvuldig de gevonden 500 met 1,1 en er komt 550 uit. Netjes dicht bij de oorspronkelijke 560 en inderdaad een beetje lager.

dB in de praktijk

De dB-opgaven op het zendexamen zijn doorgaans wat minder ingewikkeld dan wat we zonet hebben gedaan. Dit ter geruststelling.

Versterkingen in dB van onderling gekoppelde versterkers worden opgeteld. Voorbeeld: voorversterker 15 dB, eindversterker 6 dB, totaal 21 dB.

Een zender is via een kabel verbonden met de antenne. Dat zijn kabels die in principe niet mogen stralen; in werkelijkheid doen ze dat altijd een klein beetje. Vaak bestaan ze uit een geïsoleerde kabel met een geleidende mantel eromheen. Meer daarover in hoofdstuk 14. Voor nu is het voldoende, te weten dat in zo'n *coaxiale kabel* verliezen optreden; meer naarmate de frequentie hoger is. Die worden meestal gegeven in dB per 100 m.

Een voorbeeld:



Bij een frequentie gaat vanuit de zender 100 W de kabel in. Het verlies in de kabel is 6 dB, een factor 4 in vermogen. Van de 100 W is dan bij de antenne $100\text{W}/4 = 25\text{W}$ over.

Er zijn ook andere typen antennekabel, zoals twee evenwijdige enkelvoudige kabels. Zeg maar twee parallelle draden. Ook die hebben verliezen.

Antennekabels komen uitvoeriger aan de orde in Hoofdstuk 14.

12.5.3 Toepassing van dB bij spanningen en stromen in plaats van vermogens.

Een spanning over een weerstand betekent opname van vermogen door de weerstand. Dat vermogen is evenredig met het kwadraat van de spanning:

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Dat houdt in dat verdubbeling van spanning geen 3 dB, maar 6 dB betekent en verviervoudiging geen 7 dB, maar 14 dB.

Voor stroom geldt hetzelfde, want

$$P = I^2 R$$

Berekeningen met dB en spanningen komen in de praktijk vaker voor dan met dB en stromen.

Een voorbeeld:

De uitgang van een zender wordt belast met een bepaalde weerstand. De effectieve spanning over de weerstand is 100 V. Deze wordt verhoogd naar 141 V.

Dan wordt het vermogen vergroot met een factor $(141/100)^2 \approx 2$. Dat wordt dus 3 dB en geen 1,5 dB!

Tabel 12.5-1 geeft dB's van 0-50 en de bijbehorende versterking van P_1 naar P_2 .

*Tabel 12.5-1. dB-waarden met bijbehorende vermogensverhouding P_2/P_1 .*

dB	P_2/P_1	dB	P_2/P_1	dB	P_2/P_1	dB	P_2/P_1
0	1,000	4,5	2,818	9	7,943	13,5	22,387
0,5	1,122	5	3,162	9,5	8,913	14	25,119
1	1,259	5,5	3,548	10	10,000	14,5	28,184
1,5	1,413	6	3,981	10,5	11,220	15	31,623
2	1,585	6,5	4,467	11	12,849	20	100,000
2,5	1,778	7	5,012	11,5	14,125	25	316,228
3	1,995	7,5	5,623	12	15,849	30	1 000
3,5	2,239	8	6,310	12,5	17,783	40	10 000
4	2,512	8,5	7,079	13	22,623	50	100 000



12.6 Opgaven

12.6.1 Opgave 12-1

Een AM-zender van een zendateur wordt gemoduleerd met spraak. De bandbreedte van het HF-signaal is ongeveer

- A. 1 kHz
- B. 3 kHz
- C. 6 kHz
- D. 10 kHz

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 



12.6.2 Opgave 12-2

Een FM-zender voor 145 MHz wordt gemoduleerd met spraak. De zwaai is 3 kHz en de modulatie-index 1. De bandbreedte van het HF-sigitaal is ongeveer:

- A. 1 kHz
- B. 3 kHz
- C. 6 kHz
- D. 12 kHz

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking





12.6.3 Opgave 12-3

In een enkelzijbandzender kiest men bij voorkeur voor een balansmodulator, omdat hiermee:

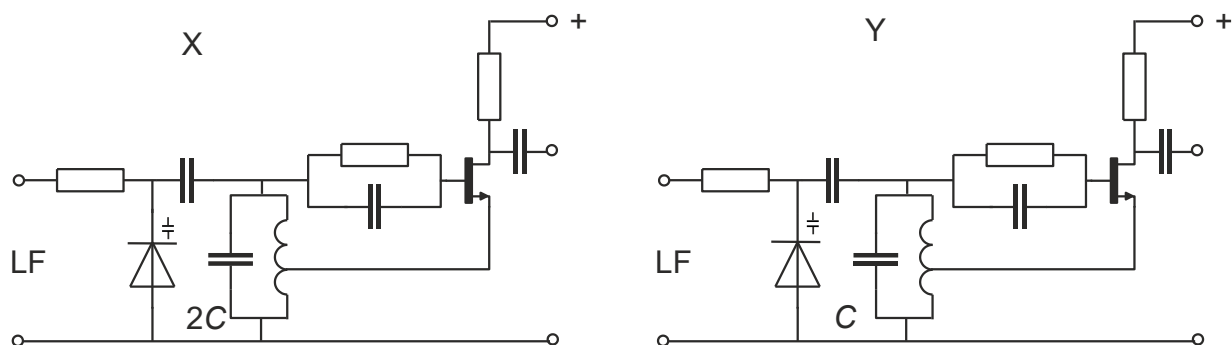
- A. Minder harmonischen ontstaan
- B. Modulatieverstoring van de eindtrap wordt voorkomen
- C. Het zendvermogen (PEP) van het uitgezonden signaal wordt verminderd
- D. De draaggolf wordt onderdrukt

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



12.6.4 Opgave 12-4

In de oscillatoren X en Y wordt frequentiemodulatie verkregen door eenzelfde LF-signaal. Behalve de aangegeven condensatoren hebben alle overeenkomstige onderdelen dezelfde waarde.



Welke bewering is juist:

- A. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y
- B. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y
- C. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y
- D. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



12.6.5 Opgave 12-5

De eindtrap van een zender staat ingesteld in klasse C. De eindtrap is geschikt voor:

- A. Alle modulatiesoorten
- B. FM en PM
- C. AM
- D. EZB

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking





12.6.6 Opgave 12-6

Bij een uitzending in 2-PSK is de bitsnelheid 30 bps. De baudsnelheid is

- A. 60 Bd
- B. 30 Bd
- C. 15 Bd
- D. 7,5 Bd

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 



12.6.7 Opgave 12-7

Van een zender die Morsecode (CW) uitzendt, moet de eindtrap staan in

- A. Klasse A
- B. Klasse B
- C. Klasse C
- D. Eén van de klassen A, AB, B of C

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking





12.6.8 Opgave 12-8

Een bitstroom van 1200 bps wordt gemoduleerd in 4-PSK. De symboolsnelheid is dan

- A. 300 Bd
- B. 600 Bd
- C. 1200 Bd
- D. 2400 Bd

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking





12.6.9 Opgave 12-9

Een bitstroom van 9600 bps wordt gemoduleerd in 16-QAM. De symboolsnelheid is

- A. 300 Bd
- B. 600 Bd
- C. 1200 Bd
- D. 2400 Bd

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 



12.6.10 Opgave 12-10

Een audiosignaal varieert van 300 tot 3000 Hz. Het wordt gemoduleerd in DZB. De bandbreedte van het zo verkregen signaal is

- A. 6000 Hz
- B. 5400 Hz
- C. 600 Hz
- D. 3000 Hz

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



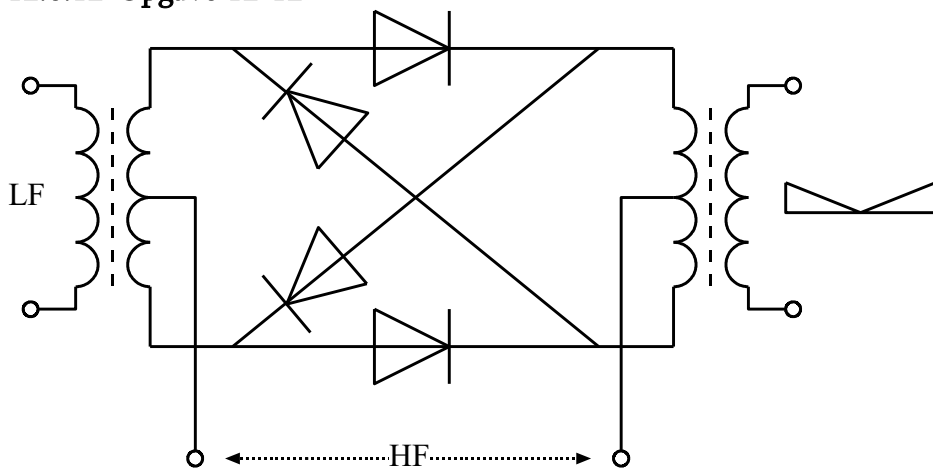
**12.6.11 Opgave 12-11**

Aan de modulator van een zender wordt een bitstroom toegevoerd. Als een bit de waarde 1 heeft, wordt een bepaalde frequentie opgewekt, als het bit de waarde 0 heeft, een andere frequentie. Deze vorm van moduleren heet:

- A. FSK
- B. FM
- C. 2-PSK
- D. 4-PSK

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 

12.6.12 Opgave 12-12



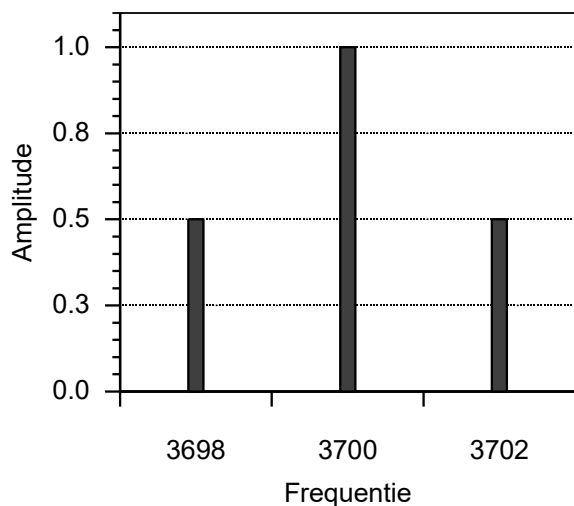
Deze schakeling is een

- A. Dubbelfasige gelijkrichter
- B. Balansmodulator (ringmodulator)
- C. Frequentieverdubbelaar
- D. Spanningsverdubbelaar

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



12.6.13 Opgave 12-13



Dit is het spectrum van

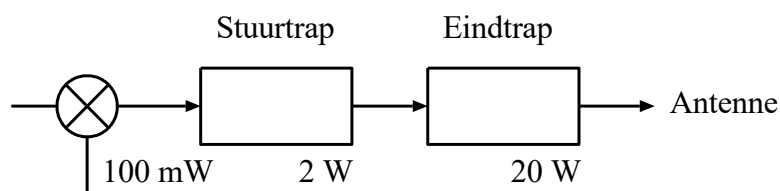
- A. Een AM-sigitaal, gemoduleerd met een enkele frequentie van 2 kHz en een modulatiepte van 100%
- B. Een AM-sigitaal, gemoduleerd met een enkele frequentie van 2 kHz en een modulatiepte van 50%
- C. Een AM-sigitaal, gemoduleerd met spraak van 2 kHz bandbreedte en een modulatiepte van 100%
- D. Een AM-sigitaal, gemoduleerd met spraak van 2 kHz bandbreedte en een modulatiepte van 50%

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking



12.6.14 Opgave 12-14

Een zender heeft na de modulator een stuurtrap en een eindtrap. De stuurtrap ontvangt uit de modulatieschakeling een vermogen van 100 mW. De stuurtrap levert aan de eindtrap 2 W. De eindtrap levert vervolgens 20 W aan de antennekabel. Deze kabel is 50 m lang en heeft een verlies van 6 dB per 100 m.



De totale versterking tot aan de antenne bedraagt

- A. 13 dB
- B. 23 dB
- C. 20 dB
- D. 30 dB

Antwoord gevonden? Naar de uitwerking 



12.7 Uitwerkingen van de opgaven

12.7.1 Uitwerking van Opgave 12-1

Een AM-zender wordt gemoduleerd met spraak. De bandbreedte van het HF-sigitaal is ongeveer

- A. 1 kHz
- B. 3 kHz
- C. **6 kHz**
- D. 10 kHz

Uitwerking

Bij amplitudemodulatie zit de modulatie in beide zijbanden. Goed verstaanbare spraak omvat frequenties tot ongeveer 3 kHz (300-3000 Hz). Dan loopt de frequentie van het gemoduleerde AM-sigitaal van draaggolffrequentie minus 3 kHz tot draaggolffrequentie plus 3 kHz. Tussen hoogste en laagste frequentie zit 2 maal 3 kHz is 6 kHz. Antwoord C is dus goed.

Opmerking

Soms kom je voor spraakfrequenties ook het bereik 300-2700 Hz tegen. Dan wordt de uitkomst 5,5 kHz.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.2 Uitwerking van Opgave 12-2

Een FM-zender voor 145 MHz wordt gemoduleerd met spraak. De zwaai is 3 kHz en de modulatie-index 1. De bandbreedte van het HF-signaal is ongeveer:

- A. 1 kHz
- B. 3 kHz
- C. 6 kHz
- D. 12 kHz

Uitwerking

De bandbreedte van een gemoduleerd FM-signaal is altijd groter dan die van het modulerende signaal. Dat sluit antwoorden A en B uit. Onder de bandbreedte van een FM-signaal wordt de frequentieband verstaan waarbinnen 99% van het uitgezonden vermogen valt. Die wordt bij een modulatie-index $m = 1$ bij benadering berekend met de vuistregel volgens vergelijking (12.2-7):

$$B \approx 2f_i \left(1 + \frac{\Delta f}{f_i} \right) = 2f_i(1 + m)$$

Daarin is f_i de bandbreedte van het modulerende signaal en Δf de zwaai. Beide zijn 3 kHz, want $m = 1$, zodat $B \approx 12$ kHz; antwoord D.

[Terug naar de opgave](#)[Naar de volgende opgave](#)



12.7.3 Uitwerking van Opgave 12-3

In een enkelzijbandzender kiest men bij voorkeur voor een balansmodulator, omdat hiermee:

- A. Minder harmonischen ontstaan
- B. Modulatieverstoring van de eindtrap wordt voorkomen
- C. Het zendvermogen (PEP) van het uitgezonden signaal wordt verminderd
- D. De draaggolf wordt onderdrukt**

Uitwerking

In een balansmodulator wordt de draaggolf onderdrukt, zodat daarna alleen nog één zijband via een (kristal)filter hoeft te worden onderdrukt. Antwoord D.



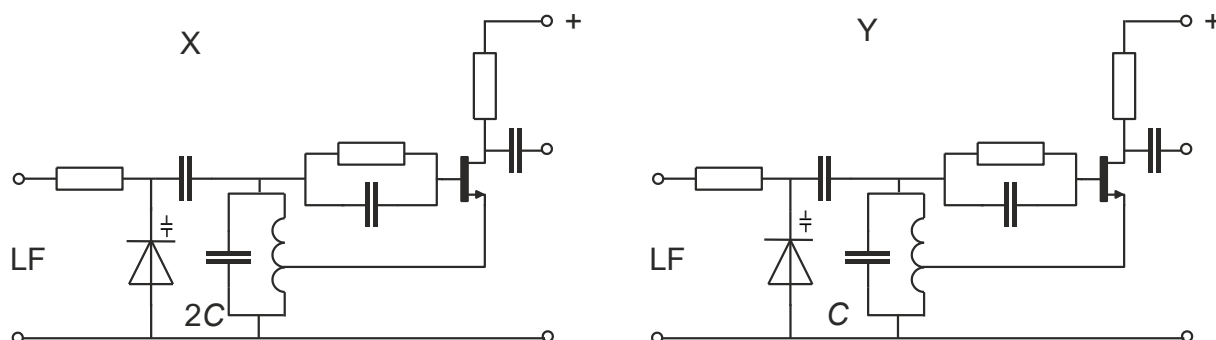
Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



12.7.4 Uitwerking van Opgave 12-4

In de oscillatoren X en Y wordt frequentiemodulatie verkregen door eenzelfde LF-signaal. Behalve de aangegeven condensatoren hebben alle overeenkomstige onderdelen dezelfde waarde.



Welke bewering is juist:

- A. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y
- B. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is lager dan die van Y
- C. X geeft een kleinere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y
- D. X geeft een grotere frequentiezwaai dan Y en de oscillatorfrequentie van X is hoger dan die van Y

Uitwerking

Schakeling X heeft een 2x zo grote vaste capaciteit in de LC-kring als schakeling Y. Dat betekent dat de frequentie van X lager is dan die van Y. Daarmee vallen de antwoorden C en D af.

De capaciteitsdiode geeft bij gelijke LF-aansturing een gelijke capaciteitsverandering. Ten opzichte van $2C$ is die echter kleiner dan ten opzichte van C . Daarmee is de frequentiezwaai bij X kleiner dan bij Y. Dan blijft antwoord A over.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.5 Uitwerking van Opgave 12-5

De eindtrap van een zender staat ingesteld in klasse C. De eindtrap is geschikt voor:

- A. Alle modulatiesoorten
- B. FM en PM**
- C. AM
- D. EZB

Uitwerking

Een eindtrap in klasse C snijdt een deel van het signaal weg. Daarbij blijft de frequentie onaangetast, maar de amplitude niet. Alles waarbij de informatie in een veranderende amplitude zit, wordt dan ook (ernstig) vervormd. Een eindtrap in klasse C is dus alleen geschikt voor modulatiesoorten waarbij de informatie niet afhangt van de amplitude. Dat zijn hier frequentie- en fasemodulatie. Antwoord B.

Opmerking

Een eindtrap in klasse C is ook geschikt voor CW, maar dat wordt hier niet gevraagd.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.6 Uitwerking van Opgave 12-6

Bij een uitzending in 2-PSK is de bitsnelheid 30 bps. De baudsnelheid is:

- A. 60 Bd
- B. 30 Bd**
- C. 15 Bd
- D. 7,5 Bd

Uitwerking

Bij 2-PSK (=BPSK) wordt per fase 1 bit gemaakt. Daarmee is de bitsnelheid gelijk aan de baudsnelheid. Die laatste geeft symbolen (tekens) per seconde en als 1 bit 1 symbool is, is de baudsnelheid gelijk aan de bitsnelheid. Antwoord B dus.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.7 Uitwerking van Opgave 12-7

Van een zender die Morsecode (CW) uitzendt, moet de eindtrap staan in

- A. Klasse A
- B. Klasse B
- C. Klasse C
- D. **Eén van de klassen A, AB, B of C**

Uitwerking

CW kan in alle klassen van instelling worden uitgezonden. De zender zendt of zendt niet. Daarin zit de informatie (wel of geen draaggolf). Elke klasse van uitzending werkt daarom: antwoord D.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.8 Uitwerking van Opgave 12-8

Een bitstroom van 1200 bps wordt gemoduleerd in 4-PSK. De symboolsnelheid is dan

- A. 300 Bd
- B. 600 Bd**
- C. 1200 Bd
- D. 2400 Bd

Uitwerking

In 4-PSK zijn er vier fasemogelijkheden op afstanden van 90° . Daarmee is een symbool 2 bits (vergelijk: met 2-PSK is een symbool 1 bit, met 8 PSK 3 bits, enz). Dan is de symboolsnelheid de helft van de bitsnelheid. $1200/2$ is 600. Antwoord B.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.9 Uitwerking van Opgave 12-9

Een bitstroom van 9600 bps wordt gemoduleerd in 16-QAM. De symboolsnelheid is

- A. 38400 Bd
- B. 1200 Bd
- C. 4800 Bd
- D. **2400 Bd**

Uitwerking

De mode 16-QAM heeft 4 bits per symbool ($16 = 2^4$). Dan is de symboolsnelheid (baud rate) $\frac{1}{4}$ van de bitsnelheid van 9600 bps is 2400 Bd. Antwoord D.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



**12.7.10 Uitwerking van Opgave 12-10**

Een audiosignaal varieert van 300 tot 3000 Hz. Het wordt gemoduleerd in DZB. De bandbreedte van het zo verkregen signaal is

- A. 6000 Hz
- B. 5400 Hz
- C. 600 Hz
- D. 3000 Hz

Uitwerking

De bandbreedte van elk signaal in de AM-familie (DZB is AM zonder draaggolf) wordt bepaald door de hoogste te moduleren frequentie, in dit geval 3000 Hz. Er zijn twee zijbanden. Elke zijband is $3000 \text{ Hz} - 300 \text{ Hz} = 2700 \text{ Hz}$ breed. Dat lijkt te leiden naar antwoord B. Maar de twee zijbanden liggen ook nog eens $2 \times 300 \text{ Hz} = 600 \text{ Hz}$ uit elkaar. Met de $2 \times 2700 \text{ Hz} = 5400 \text{ Hz}$ van de beide zijbanden samen, draait dat uit op een totale bandbreedte van 6000 Hz. Antwoord A.



Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave





12.7.11 Uitwerking van Opgave 12-11

Aan de modulator van een zender wordt een bitstroom toegevoerd. Als een bit de waarde 1 heeft, wordt een bepaalde frequentie opgewekt, als het bit de waarde 0 heeft, een andere frequentie. Deze vorm van moduleren heet:

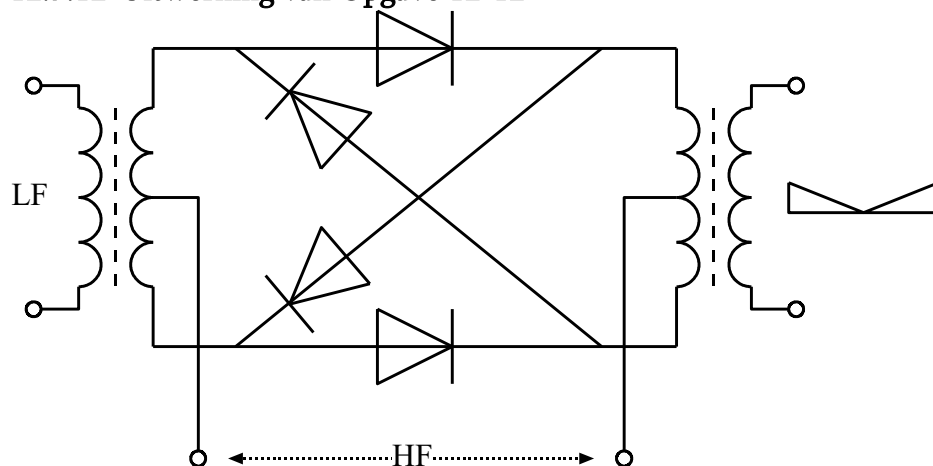
- A. FSK
- B. FM
- C. 2-PSK
- D. 4-PSK

Uitwerking

Een frequentiesprong bij een overgang $1 \rightarrow 0$ - of $0 \rightarrow 1$ heet Frequency Shift Keying, FSK. FM is een analoge modulatievorm en de PSK's zijn vormen van digitale fasemodulatie. Antwoord A.

[Terug naar de opgave](#)[Naar de volgende opgave](#)

12.7.12 Uitwerking van Opgave 12-12



Deze schakeling is een

- A. Dubbelfasige gelijkrichter
- B. Balansmodulator (ringmodulator)**
- C. Frequentieverdubbelaar
- D. Spanningsverdubbelaar

Uitwerking

Dat het hier gaat om een balans- of ringmodulator is snel af te leiden uit het patroon van de vier dioden: start in doorlaatrichting vanaf een willekeurige diode en je kunt een geleidend pad trekken van diode naar diode zonder in de trafo's terecht te komen (dit is een soort ezelsbrug). Bij een tweefasige gelijkrichter lukt dat niet. De frequentie- en spanningsverdubbelaar zijn onzin-antwoorden, dus het juiste antwoord is B. Je ziet dat ook aan het symbool rechts: er komt DZB uit.

Opmerking

Nog een manier om te zien dat je met een modulator te maken hebt: er gaat tegelijk LF en HF in.

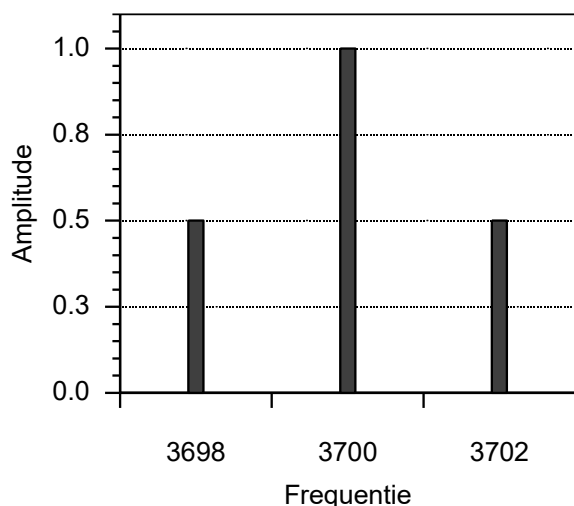


Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



12.7.13 Uitwerking van Opgave 12-13



Dit is het spectrum van

- A. Een AM-signaal, gemoduleerd met een enkele frequentie van 2 kHz en een modulatie diepte van 100%
- B. Een AM-signaal, gemoduleerd met een enkele frequentie van 2 kHz en een modulatie diepte van 50%
- C. Een AM-signaal, gemoduleerd met spraak van 2 kHz bandbreedte en een modulatie diepte van 100%
- D. Een AM-signaal, gemoduleerd met spraak van 2 kHz bandbreedte en een modulatie diepte van 50%

Uitwerking

AM heeft een draaggolf en twee zijbanden. Bij modulatie met één frequentie en 100% modulatie diepte hebben de zijbanden elk de halve amplitude van de draaggolf. De modulatie diepte in de figuur is daarom 100 %, want beide zijbanden reiken tot de helft van de amplitude van de draaggolf. Daarmee vallen de antwoorden B en D af, want dan zou de amplitude van de zijbanden 25% van die van de draaggolf zijn.

Aan weerskanten van de draaggolffrequentie zien we op afstanden van 2 kHz één frequentie. Dat kan geen spraak zijn, want dat is een mengelmoes van frequenties en amplitudes. Daarmee valt ook antwoord D af en blijft A als enig juist antwoord over.



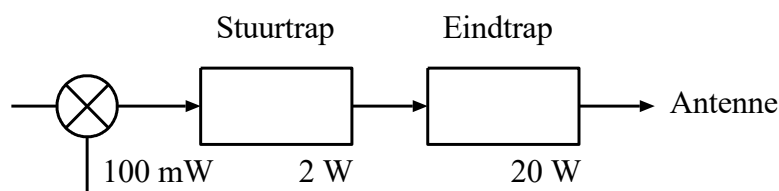
Terug naar de opgave

Naar de volgende opgave



12.7.14 Uitwerking van Opgave 12-14

Een zender heeft na de modulator een stuurtrap en een eindtrap. De stuurtrap ontvangt uit de modulatieschakeling een vermogen van 100 mW. De stuurtrap levert aan de eindtrap 2 W. De eindtrap levert vervolgens 20 W aan de antennekabel. Deze kabel is 50 m lang en heeft een verlies van 6 dB per 100 m.



De totale versterking tot aan de antenne bedraagt

- A. 13 dB
- B. 23 dB
- C. 20 dB**
- D. 30 dB

Uitwerking

De stuurtrap ontvangt 100 mW is 0,1 W en levert 2 W. Dat is een vermogensversterking van 20x, 10dB + 3 dB=13 dB. De eindtrap versterkt van 2 naar 20 W, is 10 dB. Samen 23 dB.

Maar de kabel naar de antenne levert verlies op. -6 dB per 100 m. Voor 50 m kabel is dat -3 dB. Die moet worden verrekend met de al gevonden 23 dB. Het resultaat is 20 dB.

Antwoord C.



Terug naar de opgave