



Inhoudsopgave

13	Ontvangers, fasevergrendelde lus, digitale techniek	13-3
13.1	Wat leer je in dit hoofdstuk	13-3
13.2	Ontvangers	13-3
13.2.1	Inleiding	13-3
13.2.2	Kristalontvanger: de eenvoudigste van allemaal	13-3
13.2.3	Rechtuitontvangers	13-4
13.2.4	De regeneratieve ontvanger	13-5
13.2.5	De superheterodyne-ontvanger (de super)	13-7
13.2.6	Frequentiefilters voor MF	13-12
13.2.7	Ongewenste effecten in een (dubbel)super	13-13
13.2.8	Enkele begrippen en grootheden bij ontvangers.....	13-13
13.3	Detectieschakelingen	13-16
13.3.1	Omhullende-detector (AM)	13-16
13.3.2	Detectie van DZB	13-16
13.3.3	Detectie van EZB.....	13-17
13.3.4	USB die LSB wordt (en omgekeerd)	13-18
13.3.5	Detectie van CW-signalen	13-18
13.3.6	Ontvangers voor directe conversie (DC-ontvanger)s.....	13-18
13.3.7	Detectie van FM-signalen	13-19
13.4	Transceivers (zendontvangers)	13-23
13.5	De S-meter	13-24
13.6	Phase Locked Loop (PLL) of fasevergrendelde lus.....	13-24
13.6.1	Doel en werking van een PLL	13-24
13.6.2	De PLL als FM-detector	13-26
13.6.3	De PLL als frequentiesynthesizer	13-26
13.6.4	Zenden met een PLL	13-27
13.7	Van analoog naar digitaal en terug	13-28
13.7.1	Inleiding	13-28
13.7.2	Bemonstering van analoge signalen	13-28



13.7.3	Valkuilen bij signaalbemonstering; de regel van Nyquist-Shannon, aliasing	13-29
13.7.4	Convolutie	13-31
13.7.5	Anti-aliasfilter	13-32
13.7.6	Omzetting van analoog naar digitaal; kwantiseringsruis	13-32
13.7.7	Signaalbewerking 1: FIR en IIR	13-33
13.7.8	Signaalbewerking 2: Fourier en het frequentiedomein.....	13-37
13.7.9	Directe digitale frequentiesynthese (DDS).....	13-39
13.7.10	Samengevat.....	13-40

13 Ontvangers, fasevergrendelde lus, digitale techniek

13.1 Wat leer je in dit hoofdstuk

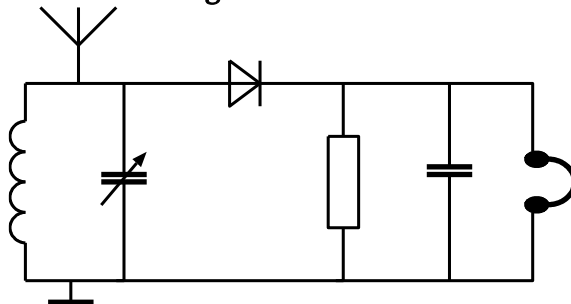
- De werking van ontvangers, van de simpele antieke kristalontvanger en de rechteuitontvanger naar modernere ontvangers met frequentie-omzetting (super of voluit superheterodyne) en dubbele frequentieomzetting (dubbelsuper).
- Ongewenste frequenties in een super; hoe ze te vermijden. Nut van een verzwakker.
- Spiegelfrequenties; hoe ontstaan ze en wat kun je eraan doen. Veraf-selectiviteit.
- Nabij-selectiviteit in supers.
- Ruis, ruisgetal, faseruis.
- Detectieschakelingen voor AM, dubbel- en enkelzijband, CW (morsetelegrafie), FM en PM en ontvangers voor directe conversie (DC), transceivers.
- Fasevergrendelde lus, of Phase Locked Loop (PLL), VCO (Voltage Controlled Oscillator). PLL-toepassingen bij FM-detectie, frequentiesynthese en als bouwsteen van zenders.
- Signaalbemonstering en valkuilen die daarbij kunnen optreden als voorbereiding op digitale signaalbewerking en verwerking, aliasing en anti-alias-filters.
- Analooeg naar digitaal conversie (ADC). Alleen de toepassing, niet de werking.
- Digitale signaalbewerking met *Finite* en *Infinite Impulse Response* filters, afgekort FIR en IIR.
- Een korte inleiding tot signaalbewerking via digitale varianten van de Fouriertransformatie met *Discrete Fourier Transform* (DFT) en *Fast Fourier Transform* (FFT).
- Een beknopte inleiding tot DDS (*Direct Digital Synthesis*, directe digitale synthese).

13.2 Ontvangers

13.2.1 Inleiding

Een ontvanger dient om een ergens ter wereld uitgezonden signaal te selecteren en terug te brengen tot de modulatie die er in de zender in is “verpakt”. Dat heet *detectie* of *demodulatie*. We bekijken verschillende soorten ontvangers, van simpel tot ingewikkeld.

13.2.2 Kristalontvanger: de eenvoudigste van allemaal

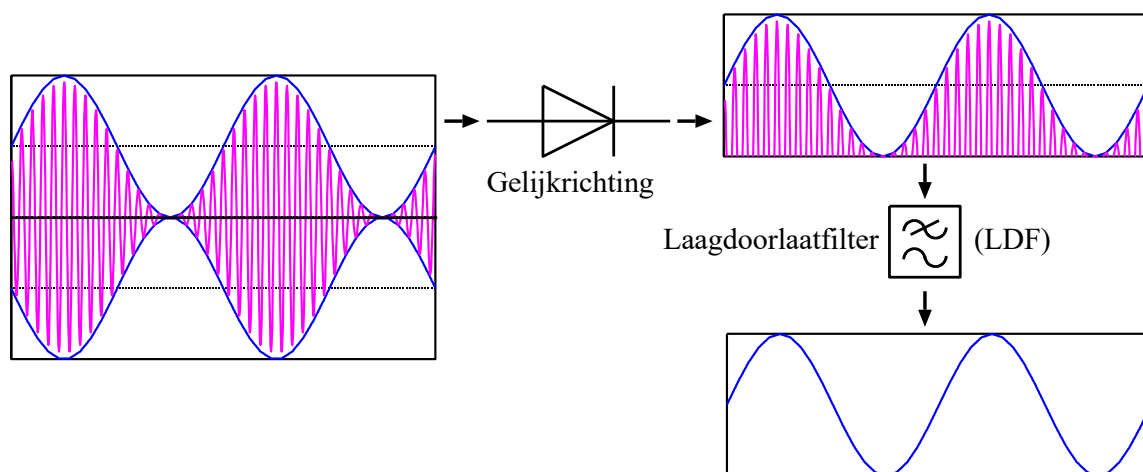


Figuur 13.2-1. Kristalontvanger.

Figuur 13.2-1 toont een schema van een kristalontvanger. Zo'n ontvanger versterkt niet. Hij verwerkt AM. Het is een ding uit de oertijd van de radio.

Een afstembare parallelkring dient voor zenderselectie. Heel effectief is dat niet. Vanuit de antenne komen allerlei signalen de ontvanger in. Stel dat de afstemkring een Q van 100 heeft (dat is hoog) en op 1000 kHz wordt gebruikt. Dan is de bandbreedte (de afstand tussen de -3 dB-punten, zie hoofdstuk 5) gelijk aan $1000\text{kHz}/100 = 10\text{ kHz}$. Het naastliggende station zit op die frequentie ("middengolf") meestal 9 kHz verderop. Dat wordt dan een kleine 3 dB verzwakt. Dat verschil is net hoorbaar. Er kunnen dan ook gemakkelijk meerdere zenders tegelijk te horen zijn.

Doordat versterking ontbreekt, is het signaal zwak. De gelijkrichtdiode is bij voorkeur een Ge-type met de bij Ge horende lage drempelspanning. Figuur 13.2-2 toont wat er gebeurt.

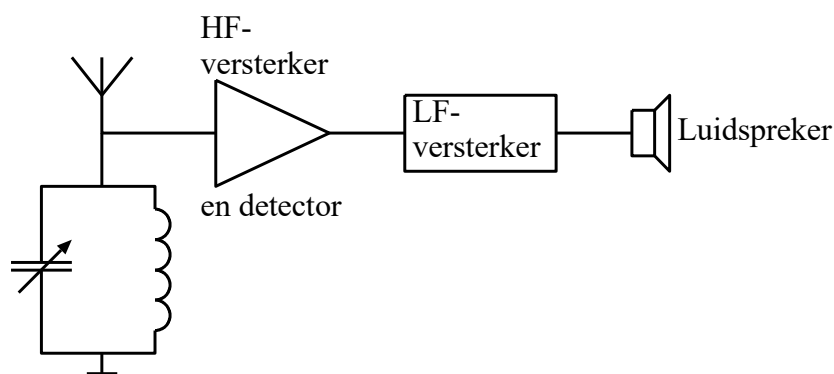


Figuur 13.2-2. Detectie met diode en laagdoorlaatfilter van een AM-signaal.

De diode richt het AM-signaal gelijk. De vaste condensator onderdrukt het hoogfrequent. Dan blijft één kant van de omhullende over. Die heeft dezelfde vorm als de modulatie (Hoofdstuk 12). Zo wordt uit een AM-signaal de oorspronkelijke modulatie teruggehaald, = gedetecteerd of gedemoduleerd. De schakeling is een *detector* of *demodulator*. De weerstand parallel aan de condensator is de belasting. Die moet zo laag zijn dat de uitgangsspanning de omhullende volgt. De weerstand moet ook niet te laag zijn. Dat vermindert de Q onnodig. Dat is slecht voor de selectiviteit. Het gedetecteerde signaal is te zwak om een luidspreker aan te sturen. Het blijft bij een (hoogohmige) koptelefoon.

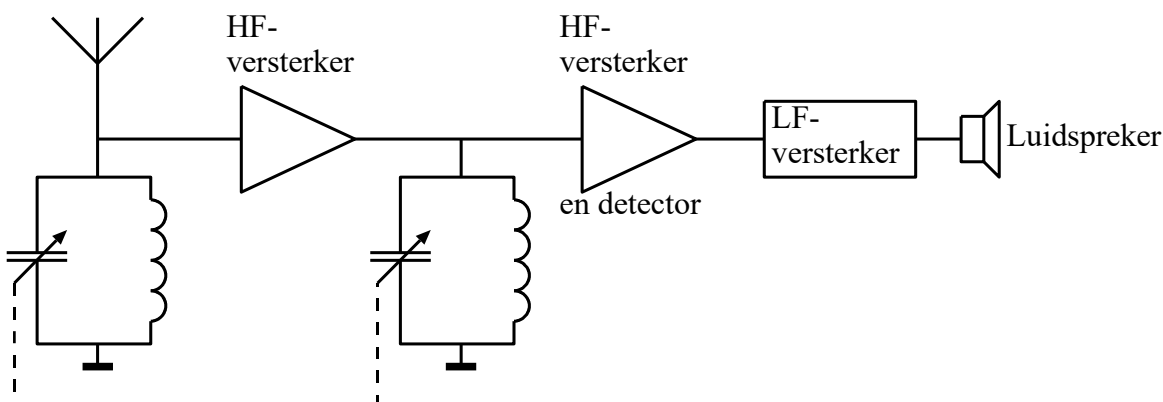
13.2.3 Rechtoontvangers

In een rechtoontvanger zit een HF-versterker. Het signaal wordt geselecteerd via een LC-kring, versterkt en met een detector (Figuur 13.2-2) omgezet in audio en versterkt om een koptelefoon of luidspreker te kunnen aansturen (Figuur 13.2-3). Een klassieke rechtoontvanger is alleen geschikt voor AM.



Figuur 13.2-3 Blokschema van een rechtuit-ontvanger met één afstemkring.

Met twee afgestemde kringen in plaats van één en een extra HF-versterker kunnen selectiviteit en gevoeligheid worden vergroot (Figuur 13.2-4).



Figuur 13.2-4 Rechtiuontvanger met HF-versterker en twee gelijklopende afstemkringen. De stippellijn geeft de koppeling van de afstemcondensatoren weer.

De beide afstemcondensatoren zijn gelijk en hebben de roteren mechanisch gekoppeld doordat ze samen op één as zitten. Als de twee spoelen gelijk zijn, zijn de kringen bij elke stand van de afstemcondensator op dezelfde frequentie in resonantie.

De selectiviteit op de korte golf is praktisch nooit voldoende. Bij een Q van 100 zit de -3 dB-bandbreedte op de 7 MHz amateurband op $7 \text{ MHz} / 100 = 70 \text{ kHz}$. Een tweede afstemkring maakt van die -3 dB-punten -6 dB-punten. Dan zijn signalen ruim voorbij die punten nog steeds goed hoorbaar. Met een goede amateurontvanger voor AM zou je alleen iets moeten kunnen horen op een breedte van 6 kHz, meer dan 10x zo smal dus.

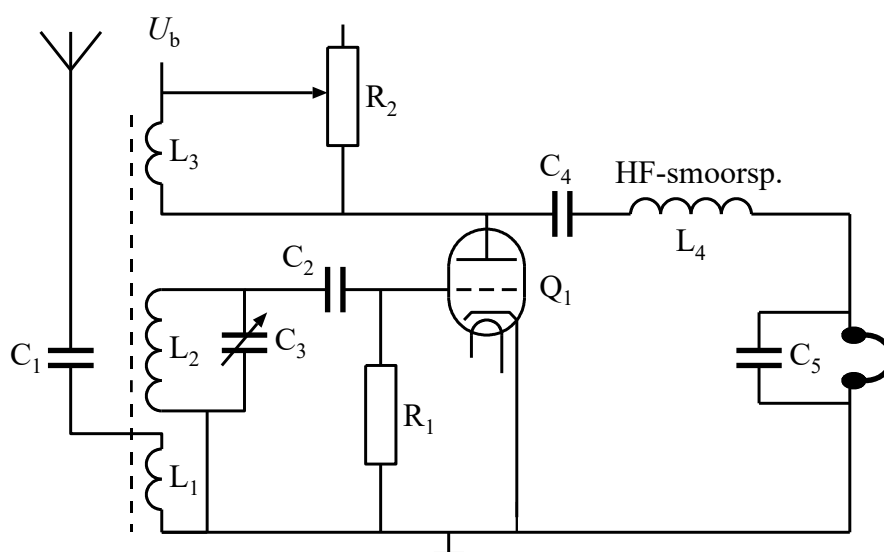
13.2.4 De regeneratieve ontvanger

Een verbetering, maar één met bezwaren, is/was de zogenoemde regeneratieve ontvanger. De verbetering is dat een deel van het versterkte HF-vermogen wordt teruggekoppeld naar de afgestemde kring. Daarmee worden de kringverliezen verkleind, zodat Q hoger wordt, de selectiviteit beter en de versterking groter. Het risico is, dat deze positieve

terugkoppeling kan leiden tot een oscillerende ontvanger. Samen met de antenne wordt dat een zender ontvanger.

De uitgezonden frequentie mengt zich met het ontvangen signaal. Gevolg: kleine frequentieverschillen en dus janktonen. Het verschijnsel had de bijnaam “Mexicaanse hond”. Stond zo’n ontvanger te oscilleren, dan genoten de burens mee. Maar de ontvanger was betaalbaar en vrij eenvoudig zelf te bouwen. Vóór Wereldoorlog II was dit dan ook het instrument waarmee amateurs de amateurbanden beluisterden.

Een voorbeeld van een eenvoudige regeneratieve ontvanger is het schema in Figuur 13.2-5. Om in stijl te blijven, is het schema opgebouwd rondom een triode.



Figuur 13.2-5. Schema van een eenvoudige regeneratieve ontvanger.

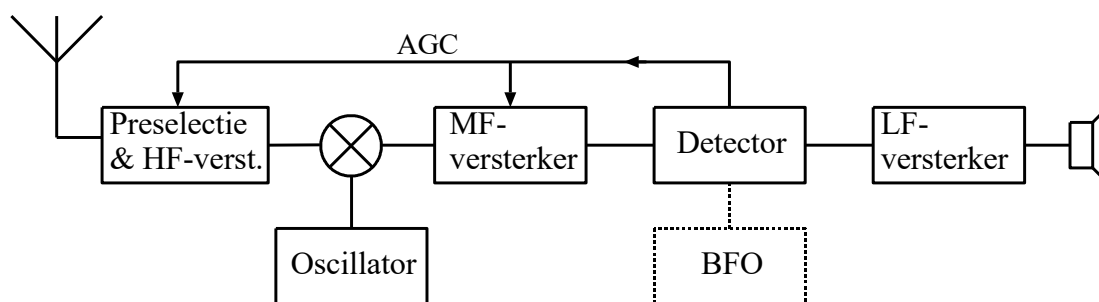
De antenne is via L_1 inductief gekoppeld met de afstemkring L_2 - C_3 . Die stuurt via C_2 het rooster van triode Q_1 aan. Q_1 versterkt het signaal dat via de anode terechtkomt op L_3 , waar ook de anodestroom doorheen loopt. Die koppelt het signaal in fase terug naar het rooster via de inductieve koppeling L_3 - L_2 . Om oscilleren te voorkomen, vormt R_2 een instelbare shunt om L_3 . R_2 wordt zo ingesteld dat de schakeling net niet oscilleert. Rechts in het schema gaat het gedetecteerde signaal via de HF-smoorspoel naar de koptelefoon.

Detectie verloopt via een stokoude techniek die “roosterdetectie” heet. Die gebruikt de kromme triodekarakteristiek die ontstaat als het rooster een deel van een signaalperiode positief is ten opzichte van de kathode. Een deel van het AM-signaal wordt als het ware gemengd met zichzelf. Daarbij wordt de oorspronkelijke modulatie gedetecteerd. Ook het AM-signaal zelf wordt versterkt. Dat moet ook wel, anders werkt de terugkoppeling niet.

Deze techniek dateert van het jaar 1914 en is achterhaald door een techniek uit 1918. Die laatste is de superheterodyne-ontvanger, afgekort tot *super*. De super was ooit een dure aanschaf en veel amateurs behielpen zich nog lange tijd met de regeneratieve ontvanger.

13.2.5 De superheterodyne-ontvanger (de super)

Een super is gebaseerd op een mengschakeling (Hoofdstuk 12). Die zet de ontvangen frequentie om naar een vaste frequentie waarop een goede selectie van te ontvangen stations mogelijk is. Die frequentie heet *middenfrequentie* (*MF*), omdat hij tussen het HF-deel en het audio-deel van de ontvanger zit. Het blokschema van een super kan er bijvoorbeeld uitzien als Figuur 13.2-6.



Figuur 13.2-6. Blokschema van een superheterodyne-ontvanger.

De eerste trap is meestal een afgestemde kring met HF-versterker. De oscillator- en preselectiekringen zijn via de as van hun afstemcondensatoren zo gekoppeld, dat het verschil tussen oscillator- en ontvangstfrequentie gelijk blijft. Zo krijg je via *boven- of ondermenging* een vaste middenfrequentie. Bij bovenmenging is de oscillatorfrequentie hoger dan de te ontvangen frequentie, bij ondermenging lager. Nu de werking:

- De HF-versterker/preselectietrap versterkt het signaal aan de ingang en bepaalt mede de gevoeligheid van de ontvanger. De trap bevat meestal een bandfilter dat vooral de verafgelegen frequenties onderdrukt (*preselectie*). De mate van onderdrukking van die frequenties heet dan ook *veraf-selectiviteit*.
- De mengtrap levert de verschilfrequentie van signaal- en oscillatorfrequentie. Dat is de middenfrequentie.
- In de MF-versterker bepaalt het MF-filter de bandbreedte van de ontvanger en daarmee de selectiviteit. Dat is de *nabij-selectiviteit*.
- De detector detecteert de oorspronkelijke modulatie.
- Het gedetecteerde signaal gaat naar de LF-versterker. Een deel ervan wordt gelijkgericht. De ontstane gelijkspanning is evenredig met de signaalamplitude. Hij wordt gebruikt om in de MF-versterker en vaak ook in de preselectietrap de versterking te regelen. Grote verschillen in signaalsterkte worden zo voor luidspreker, koptelefoon en menselijk oor hanteerbaar. Dat is *Automatische VersterkingsRegeling* (AVR). Op zijn Engels: AGC van *Automatic Gain Control*. In Figuur 13.2-6 is deze leiding aangegeven met AGC.
- Als EZB moet worden gedetecteerd, moet de onderdrukte draaggolf weer worden toegevoegd door de BFO (*Beat Frequency Oscillator*) of CIO (*Carrier Injection Oscillator*). In het Nederlands *zwevingsoscillator*. De detector heet *productdetector*, want detectie gaat via menging (=vermenigvuldiging) van zijband en draaggolf.
- Het gedetecteerde signaal gaat via de LF-versterker naar luidspreker of koptelefoon.

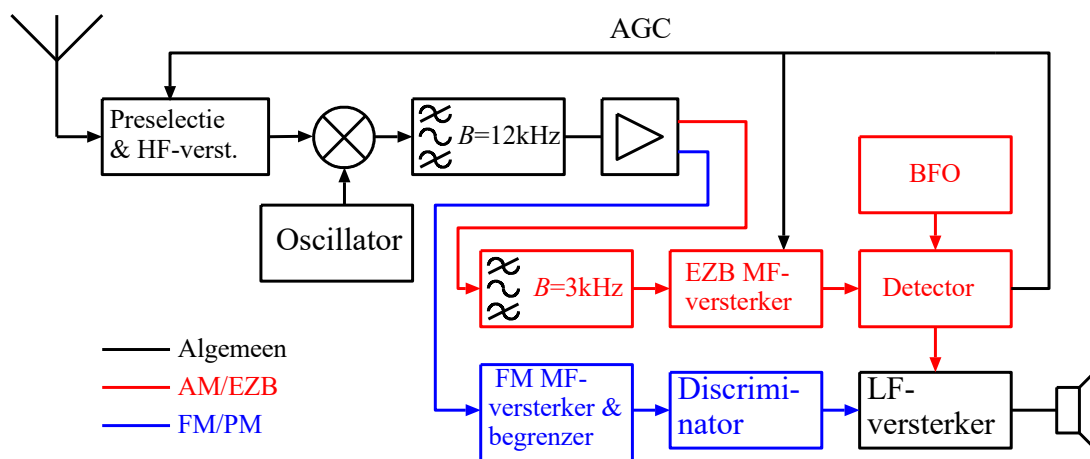
De volgorde in een super is dan ook (ezelsbrug *cursief*gedrukt)

HF-trap	<i>Hij</i>
Mengtrap	<i>mengt</i>
Middenfrequent	<i>met</i>
Detectie	<i>de</i>
LF-trap	<i>lepel</i>

Een detector voor FM heet meestal *discriminator*. Klassieke discriminatorsoorten maken AM van FM en passen dan AM-detectie toe. Modernere detecteren FM rechtstreeks.

Tussen MF-versterker en discriminator zit een *begrenzer*, een soort elektronische grasmaaier. Een grasmaaier snijdt grassprietten af op dezelfde hoogte. Een begrenzer doet dat met de signaalamplitude. Omdat in FM de informatie in de frequentie zit, leidt dat niet tot informatieverlies. Storingen zijn meestal AM-verschijnselen. Daarom is een begrenzer bij FM een goede storingsonderdrukker.

Een ontvanger voor EZB en FM verwerkt twee bandbreedtes. FM vraagt 10-12 kHz, EZB hoogstens 2,7 kHz. Dat betekent twee soorten filters en twee demodulatoren. Figuur 13.2-7 toont een mogelijk blokschema van zo'n ontvanger.

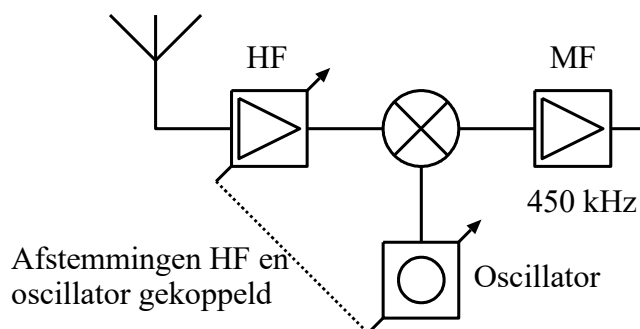


Figuur 13.2-7. Super voor AM/EZB en FM. De dubbele schakelaar *S* schakelt om tussen beide. Zwart: algemeen deel; Rood: EZB-deel; Blauw: FM-deel.

Meestal wordt eerst gefilterd voor de modulatievorm met de grootste bandbreedte. In dit geval is dat FM. Daarna gaan FM- en EZB-sigitaal hun eigen weg (blauw, resp. rood in de figuur) en komen na demodulatie afzonderlijk terecht in de LF-versterker. Aan de omschakeling FM/EZB komen schakelaars te pas. Die zijn niet ingetekend.

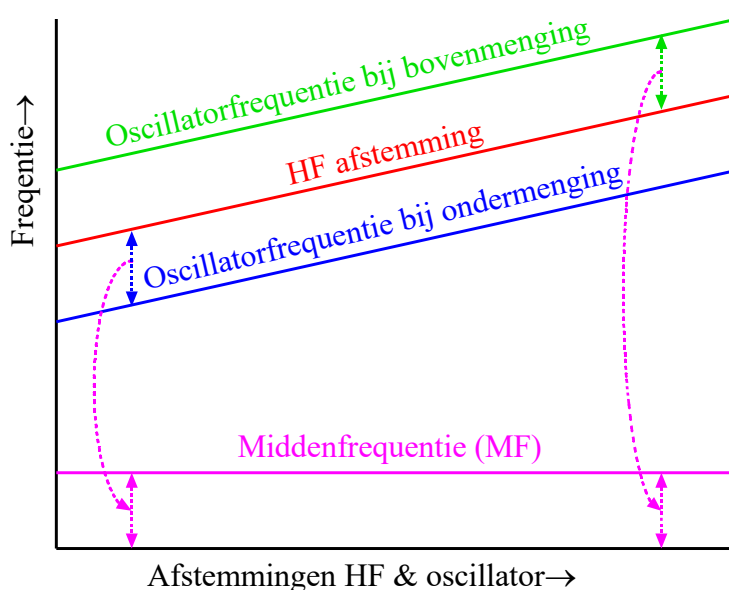
De mengtrap

Een mengtrap levert van twee aangeboden frequenties in elk geval de som- en verschilfrequentie, zagen we eerder. In een ontvanger gaat het om de verschilfrequentie. Figuur 13.2-8 toont een blokschema van een mengtrap en aanhangende schakelingen.



Figuur 13.2-8. Mengtrap met MF-output op 450 kHz.

De grafiek in Figuur 13.2-9 laat zien wat er gebeurt. Bovenmenging is groen en ondermenging blauw.



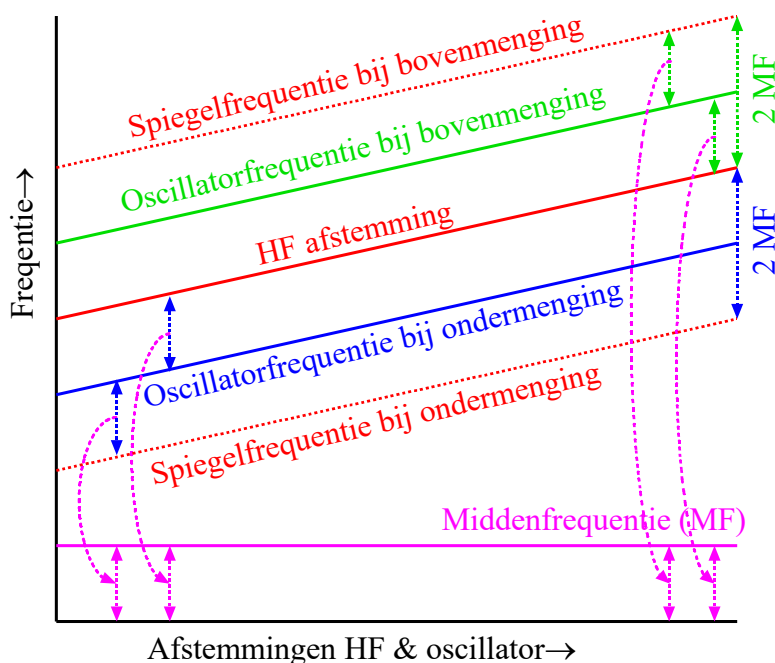
Figuur 13.2-9. Onder- en bovenmenging in grafiekvorm. De middenfrequentie blijft steeds gelijk, namelijk het verschil tussen oscillatorfrequentie en HF-afstemming.

De afstemfrequentie (rode lijn) en oscillatorfrequenties (en groen en blauw) lopen even steil op. Hun onderlinge afstanden blijven dus gelijk. De lijn van de oscillatorfrequenties voor bovenmenging ligt één middenfrequentie boven de rode lijn en die van de oscillatorfrequenties bij ondermenging één middenfrequentie eronder. De mengschakeling levert in beide gevallen de middenfrequentie (MF). De gestippelde kromme paarse pijlen geven dat aan. De MF-lijn loopt (vanzelfsprekend) horizontaal. De super lijkt een mooie oplossing voor het selectiviteitsprobleem. Dat is hij ook, maar niet gratis. We zagen eerder dat in mengschakelingen ongewenste frequenties kunnen

ontstaan. Eén soort ongewenste frequenties komt via de antenne binnen. Dat zijn de *spiegelfrequenties*.

Spiegelfrequenties en dubbelsupers

We zagen dat in een mengschakeling een middenfrequentie op twee manieren tot stand kan komen: via bovenmenging en via ondermenging. Voor elke frequentie die via bovenmenging wordt omgezet in de middenfrequentie, is er een tweede frequentie die via ondermenging met dezelfde oscillatorfrequentie dezelfde middenfrequentie levert. Zulke frequenties heten *spiegelfrequenties*. Als die niet goed worden onderdrukt, ontvangt je ontvanger twee keer zoveel frequenties als er in werkelijkheid zijn. De enige zinvolle plek voor onderdrukking van spiegelfrequenties is vóór de menging, dus in de HF-trap. Spiegelonderdrukking hoort dan ook bij de veraf-selectiviteit. Figuur 13.2-10 laat een en ander zien. Hij is een uitbreiding van Figuur 13.2-9; nu met spiegelfrequenties erbij.



Figuur 13.2-10. Hetzelfde plaatje als Figuur 13.2-9, uitgebreid met spiegelfrequenties. Dat zijn de twee rode stippellijnen.

De grafiek laat zien dat afstemfrequentie en spiegelfrequentie bij zowel boven- als ondermenging gespiegeld aan de overkant van de oscillatorfrequentie liggen.

Het verband tussen afstemfrequentie f_a , spiegelfrequentie f_{sp} en middenfrequentie f_m is bij ondermenging:

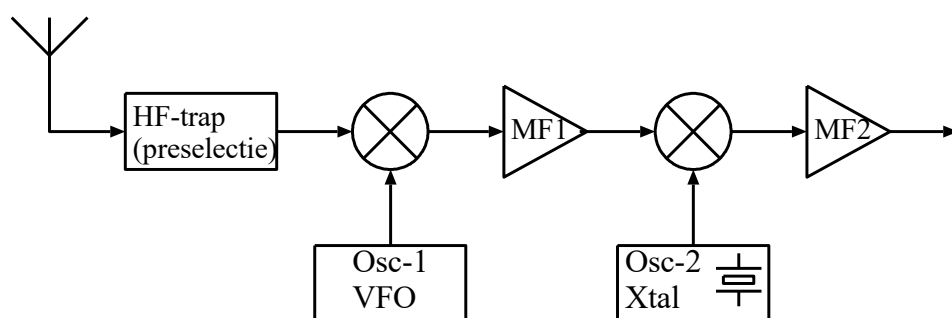
$$f_{sp} = f_a - 2f_m \quad (13.2-1)$$

en bij bovenmenging:

$$f_{sp} = f_a + 2f_m \quad (13.2-2)$$

Vergelijkingen (13.2-1) en (13.2-2) laten zien dat het verschil tussen f_a en f_{sp} kleiner wordt bij lagere f_m . Een lage f_m is goed voor de nabij-selectiviteit. De onderdrukking van spiegelfrequenties wordt beter, naarmate f_{sp} meer verschilt met f_a . Dat is bij een hoge f_m .

Anders gezegd: wil je geen last van spiegelfrequenties, dan moet de middenfrequentie hoog zijn. Maar een hoge middenfrequentie leidt tot een mindere nabij-selectiviteit. Dat vraagt twee mengschakelingen en twee MF's. Een hoge MF tegen spiegelfrequenties en een lage voor een goede nabij-selectiviteit. Dat is de dubbelsuper. (Figuur 13.2-11).



Figuur 13.2-11. Opzet van een dubbelsuper-ontvanger t/m de tweede MF.

De HF-trap doet de voorselectie. Die moet de verre spiegelfrequenties die bij de frequenties van MF-1 en eerste oscillator (Osc-1) horen, zo goed mogelijk buiten de deur houden. De oscillator is afstembaar. "VFO" betekent *Variable Frequency Oscillator*, oscillator met variabele frequentie. Soms wordt hij *Local Oscillator* (LO) genoemd.

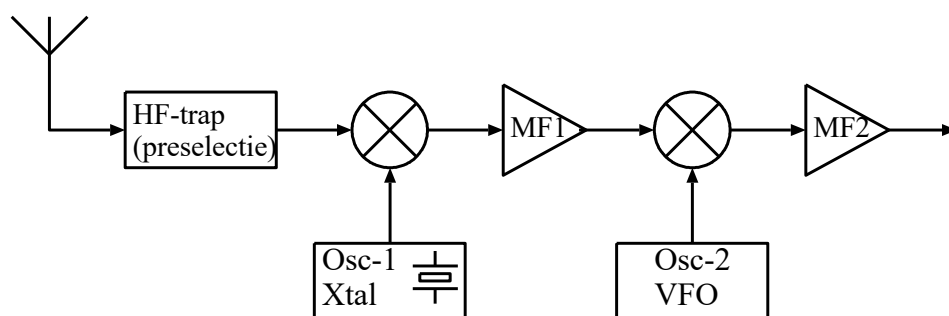
De frequentie van MF1 in Figuur 13.2-11 is met het oog op spiegelonderdrukking relatief hoog. Het daarmee samenhangende risico van een minder goede frequentiestabiliteit van de VFO wordt ondervangen door een ingewikkelder opbouw.

Na menging van het signaal met de frequentie van Osc-1 volgt de eerste MF-trap, MF1. Daarin worden spiegelfrequenties die bij de tweede oscillator (Osc-2) en de tweede MF horen, zo goed mogelijk onderdrukt. Tegenwoordig gaat dat met een kristalfilter. Zulke filters bestaan uit een aantal kristallen die onderling iets in resonantiefrequentie verschillen. Door hun grote selectiviteit heeft de tweede MF-trap geen last van spiegelfrequenties.

Osc-2 kan een kristaloscillator zijn, want zowel de eerste als de tweede middenfrequentie zijn constant. Bij de tweede menging ontstaat de tweede middenfrequentie (MF2).

De dubbelsuper andersom

Bij een dubbelsuper zijn soms de vaste en de variabele oscillator ten opzichte van Figuur 13.2-11 verwisseld. Eerst een kristaloscillator voor omzetting naar een variabele MF1, gevolgd door een VFO voor de omzetting naar een vaste MF2. Deze opbouw zien we in Figuur 13.2-12. Hij komt soms voor in examenopgaven, maar is in de praktijk achterhaald door die van 13.2-11.



Figuur 13.2-12. Dubbelsuper met kristal-oscillator aan de eerste mengtrap en VFO aan de tweede.

Bij deze opzet moet de bandbreedte van de eerste MF (MF-1) minstens gelijk zijn aan de breedte van de hele te ontvangen band. Voor de 2- en 10-meter amateurband bijvoorbeeld, is dat 2 MHz. De tweede oscillator moet dan voldoende hoog in frequentie zijn om in de mengtrap geen spiegelfrequenties uit de eerste MF te krijgen.

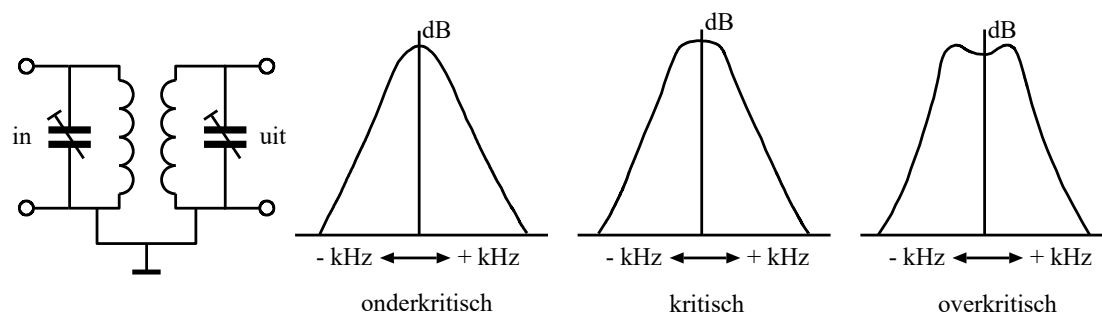
13.2.6 Frequentiefilters voor MF

Tegenwoordig zijn MF-filters meestal kristalfilters. Algemene frequenties zijn 10,7 en 9 MHz. De filters hebben verschillende bandbreedtes voor verschillende modulatiesoorten.

Toen kristalfilters nog niet of alleen voor veel geld te koop waren, werden LC-filters en mechanische filters toegepast. Die LC-filters waren inductief gekoppelde kringen. Voor een redelijk scherpe selectie voor amateur-AM van 6 kHz breed moet je op zo'n 100 kHz of lager zijn. Dan hebben we het nog niet over EZB of CW. Dit leidt wel tot een ander probleem, namelijk dat van spiegelfrequenties.

Bij amateurexamens worden soms vragen gesteld over LC-bandfilters. Daarom wijden we er een subparagraaf(je) aan.

De *koppelfactor* k geeft het deel van het vermogen dat per radiaal van de ene kring naar de andere wordt overgedragen. Tegelijkertijd beschrijft de kwaliteitsfactor Q het vermogensverlies per radiaal van de kring. Als $Q = 20$, dan verliest de kring per periode $2\pi/20$ (ongeveer 1/3) van het vermogen. Q en k zijn dus een soort tegengestelde grootheden. Figuur 13.2-13 toont een schema met doorlaatkrommen.



Figuur 13.2-13. Een inductief gekoppeld bandfilter (links) en drie doorlaatkrommen voor onderkritische, kritische en overkritische koppeling.



De figuur laat drie situaties zien:

- $kQ < 1$, De kringen zijn *onderkritisch* gekoppeld. De doorlaatkromme lijkt op die van een enkelvoudig filter, maar is op de flanken wat steiler.
- $kQ = 1$, De kringen zijn *kritisch* gekoppeld. De verliezen waarvoor Q een maat is, worden precies gecompenseerd. De doorlaatkromme heeft een wat vlakke top dan bij onderkritische koppeling en de flanken zijn wat steiler,
- $kQ > 1$, De kringen zijn *overkritisch* gekoppeld. Bij waarden van kQ tot ongeveer 1,2 is de top vlak, een hogere kQ dan 1,2 geeft een doorlaatkromme met “oortjes” en een dip er tussenin (Figuur 13.2-13 rechts).

Het verschil tussen kritisch en onderkritisch is bij een enkele doorlaatkromme zonder vergelijkend exemplaar niet gemakkelijk te zien. De doorlaatkromme van flink overkritisch gekoppelde kringen pik je er daarentegen zo uit. Inderdaad, aan de “oortjes”!

13.2.7 Ongewenste effecten in een (dubbel)super

Een versterkerschakeling die meerdere frequenties tegelijk moet versterken, moet ze met zo min mogelijk vervorming aan de uitgang weer afleveren. Omdat in elk versterkend element, hoe goed ook ingesteld, wat menging optreedt, ontstaan daarin mengproducten. Dat effect is sterker naarmate karakteristieken als steilheid of $h_{FE}(\beta)$, krommer zijn.

Het simpelste ongewenste effect is **blokkeren** (Eng.: *blocking*). Een sterk signaal aan de ingang van de HF-trap kan de HF- of MF-versterker dichtdrukken door gelijkrichting. Dat komt door verschuiving van het werkpunt van het versterkende element. Dat kennen we van het van het in klasse C trekken van een versterkend element in een versterker (Hoofdstuk 9) of oscillator (Hoofdstuk 10).

Nummer twee is **kruismodulatie**. Als twee signalen de RF-trap en (vooral) de mixer binnenkomen, moduleert de modulatie van het sterkere signaal ook het zwakkere signaal. Een smalle MF-doorlaat houdt dit niet tegen, want het leed is dan al geschied.

De derde is **intermodulatie**. Ontvangen signalen maken ook in de HF-trap mengproducten die binnen de ontvangen bandbreedte kunnen vallen. Als twee signalen f_1 en f_2 binnenkomen, kan bijvoorbeeld $2f_1 - f_2$ of $2f_2 - f_1$ ontstaan. Je hoort zo meer “stations” dan er zijn. Op intermodulatiefrequenties binnen het afstemgebied van de ontvanger hoor je ze ook nog eens door elkaar.

13.2.8 Enkele begrippen en grootheden bij ontvangers

Selectiviteit

Selectiviteit is de mate waarin ongewenste frequenties worden onderdrukt ten opzichte van de frequentie waarop de ontvanger staat ingesteld. We onderscheiden

- **Veraf-selectiviteit**. Heeft vooral betrekking op de onderdrukking van spiegelfrequenties. Deze vorm van selectiviteit is de selectiviteit in de HF-trap.
- **Nabij-selectiviteit**. Beschrijft de onderdrukking van frequenties vlak bij de gewenste frequentie. Die zit in de MF-trap(pen).

Gevoeligheid en ruis

Gevoeligheid is het vermogen aan de ingang dat nodig is om een verstaanbaar signaal aan de uitgang te krijgen. Meestal wordt dat uitgedrukt in μV over de ingangsimpedantie (vrijwel altijd $50\ \Omega$). Gevoeligheid hangt vooral af van de signaal/ruisverhouding S/N of SNR (*Signal to Noise Ratio*). Het is de verhouding van de vermogens P van signaal en ruis:

$$S/N = SNR = \frac{P_{\text{signaal}}}{P_{\text{ruis}}} \quad (13.2-3)$$

Meer versterken bij ruisproblemen helpt niet. Ruis en signaal worden evenveel versterkt.

Ruis ontstaat in elke geleider met een temperatuur boven het absolute nulpunt ($0\ \text{K} \approx -273\ ^\circ\text{C}$). Hoe hoger de temperatuur, hoe meer ruis. Vooral versterkende elementen en dioden kunnen ruis veroorzaken. Ruis bestaat uit een oneindig aantal frequenties tegelijk.

In Hoofdstuk 10 staat een oscilloscoopbeeld met ruis. Dat is een foto. In werkelijkheid beweegt alles voortdurend. Klik op Foto 13.2-1, dan zie en hoor je het.

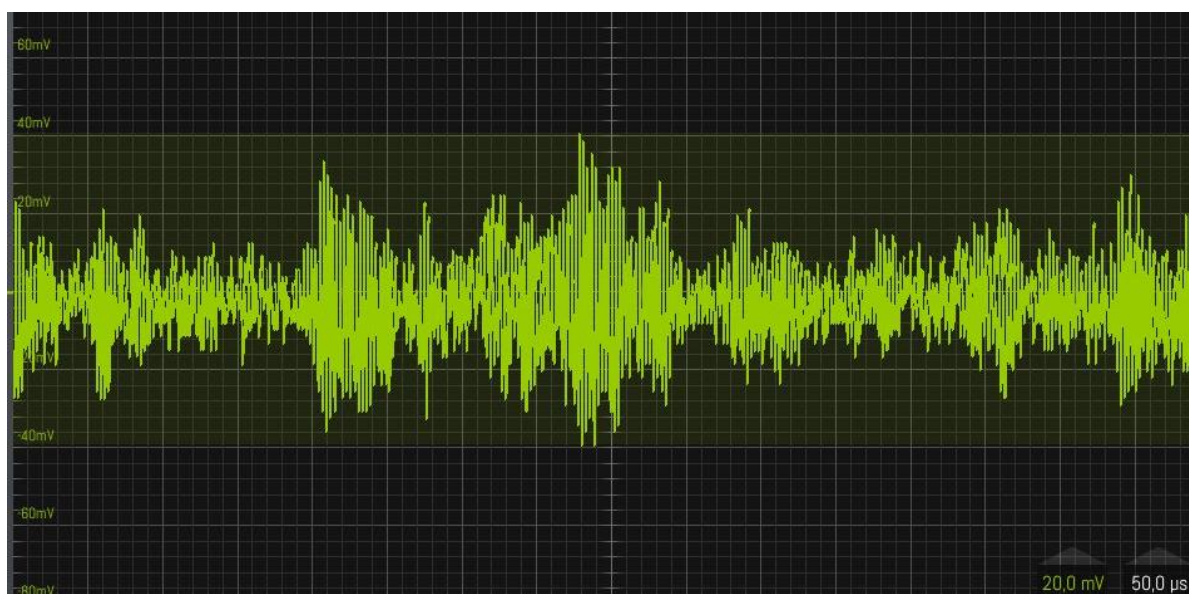


Foto 13.2-1. Oscilloscoopbeeld van ruis. Klik erop en er komt een bewegend beeld met geluid van ruis. Schaal verticaal: 20 mV per schaaldeel, horizontaal 50 μs per schaaldeel.

Het ruisgetal F

Niet alleen via de antenne komt ruis binnen. Een ontvanger maakt ruis, want erbinnen loopt stroom en er zitten versterkende elementen en dioden. Het ruisgetal F is de signaal-ruisverhouding $S_{\text{in}}/N_{\text{in}}$ op de ingang gedeeld door $S_{\text{uit}}/N_{\text{uit}}$ op de uitgang. De vergelijking:

$$\frac{S_{\text{in}}}{N_{\text{in}}} = F \frac{S_{\text{uit}}}{N_{\text{uit}}} \rightarrow F = \frac{S_{\text{in}} N_{\text{uit}}}{N_{\text{in}} S_{\text{uit}}} \quad (13.2-4)$$

Bij een ideale ontvanger is $F = 1$. Ideaal bestaat ook hier niet. In een ontvanger met aan de ingang een SNR van 1000 (30 dB) en aan de uitgang één van 200 (23 dB), geldt voor F

$$F = \frac{1000}{200} = 5$$

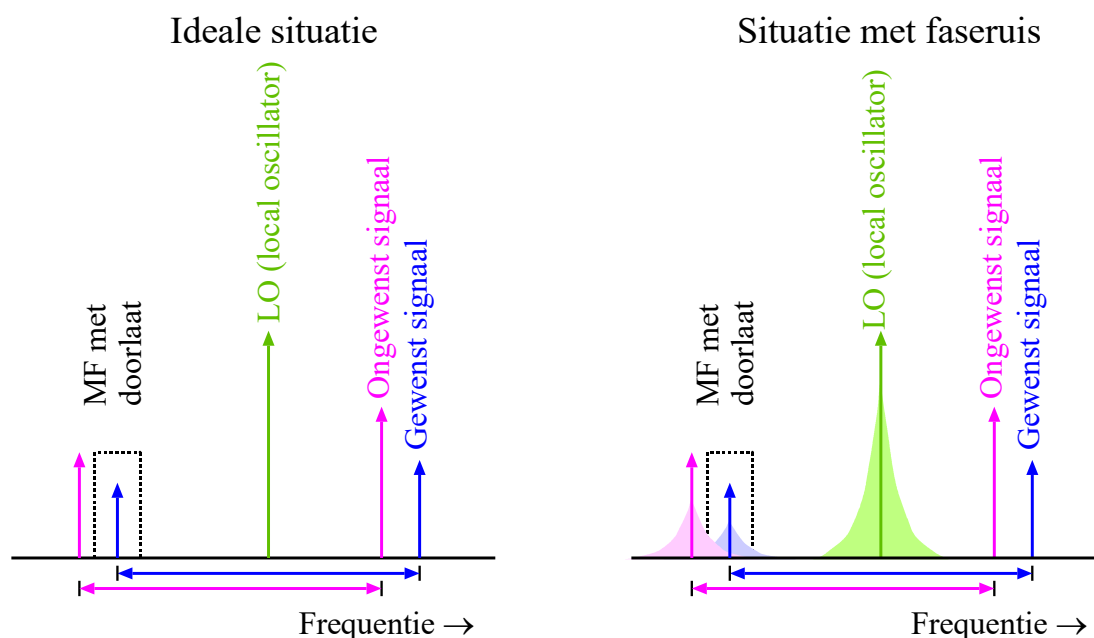
Of

$$F = 30 \text{ dB} - 23 \text{ dB} = 7 \text{ dB}$$

F kan worden uitgedrukt als getal of in dB. Het is altijd optellen of achter een waarde voor F wel of geen “dB” staat!

Faseruis

Faseruis kan leiden tot zogenoemde *reciproke menging*. Daarbij kan een sterk signaal waarvan de frequentie niet ver van de gewenste frequentie ligt, worden meegemengd naar de MF. We laten dat zien in Figuur 13.2-14.%



Figuur 13.2-14. Reciproke menging. Links de ideale situatie zonder faseruis. Het mengproduct van het paarse signaal valt buiten de MF-doorlaat. Rechts alles met faseruis. Het paarse mengproduct valt deels binnen de (zwart gestippelde) doorlaat van de MF-trap.

Je luistert naar een gewenst signaal (blauw). Vlak ernaast zit een (veel) sterker ongewenst signaal (paars). Zonder faseruis, de ideale situatie in de linker figuur, valt het mengproduct van het paarse signaal netjes buiten de MF-doorlaat. In werkelijkheid (rechter figuur) maakt faseruis dat mengproducten van het paarse signaal deels binnen de MF-doorlaat vallen. Is het paarse signaal zwak ten opzichte van het gewenste, dan merk je er weinig van. Is dat signaal (veel) sterker, dan kan het overlast opleveren.

HF-verzwakker

Een goede ontvanger heeft een ingangsverzwakker in de HF-trap. De reden is het tegengaan van intermodulatie en kruismodulatie. Verzwak alle signalen en ongewenste

modulaties verdwijnen weliswaar niet altijd helemaal, maar de verstaanbaarheid van een gewenst signaal kan er wel beter op worden. De SNR (S/N) verandert er nauwelijks door.

13.3 Detectieschakelingen

13.3.1 Omhullende-detector (AM)

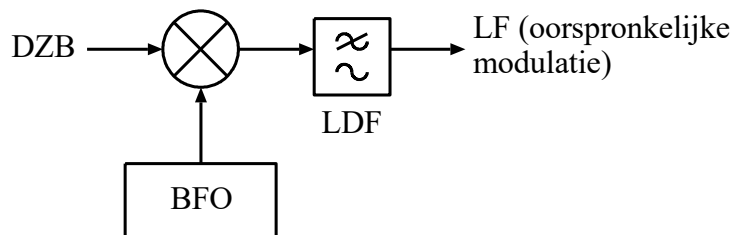
Een omhullende-detector voor AM hebben we gezien in 13.2.2 bij de kristalontvanger. Na gelijkrichting hebben we:

- De draaggolffrequentie met harmonischen
- Draaggolffrequentie + LF
- Draaggolffrequentie – LF
- LF

De eerste drie zijn veel hoger in frequentie dan het LF-signaal. Daardoor volstaat een simpel laagdoorlaatfilter om alleen het LF-signaal over te houden.

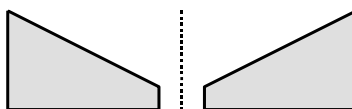
13.3.2 Detectie van DZB

Bij DZB ontbreekt de draaggolf (vrijwel). Voor detectie moet deze weer worden toegevoegd. Dat vraagt om een oscillator. Die heet net als bij EZB-detectie *Carrier Injection Oscillator* (CIO) of *Beat Frequency Oscillator* (BFO). Figuur 13.3-1 toont het blokschema van mengtrap en aanhangende schakelingen.



Figuur 13.3-1. Blokschema van DZB-detectie.

Figuur 13.3-2 is een gestyleerde weergave van de frequentiesamenstelling van een DZB-signaal (Engels: DSB, *Double Side Band*).



Figuur 13.3-2. Gestileerd spectrum van een DZB-signaal. Links de onderste zijband, rechts de bovenste. Het stippellijntje in het midden geeft de positie van de onderdrukte draaggolf weer. Hoe groter de afstand tot de stippelijlijn, des te hoger de frequentie van de oorspronkelijke modulatie.

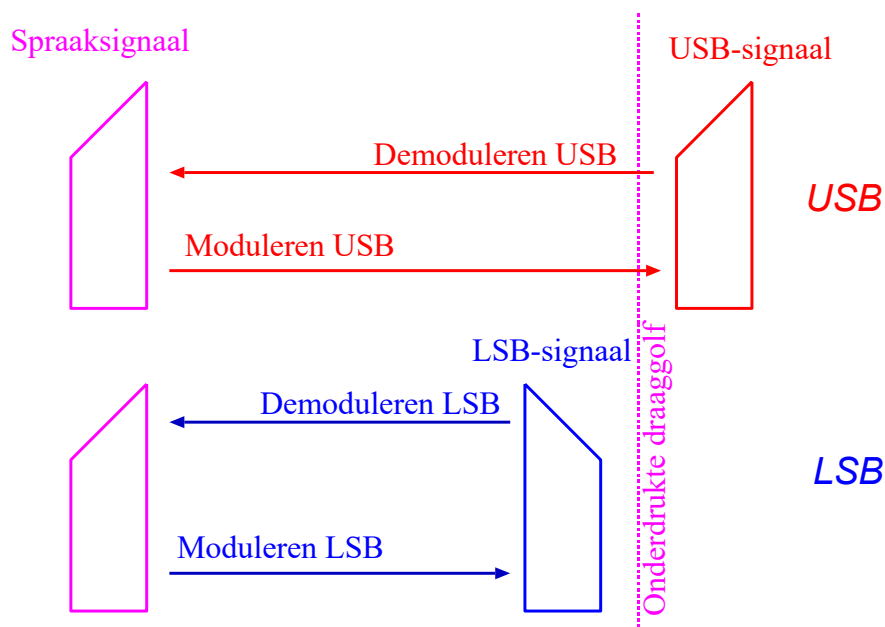
De beide zijbanden liggen symmetrisch aan weerskanten van de positie van de draaggolf. Die laatste is het stippellijntje in de figuur. Bij detectie komen de problemen. Ten eerste moeten de afstanden tussen draaggolffrequentie en de zijbanden exact gelijk zijn. Zo niet, dan ontstaan uit bovenste en onderste zijband detectieproducten van ongelijke toonhoogte. De BFO in Figuur 13.3-1 moet dus exact dezelfde frequentie afleveren als die van de

oorspronkelijke draaggolf. Ten tweede moeten de fasen van de oorspronkelijke draaggolf en die uit de BFO gelijk zijn. Dit heet *synchrone detectie*. Bij verschuivend faseverschil gaat de LF-siginaalsterkte op en neer. Dit leidt tot een ingewikkelde BFO.

13.3.3 Detectie van EZB

In EZB zit maar één zijband. De BFO-frequentie hoeft dan niet exact gelijk te zijn aan die van de oorspronkelijke draaggolf. EZB-detectie is dan ook eenvoudiger dan die van DZB.

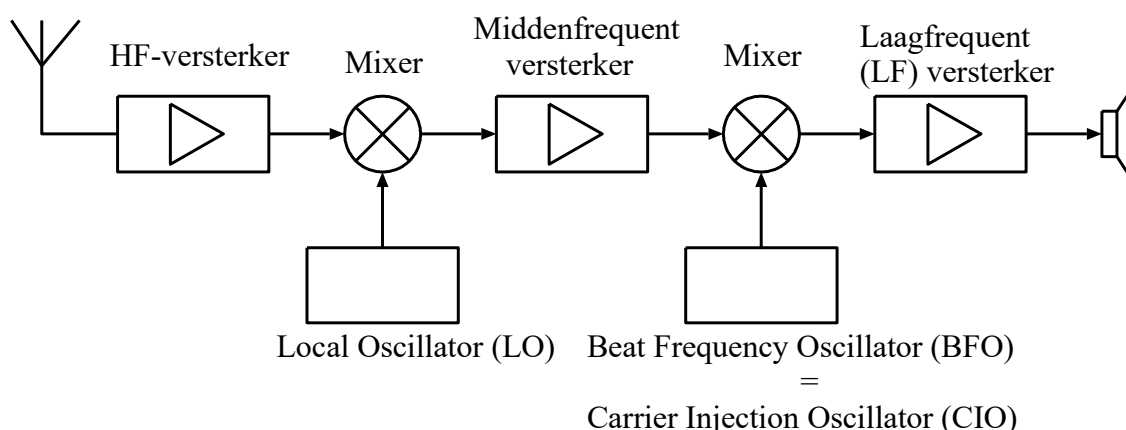
Een EZB-siginaal (SSB in het Engels) kan de bovenste of de onderste zijband zijn. Dat maakt verschil bij het detectieproces. Bij de bovenste zijband (BZB of USB, *Upper Side Band*) is de signaalfrequentie de som van draaggolf en modulatie. Bij de onderste zijband (OZB of LSB, *Lower Side Band*) is dat het verschil van die twee (Figuur 13.3-3).



Figuur 13.3-3. Gestileerd spectrum van een spraaksiginaal en bijbehorend USB-siginaal (rood) en LSB-siginaal (blauw). Paars: onafhankelijk van USB of LSB.

Figuur 13.3-3 laat ook zien dat bij demodulatie van een USB-siginaal de frequentie van de BFO die op de plaats moet komen van de onderdrukte draaggolf, net onder de laagste frequentie van het USB-siginaal ligt. Voor LSB ligt die frequentie daar net boven. Aan de BFO-frequentie uit een kristaloscillator valt weinig te verstemen. Dan moet bij omschakelen tussen USB en LSB de oscillator voor menging naar MF worden verstemd. Beluister USB in de LSB-stand of LSB in de USB-stand en je hoort onverstaanbare taal.

Het blokschema van een enkelsuper voor EZB kan er uitzien als in Figuur 13.3-4.



Figuur 13.3-4. Blokschema van een enkelsuper voor EZB-ontvangst.

13.3.4 USB die LSB wordt (en omgekeerd)

In sub-paragraaf 13.2.5 hebben we kennis gemaakt met onder- en bovenmenging.

Bij ondermenging is de hulpfrequentie f_L lager dan de signaalfrequentie f_s , dus $f_L < f_s$.

Voor de middenfrequentie f_m geldt dan

$$f_m = f_s - f_L$$

Omdat $f_L < f_s$, is f_m positief. Maar bij bovenmenging is $f_s < f_L$. Er ontstaat geen negatieve frequentie. Die bestaat niet. De oplossing:

$$f_m = f_L - f_s$$

Bij menging komt in de berekening van de frequentie van het mengproduct de hoogste frequentie voorop. Bij AM, DZB en EZB veranderen de zijbanden ten opzichte van elkaar van positie. Bij AM en DZB zijn beide zijbanden elkaars spiegelbeeld en daardoor verandert er in de praktijk niets. Bij EZB wordt een LSB- signaal USB en omgekeerd. In het LF-sigitaal worden de hoge tonen laag en de lage tonen hoog. Resultaat: een onverstaanbaar signaal. Oplossing: USB na menging behandelen als LSB en omgekeerd.

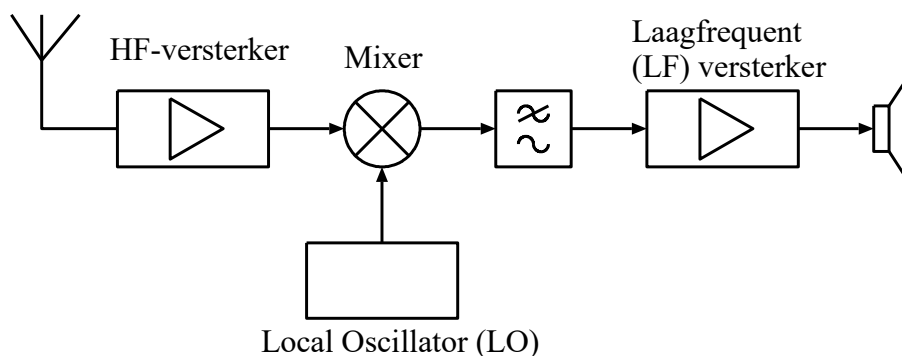
13.3.5 Detectie van CW-signalen

Een CW-sigitaal (Morsetelegrafie) is een kale draaggolf die aan of uit is. Met AM-detectie hoor je niets of ruis. Het CW-sigitaal wordt net zo gemengd als een EZB-sigitaal. Je hoort één toon. USB of LSB maakt niets uit, hoogstens voor de toonhoogte.

Een EZB-ontvanger is daarom geschikt voor CW. Een apart CW-filter met een bandbreedte van ongeveer 500 Hz verbetert de ontvangst. Daarmee wordt ten opzichte van een EZB-ontvanger ruis weggefilterd: van een bandbreedte van 2700 Hz naar één in de buurt van 500 Hz. Dat is een factor 5,4. Ruim 7 dB in het voordeel van CW.

13.3.6 Ontvangers voor directe conversie (DC-ontvanger)s

Een DC-ontvanger converteert hoogfrequent meteen naar audio (LF) (Figuur 13.3-5).



Figuur 13.3-5. Blokschema van een DC-ontvanger

De frequentie van de LO (de termen BFO of CIO mogen hier ook) is gelijk aan die van de (onderdrukke) draaggolf. Dat betekent een MF van 0 Hz.

Het laagdoorlaatfilter achter de mixer bepaalt de bandbreedte. De DC-ontvanger is een bruikbare DSB-ontvanger en is ook geschikt voor USB en LSB.

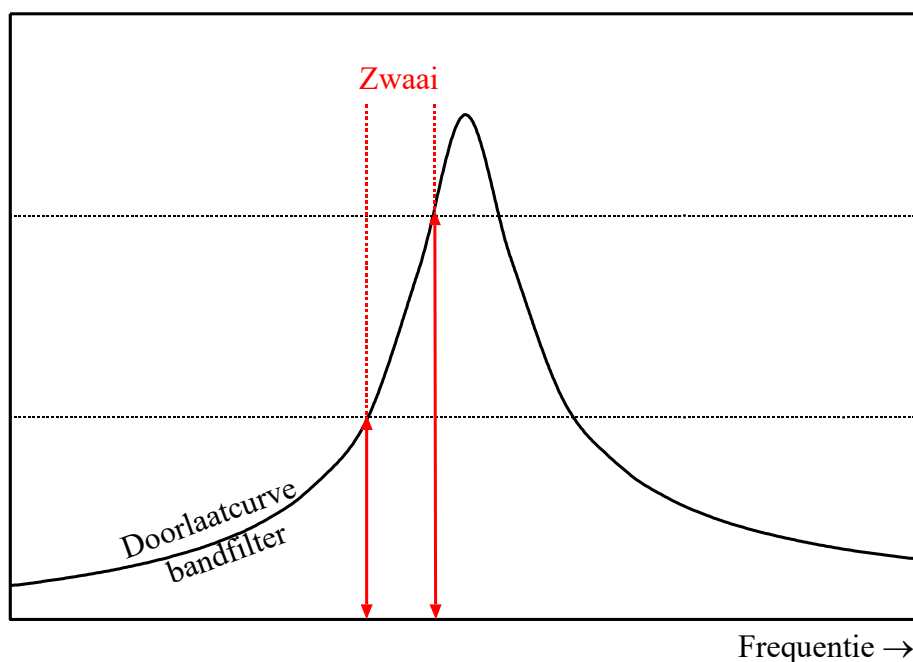
De DC-ontvanger kan ook AM aan, maar er ontstaat gemakkelijk een hinderlijke toon door menging van LO-sigitaal en draaggolf. Als beide frequenties precies aan elkaar gelijk zijn, is de verschiltoon 0 Hz. Dit stelt een forse eis aan de frequentiestabiliteit van de LO.

13.3.7 Detectie van FM-signalen

Een FM-sigitaal laat zich niet demoduleren met schakelingen voor demodulatie van AM, DSB of EZB. Een FM-sigitaal bevat geen informatie in de amplitude. Om storende AM-effecten te verwijderen, wordt het FM-sigitaal in de ontvanger via een begrenzer op één vaste amplitude begrensd. We bespreken flankdetectie en kwadratuurdetectie. Aan het eind bespreken we een manier van ruisonderdrukking (squelch).

Flankdetector

Bij flankdetectie wordt het FM-sigitaal gedetecteerd op de flank en niet op de top van de doorlaat van een bandfilter, zoals bij AM. De frequentie het dichtst bij de top van de doorlaat krijgt een grotere amplitude dan één die daar verder vanaf ligt (Figuur 13.3-6).

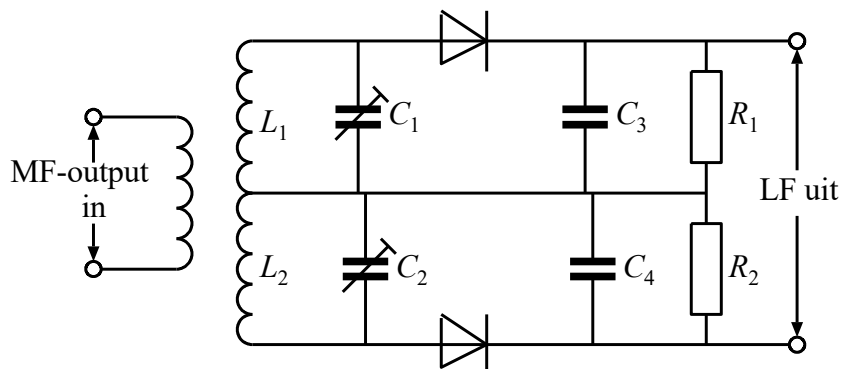


Figuur 13.3-6. Schematische weergave van filtering bij flankdetectie.

Het FM-gemoduleerde signaal komt met overall dezelfde amplitude het bandfilter in. De afstand tussen de rode lijnen in de figuur is de zwaai. De hoogste frequentie wordt het minst verzwakt, de laagste het meest. Bij gebruik van de tegenoverliggende flank van de doorlaatcurve is het andersom. Gebruik van de flank van de doorlaat verklaart de naam.

De frequentie-afhankelijke verzwakking geeft het oorspronkelijke FM-signaal AM- en FM-eigenschappen. Het wordt gedemoduleerd als was het een AM-signaal.

Het gebruik van een krom deel van de doorlaatcurve samen met de betrekkelijk grote bandbreedte van een FM-signaal, maakt dat flankdetectie tot vervorming kan leiden. Ruis en storing van andere signalen worden minder goed onderdrukt. Daarvoor zijn vrij goede oplossingen. Eén is de *verbeterde flankdetector* (Figuur 13.3-7).



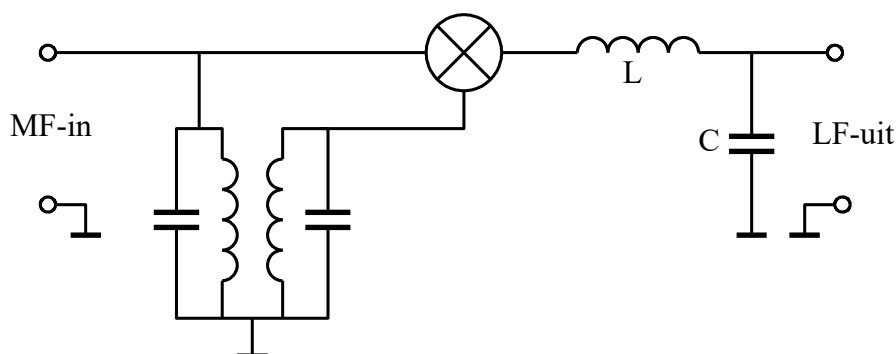
Figuur 13.3-7. Verbeterde flankdetector.

De resonantiefrequenties van de kringen L_1C_1 en L_2C_2 verschillen iets. De spanningen over de kringen worden afzonderlijk gelijkgericht. Door de filters C_3R_1 en C_4R_2 blijft het LF-deel over. Het LF-sigitaal aan de uitgang is de spanning tussen beide filteruitgangen.

De schakeling lijkt op het eerste gezicht op een dubbelzijdige gelijkrichter. Behalve de afgestemde kringen is het verschil dat rechts van de twee dioden de leidingen niet worden samengevoegd, maar dat de spanning tussen die twee de eigenlijke output is.

Kwadratuurdetector

De schakeling is weergegeven in Figuur 13.3-8.



Figuur 13.3-8. Kwadratuurdetector. Links het bandfilter met inductief gekoppelde kringen, in het midden de DBM en rechts een laagdoorlaatfilter bestaande uit een spoel en een condensator.

Het hart van een kwadratuurdetector is een DBM (*Double Balanced Modulator*, of *Double Balanced Mixer*) (Hoofdstuk 12). Hij werkt ook als fasedetector. In hoofdstuk 12 zagen we dat er tussen frequentie- en fasemodulatie weinig verschil is. Het FM- of PM-sigitaal komt de DBM binnen via twee ingangen. Eén keer rechtstreeks en één keer via een bandfilter dat is afgestemd op de MF. (Figuur 13.3-8).

Aan de uitgang van de DBM verschijnen de som- en verschilfrequentie. De somfrequentie wordt effectief onderdrukt door het LC-laagdoorlaatfilter op de uitgang. De verschilfrequentie is 0 Hz, ofwel gelijkspanning. De grootte is afhankelijk van het faseverschil tussen de signaalingangen van de DBM. Het faseverschil ontstaat doordat één ingang het sigitaal rechtstreeks krijgt aangeboden en de andere via het bandfilter.

Het bandfilter is afgestemd op de middenfrequentie. Bij de kleine veranderingen in frequentie, eigen aan FM en PM, heeft zo'n filter een aantal perioden nodig om de verandering te volgen. Daardoor ontstaat een faseverschil tussen de twee DBM-ingangen.

De uitgangsspanning van de DBM volgt het veranderende faseverschil en is daarmee een wisselspanning geworden die de oorspronkelijke modulatie volgt.

De naam *kwadratuurdetector* verwijst naar het feit dat de DBM twee signalen van gelijke frequentie vermenigvuldigt. Een kwadraat is het product van twee gelijke getallen of grootheden.

Andere FM-detectoren

FM-detectoren (discriminatoren) die vroeger tot de examenstof behoorden, doen dat nu niet meer. Je kunt de namen tegenkomen in (praktisch altijd) foute antwoorden bij de multiple-choice examenvragen. Het gaat om

- Foster-Seeley-discriminator (of -detector)
- Ratiodetector

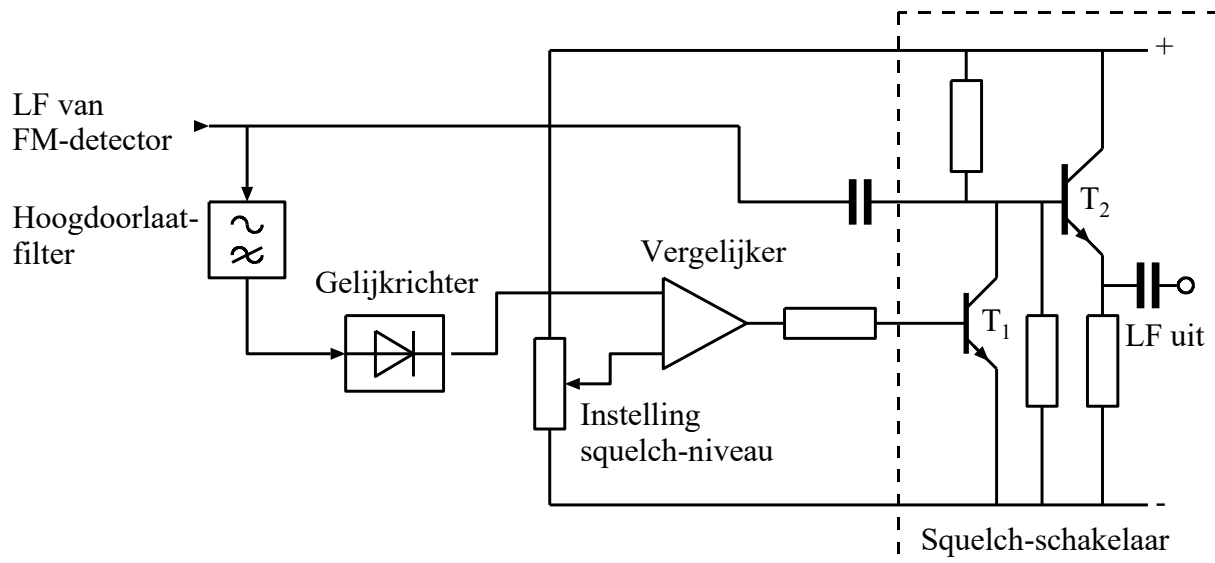
Onthoud de namen zodat je ze kunt herkennen.

Ruisonderdrukking (squelch)

Bij afwezigheid van signaal produceert een FM-ontvanger als gevolg van de grote HF- en MF-versterking veel ruis die na verloop van tijd kan irriteren.

Die ruis neemt af zodra er maar een heel klein signaal is. Dan neemt dat signaal als het ware de detector over.

Om de ruis bij afwezigheid van signaal te onderdrukken, is er de *squelch* schakeling die de verbinding tussen detector en LF-versterker uitschakelt tot bij signaalontvangst de ruis beneden een instelbare waarde ligt. Figuur 13.3-9 geeft een voorbeeld van een squelch-schakeling.



Figuur 13.3-9. Voorbeeld van een squelch-schakeling.

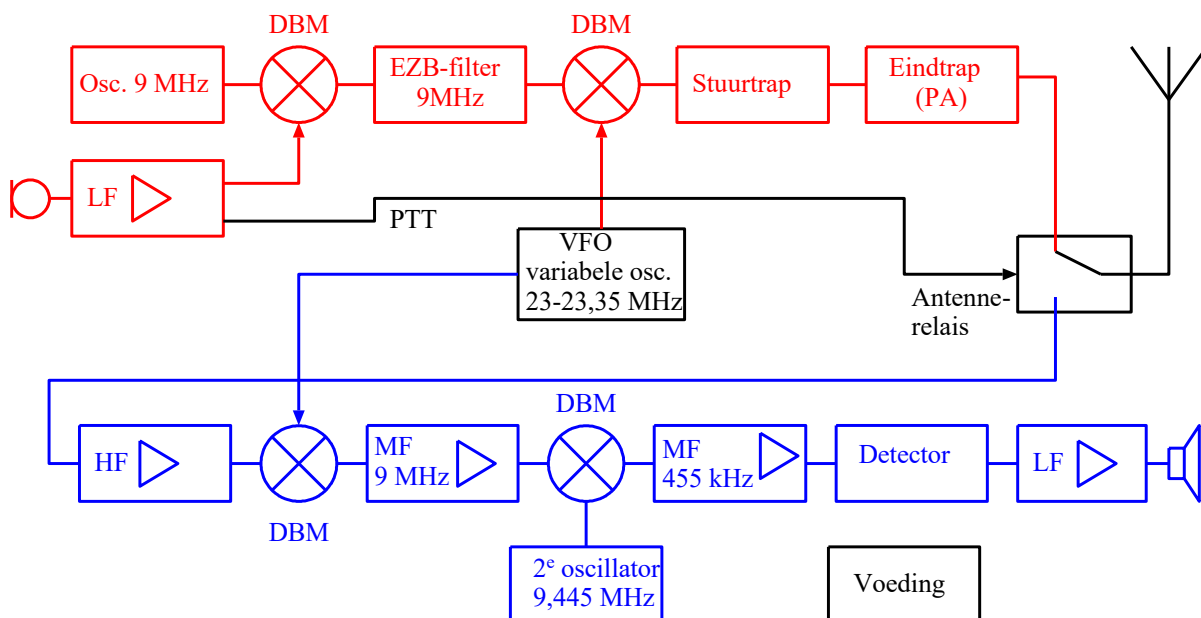
Het LF uit de detector (discriminator) komt linksboven binnen. Het loopt via een condensator door naar transistor T₂. Een aftakking leidt een deel van het signaal via een hoogdoorlaatfilter en een gelijkrichter naar één van de twee ingangen van een spanningsvergelijker. Op de andere ingang staat een instelbare gelijkspanning. Als de gelijkgerichte ruisspanning hoger is dan de spanning op de aftakking van de potmeter, komt transistor T₁ in geleiding. Daardoor wordt de basisspanning van T₂ zo laag dat T₂ spert. Weg ruisgeluid. Zodra er een signaal aan de ingang verschijnt en de ruis wegdrukt,

gaat T₁ dicht, T₂ open en wordt via T₂ het signaal onbelemmerd doorgegeven. Squelch-schakelingen zijn ook toepasbaar voor andere modulatiesoorten als AM, EZB en DZB.

13.4 Transceivers (zendontvangers)

Tot nu toe hebben we zenders en ontvangers los van elkaar behandeld. De dagelijkse praktijk van de zendamateur is dat ze bijna altijd samen in één apparaat zitten. Zender en ontvanger delen dan enkele zaken als voeding en oscillatoren, afstemming en dergelijke.

In het Engels heet dat een *transceiver*, een samentrekking van de woorden *transmitter* (zender) en *receiver* (ontvanger). In het Nederlands is dat *zendontvanger*. Onder zendamateurs heet dat meestal een *set*. Figuur 13.4-1 laat in een blokschema een voorbeeld zien van een transceiver voor de 20-meter amateurband, 14,000 – 14,350 MHz.



Figuur 13.4-1. Blokschema van een EZB-TRX voor 14...14,35 MHz. *Rood*: hoort bij zender, *blauw*: hoort bij ontvanger, *zwart*: hoort bij beide. “PTT” (Push To Transmit) is de leiding van de microfoonschakelaar. Indrukken (push) betekent zenden, loslaten ontvangen.

Het rode zenderdeel voor de amateurband van 14,000 tot 14,350 MHz (“20 m”) staat bovenin, het blauwe ontvangerdeel onder. De zwarte delen (antenne, antennerelais, VFO en voeding) hebben een algemene functie. De VFO geeft in de ontvanger bovenmenging naar een MF van 9 MHz. De vaste oscillator van 9,445 MHz geeft in de ontvanger bovenmenging naar 455 kHz, een gebruikelijke lage middenfrequentie.

Het antennerelais schakelt de antenne van zender naar ontvanger. Het relais wordt aangestuurd door een schakelaar op de microfoon (PTT, *Push To Transmit*, indrukken om te zenden). Dit is maar een voorbeeld. Het kan allemaal ook anders.



13.5 De S-meter

Praktisch elke amateurontvanger heeft een S-meter. De S is van Signaalsterkte. De meter heeft een logaritmische schaal. Ook ons oor is min of meer logaritmisch. Een met 3 dB veranderde signaalsterkte betekent een verdubbeld of gehalveerd ontvangen vermogen.

De meter wordt aangestuurd met een klein gelijkgericht deel van het ontvangen en versterkte signaal. Meestal is dat de AVR-spanning.

De S-schaal geeft de effectieve spanning van het ontvangen signaal op de antenne-ingang. Op vrijwel elke amateurontvanger is de antenne-ingang 50 Ω . Met de ingangsspanning ligt daarmee ook het ingangsvermogen vast. De schaal is niet in volts, maar in S-punten. De S-schaal loopt van 1-9. Elke stap omhoog met 1 punt komt overeen met een verdubbeling van de ingangsspanning. Dat betekent een stap van 6 dB per S-punt.

Moderne ontvangers hebben een dynamisch bereik dat (veel) hoger ligt dan 9 S-punten. Dat betekent dat de S-schaal in de praktijk is uitgebreid tot S9 + 10 dB, S9 +20 dB, enz.

Er is verschil tussen HF (tot 30 MHz) enerzijds en VHF en UHF (boven 30 MHz) anderzijds. Om precies te zijn: 20 dB. In spanning uitgedrukt is dat een factor 10. Voor HF is S9 = 50 μ V op de antenne-ingang., voor hogere frequenties is dat 5 μ V.

In de praktijk zijn de meeste S-meters alleen redelijk goed geijkt voor S9. Zou je ze echt met een geijkte frequentiegenerator herijken, dan komen de S-punten meestal op ongelijke afstanden op de (analoge) schaal.

Samengevat: S1-S9 klimt op met stappen van 6dB, daarboven is het S9 plus een aantal dB, meestal in stappen van 10.

13.6 Phase Locked Loop (PLL) of fasevergrendelde lus

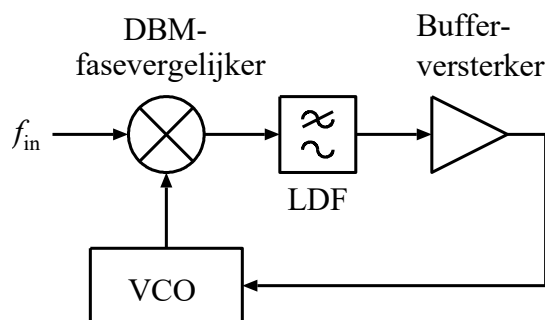
13.6.1 Doel en werking van een PLL

In het Nederlands heet de Phase Locked Loop, afgekort PLL, *fasevergrendelde lus*. Het is een manier om een variabele oscillator de stabiliteit van een kristaloscillator te geven. De aansturing van de variabele oscillator gaat elektronisch, in dit geval via een spanning.

Uit hoofdstuk 10 kennen we de spanninggestuurde oscillator (VCO, *Voltage Controlled Oscillator*). De frequentie wordt geregeld met de spanning over een capaciteitsdiode.

Hoe koppel je een kristaloscillator via een spanning aan een VCO? We kennen de kwadratuurdetector in 13.3.7. Dat was de DBM die, als hij twee gelijke frequenties aangeboden krijgt, behalve de somfrequentie een gelijkspanning afgeeft die afhangt van het faseverschil. De output van de DBM passeert een laagdoorlaatfilter, verliest de somfrequentie en een fase-afhankelijke spanning blijft over.

Die overgebleven spanning stuurt een VCO aan. De frequentie van de VCO komt weer terecht op de ingang van de fase-vergelijkende DBM, enz. Het heet dan ook een *fase-lus*. Ook dit is een vorm van tegenkoppeling. Figuur 13.6-1 laat een blokschema zien.

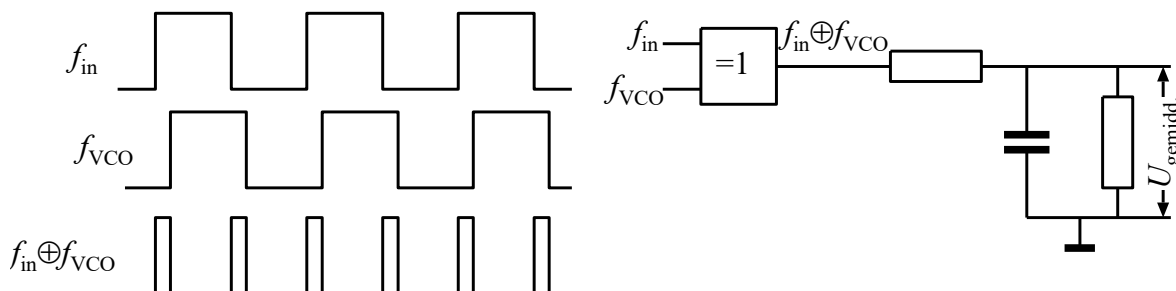


Figuur 13.6-1. Fasevergrendelde lus (PLL) met dubbel gebalanceerde mixer (DBM) en bufferversterker.

Als bij inschakelen de VCO uit de pas loopt met de ingangsfrequentie, dan is op de uitgang van de fasevergelijker de verschilfrequentie van beide aanwezig. Die laat de frequentie van de VCO veranderen tot deze gelijk is aan die van de kristaloscillator. Dan blijft de frequentie zoals die op dat moment was. Die is *vergrendeld* of op zijn Engels *locked* en in slecht Nederlands *gelockt*. In zijn eenvoudigste vorm bestaat een PLL dus uit:

- Een fasevergelijker;
- Een laagdoorlaatfilter (LDF);
- Een VCO;
- Indien nodig een versterker tussen LDF en VCO

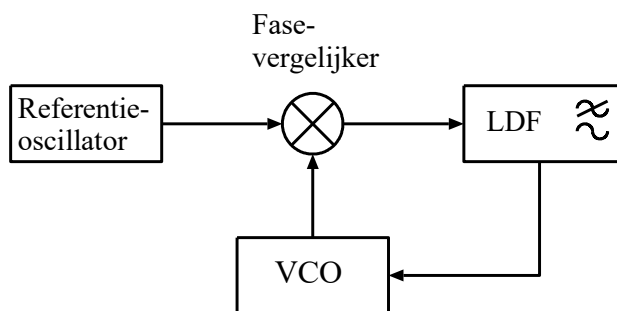
Tot zover de analoge uitvoering van de PLL. Een digitale uitvoering bestaat ook. Daarin neemt een exclusieve OF-poort de functie van de DBM/fasevergelijker over. De VCO-frequentie is dan een blokspanning. Figuur 13.6-2 laat de werking zien.



Figuur 13.6-2. Fasevergelijker met EXOF-poort.

Naarmate het faseverschil tussen f_{in} en f_{VCO} kleiner is, zijn de pulsjes smaller. Als de pulsjes vervolgens een laagdoorlaatfilter doorlopen, houden we de gemiddelde spanning over ($U_{gemidd.}$, helemaal rechts in de figuur). Ook zo ontstaat een fase-afhankelijke spanning.

Bij zowel de analoge als de digitale uitvoering komt de ingangsfrequentie over het algemeen direct of via een tussenstap uit een kristaloscillator. Zo'n oscillator wordt meestal *referentie-oscillator* genoemd (Figuur 13.6-3).



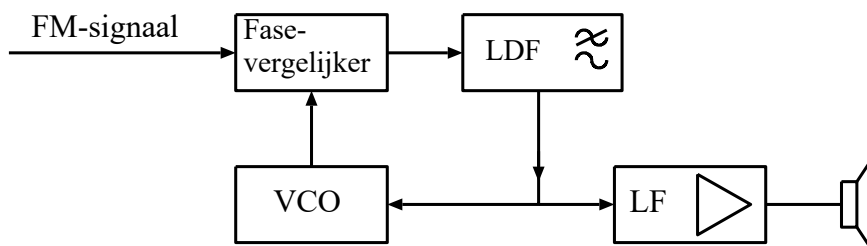
Figuur 13.6-3. PLL met referentieoscillator. De bufferversterker van Figuur 13.6-1 is niet meegetekend, want die hoeft er niet altijd in te zitten.

De figuur laat zien dat de combinatie van fasevergelijker, LDF en VCO een gesloten lus vormt die wordt aangestuurd door de referentie-oscillator.

Zoals gezegd, is een PLL eigenlijk een teruggekoppeld systeem zoals opampschakelingen en oscillatoren. Bij die laatste twee wordt spanning, stroom of vermogen teruggekoppeld, bij de PLL is dat fase.

13.6.2 De PLL als FM-detector

Vervang de referentie-oscillator door de MF van een FM-ontvanger (Figuur 13.6-4).

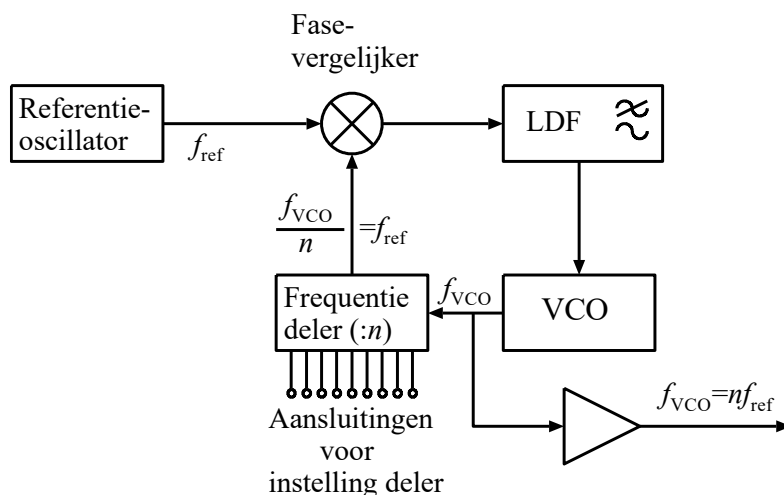


Figuur 13.6-4 De PLL als FM-detector

De regelspanning op de VCO moet zich nu steeds aanpassen om de uitgangsfrequentie van de VCO in de pas te laten lopen met die van de FM-ontvanger. Dan is de uitgangsspanning van het LDF de modulatie van het FM-signaal. Dat levert een demodulator voor FM (en PM).

13.6.3 De PLL als frequentiesynthesizer

Met een frequentiedeler in de faselus kan een PLL worden gebruikt als frequentievermenigvuldiger. Met een instelbare deler is de frequentie instelbaar. Figuur 13.6-5 laat een blokschema zien.

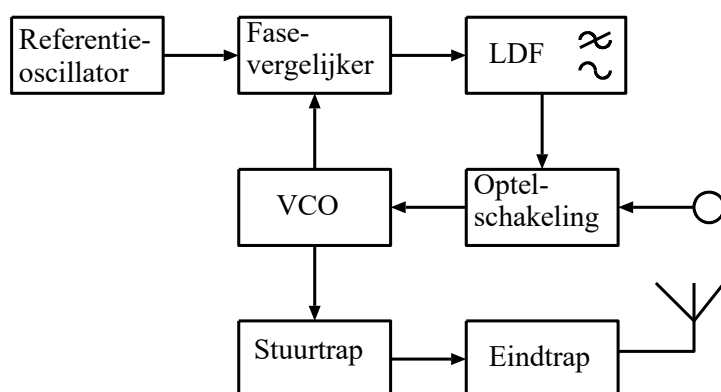


Figuur 13.6-5. PLL als instelbare frequentievermenigvuldiger.

De frequentie f_{VCO} van het uitgangssignaal van de VCO wordt in de frequentiedeler door n gedeeld. De frequentie uit de deler komt in de fasevergelijker samen met het signaal van de referentie-oscillator. Het resultaat daarvan passeert het laagdoorlaatfilter (LDF). De output van het LDF belandt als stuurspanning op de VCO. Na enkele perioden van de referentie-oscillator is een stabiele situatie bereikt: de PLL vergrendelt. De VCO levert nu n maal de frequentie van de referentie-oscillator. Is de referentiefrequentie bijvoorbeeld 25 kHz, dan kan door instellen van het deeltal een frequentie in stappen van 25 kHz worden gemaakt. De PLL maakt van een frequentiedeler een frequentievermenigvuldiger!

13.6.4 Zenden met een PLL

Met een PLL is ook een frequentiemodulator te maken. Tel een microfoonsignaal op bij de stuurspanning op de VCO en je hebt bruikbare FM (Figuur 13.6-6).



Figuur 13.6-6. FM-zender met PLL.

De amplitude van het microfoonsignaal moet zo klein zijn dat de maximale zwaai van het VCO-signaal niet wordt overschreden. Er kan ook een frequentiedeler als in Figuur 13.6-5 in het schema worden ingebouwd voor gebruik op hogere frequenties. Aandachtspunt:



een frequentiedeler met deeltal n in de lus geeft behalve een n maal zo hoge frequentie ook een n maal zo grote zwaai!

13.7 Van analoog naar digitaal en terug

13.7.1 Inleiding

In amateurapparatuur worden steeds meer digitale technieken toegepast. Kennis daarvan hoort tot de exameneisen. De aanstaande zendamateur hoeft niet van alles het fijne te weten, maar enige kennis boven die van poorten, flipflops en schuifregisters is wel vereist.

Een signaal komt vrijwel altijd analoog een ontvanger binnen en moet er vaak ook weer analoog uit, want onze oren zijn nu eenmaal analoog. Het ligt daarom voor de hand dat we beginnen met de vraag hoe je van een analoog signaal iets digitaals maakt en later van een bewerkt digitaal signaal weer iets analoogs. Daartussenin zit digitale signaalbewerking. Daarom komt die ook aan de orde.

Een ontvanger kan voor een groter of kleiner deel digitaal zijn. Het meest algemeen is de DSP (*Digital Signal Processor*, digitale signaalverwerker) in het LF-deel. Daarmee kan bijvoorbeeld worden gespeeld met verschil in sterkte tussen hoge en lage tonen voor een zo goed mogelijke verstaanbaarheid. Een vrijwel geheel digitale ontvanger kan ook. Ook afstemming is vaak digitaal.

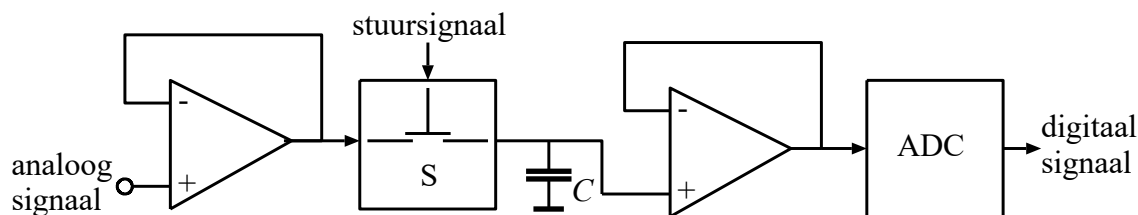
De volgorde van analoog naar digitaal en terug is:

1. Bemonstering van het analoge signaal;
2. Omzetting van analoog naar digitaal (ADC, Analoog-Digitaal-Conversie);
3. Bewerking van het digitale signaal, bij voorbeeld in een DSP;
4. Omzetting van het digitale signaal naar analoog (DAC, Digitaal-Analoog-Conversie);
5. Toepassing van een reconstructiefilter, waarin de resten van de digitale behandeling als pulsen of trapjescurven, zo goed mogelijk worden gladgestreken.

13.7.2 Bemonstering van analoge signalen

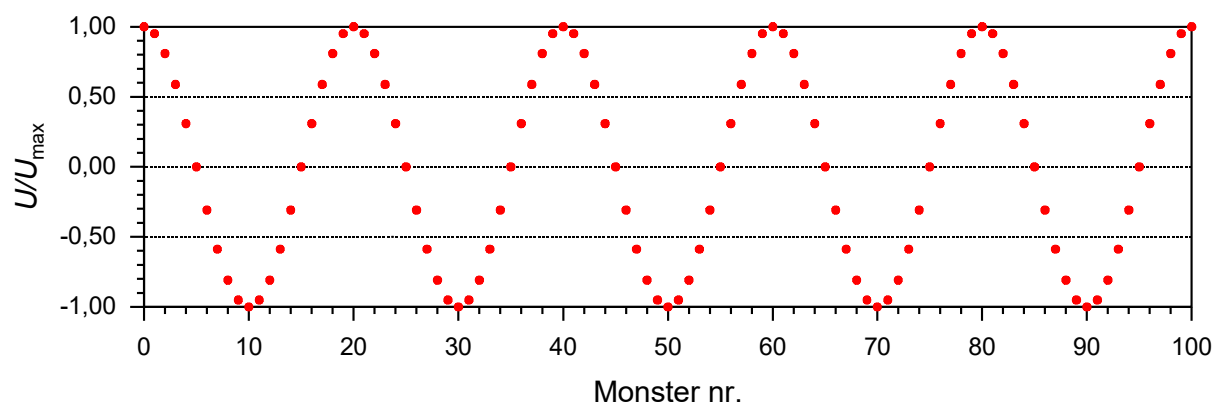
Een analoog signaal kan gedurende elke tijdsperiode een oneindig aantal waarden aannemen. Een digitaal systeem kan dat niet. Dat kan een eindig aantal waarden en een eindig aantal tijdstappen aan. Een digitaal signaal bestaat uit opeenvolgende pulsen waarin binnen een puls niets verandert. 0 blijft 0 en 1 blijft 1.

Voor digitale verwerking moet een analoog signaal eerst in stukjes met één waarde worden gebroken. Op vaste tijdsafstanden wordt de momentele waarde van het signaal gemeten. Signaalwaarde en tijd worden elk omgezet in een reeks getallen. Een zo'n setje van tijd en meetwaarde heet een *monster*, in het Engels *sample*. Het analoge monster mag niet meetbaar in waarde veranderen tot het is omgezet in digitale code. Bemonsteren gebeurt met een zogenoemde *sample and hold* schakeling (Figuur 13.7-1).



Figuur 13.7-1. Voorbeeld van een sample-and-hold-schakeling met analoog-digitaal converter (ADC) rechts.

Het analoge signaal komt binnen op de niet-inverterende ingang van de spanningsvolger links. De uitgang ervan is verbonden met een schakelaar S. Die is altijd elektronisch en nooit mechanisch, zoals hier voor de eenvoud is getekend. De condensator na de schakelaar houdt de spanning vast tot de analoog naar digitaal converter (ADC) hem heeft omgezet naar een digitale waarde. Vervolgens wordt een nieuw monster genomen. De output van de ADC wordt digitaal opgeslagen en verwerkt. Figuur 13.7-2 toont wat er na bemonstering van een analoog sinusvormig signaal overblijft.



Figuur 13.7-2. Sinusvormige spanning, 5 perioden, 100 maal bemonsterd.

Elke rode stip is één monsterwaarde. Per sinusperiode zijn het er in dit geval 20. De sinusvorm is goed te herkennen. Maar er zijn complicaties.

13.7.3 Valkuilen bij signaalbemonstering; de regel van Nyquist-Shannon, aliasing

Voor een digitale beschrijving van een signaal moet je zoveel monsters nemen dat uit de lijst van getallen die daaruit ontstaat, nagenoeg hetzelfde signaal weer kan worden opgebouwd. Een signaal moet dan met een zekere minimale frequentie worden bemonsterd. Elke bemonstering levert een stip van het signaal, zoals in Figuur 13.7-2.

In de stippen van Figuur 13.7-2 herkennen we moeiteloos een sinus. Er zijn 5 perioden die in totaal 100 maal zijn bemonsterd. De bemonsteringsfrequentie in Figuur 13.7-2 is 20 maal de frequentie van de sinus. Stel dat de sinusfrequentie 100 Hz is. Dan is de bemonsteringsfrequentie $20 \cdot 100 \text{ Hz} = 2 \text{ kHz}$. Bij de reconstructie van de sinus kunnen we een lijntje tussen twee opeenvolgende punten tekenen. Als we naar Figuur 13.7-2 kijken, doen onze hersenen dat voor ons.



Stel dat het om een andere golfvorm gaat dan een sinus, bijvoorbeeld een blok golf. Die bevat oneven harmonischen, weten we uit hoofdstuk 5. Die harmonischen mogen bij de bemonstering niet merkbaar worden aangetast. Dat zou ten koste van de golfvorm gaan. Om dat te laten zien, bevat de volledige tekst van dit hoofdstuk een experiment met een sinus en een blok golf en een hoge en een lage bemonsteringsfrequentie.

Wie wil terugkijken, gaat naar de volledige versie van dit hoofdstuk. We bespreken in deze verkorte tekst de uitkomsten. Het experiment toonde toenemende vervorming in de blokspanning bij afnemende bemonsteringsfrequentie. De flanken van de blokken werden schuin en de blokken zelf niet allemaal even breed. Daarmee verdween de symmetrie van de blok golf. Een symmetrische blokspanning bevat alleen oneven harmonischen. Een pulsspanning, dus een spanning met andere afstanden tussen dan binnen de blokken, bevat ook even harmonischen. Die waren blijkbaar zomaar ontstaan. De schuine blokflanken gaven aan dat sommige oneven harmonischen van de blok golf verzwakt of verdwenen waren. Er was een breder blok met lage herhalingsfrequentie. Een nieuwe lage frequentie? Zou ons bemonsteringsproces er even harmonischen bij hebben gemaakt? De sinus kwam ongeschonden door het bemonsteringsproces. Dit vraagt om een verklaring.

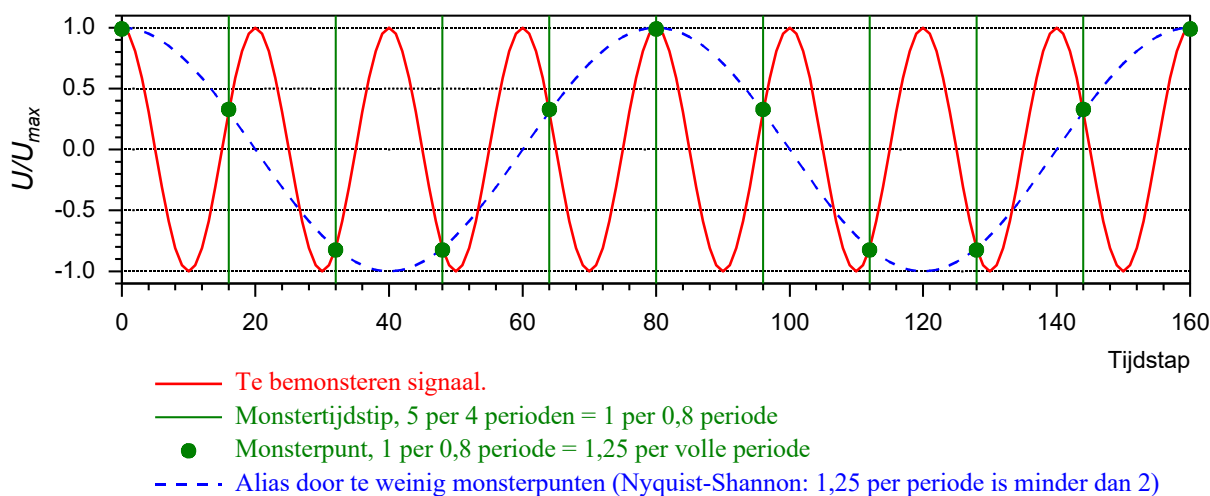
De heren Harry Nyquist en Claude Shannon vonden die onafhankelijk van elkaar. Vandaar dat je soms de term *Nyquist-frequentie* tegenkomt en soms *stelling (theorem) of regel van Shannon* en soms *stelling of regel van Nyquist-Shannon*. De regel komt neer op het volgende:

Om informatie uit een bemonsterd signaal te behouden, is een bemonsteringsfrequentie nodig die minstens 2x zo groot is als de hoogste frequentie in dat signaal.

Die frequentie staat bekend als de **Nyquist-frequentie**. Anders gezegd: minstens 2 monsterpunten per periode zijn “verplicht”.

Dit verklaart het schuiner worden van de blokspanning door bemonsteren, want de hogere harmonischen zijn als gevolg van de lagere bemonsteringsfrequentie verdwenen. Het verklaart ook waarom de sinus intact bleef, want die heeft geen harmonischen. Maar het verklaart niet die rare veel lagere frequentie bij de blokspanning.

Figuur 13.7-3 laat een uitkomst zien. Daarin zijn 5 bemonsteringen per 4 perioden gedaan, dus 1,25 per periode in plaats van het vereiste minimum van 2. De bemonsteringspunten zijn de dikke groene stippen.



Figuur 13.7-3. Een te lage bemonsteringsfrequentie van de rode sinus (1,25 per volle periode terwijl het er volgens Nyquist-Shannon minimaal 2 moeten zijn) veroorzaakt een alias (blauwe streepjescurve door de groene stippen). De alias heeft hier een frequentie die 4x zo laag is als die van de bemonsterde sinus.

Door de bemonsteringspunten past een sinus met twee perioden in plaats van de acht van de oorspronkelijke sinus.

Dit laatste verschijnsel heet **aliasing**. In de signaalanalyse is een *alias* een frequentie die ontstaat door bemonstering met een te lage bemonsteringsfrequentie. De alias-frequentie is lager dan de oorspronkelijke frequentie en lager dan de bemonsteringsfrequentie.

De met blauwe stippellijn aangegeven sinus door de dikke groene monsterpunten heeft een frequentie die 4x zo laag is als die van de bemonsterde rode sinus in Figuur 13.7-3. Volgens Nyquist/Shannon had minstens 2x per sinusperiode moeten worden bemonsterd om een blauwe grafiek te krijgen met dezelfde frequentie als de rode.

De figuur toont 8 perioden van de rode sinus. De bemonsteringsfrequentie is $1,25 \cdot 8 = 10$ keer per 8 sinusperioden. De frequentie van de alias is twee per 8 sinusperioden, want er staan twee volle perioden in de figuur. Blijkbaar is de frequentie van de alias het verschil tussen bemonsteringsfrequentie en sinusfrequentie: $10 - 8$ eenheden is 2 eenheden.

13.7.4 Convolutie

De oorzaak van aliasfrequenties is als volgt te beredeneren. Bemonstering is een vorm van amplitudemodulatie. Tijdens een bemonsteringspuls wordt het signaal heel even doorgelaten, ofwel vermenigvuldigd met 1. Daarbuiten wordt niets doorgelaten. Dat betekent dat er dan is vermenigvuldigd met 0. Vermenigvuldigen van signalen is AM. Er ontstaan zo een som- en verschilfrequentie van bemonsterings- en signaalfrequentie.

De bemonsteringsfrequentie is een pulsspanning. Daardoor levert de vermenigvuldiging van signaal en bemonsteringsfrequentie ook harmonischen van die laatste op. Ook die leveren mengproducten. Strikt genomen zijn dat ook aliassen. Ze liggen echter doorgaans buiten het frequentiegebied, waar ze na omzetten van het gedigitaliseerde signaal naar

analoog hinder kunnen opleveren. De productie van al deze signalen bij het samenkomen van twee signalen heet *convolutie*. **Die term staat in de exameneisen.**

13.7.5 Anti-aliasfilter

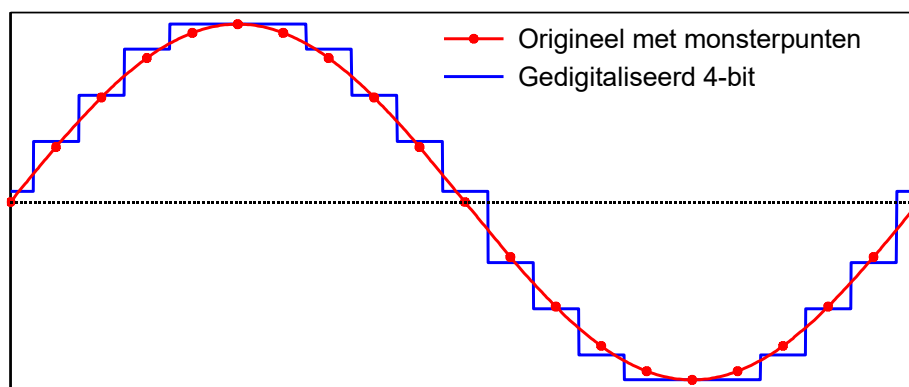
Bij signalen met een hoogste frequentie die groter dan 2x de bemonsteringsfrequentie is, is aliasing niet te voorkomen. Oplossen van het probleem kan op twee manieren:

1. De bemonsteringsfrequentie zover verhogen dat die gelijk aan of hoger is dan 2x de hoogste frequentie in het signaal
2. Vóór de analoge signaalingang een laagdoorlaatfilter plaatsen dat frequenties boven de halve bemonsteringsfrequentie onderdrukt. Dat heet een *anti-aliasfilter*.

13.7.6 Omzetting van analoog naar digitaal; kwantiseringsruis

We hebben gezien dat er voor omzetting van analoog naar digitaal schakelingen zijn die meestal als ADC, *Analog to Digital Converter* wordt aangeduid. Een voorbeeld van een ADC is een digitale voltmeter (multimeter). Je stopt er een analoge spanning in en de meetwaarde komt in cijfers op het display.

Bij wijze van voorbeeld toont Figuur 13.7-4 een bemonsterde sinus voor en na conversie door een denkbeeldige 4-bits ADC.



Figuur 13.7-4. Sinus met bemonsteringspunten. Rood: waarden als bemonsterd. Blauw: waarden na AD-conversie.

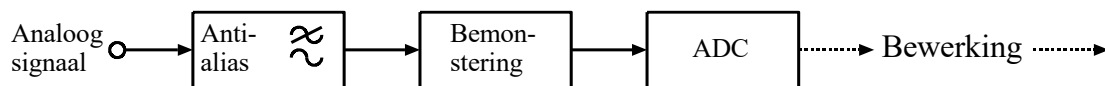
Gebruik van maar 4 bits is niet erg realistisch en alleen bedoeld om te laten zien dat er in een ADC conversiefouten optreden. Een eindig aantal beschikbare waarden maakt van een vloeiende kromme een trapjeskromme. De hoogte van een trede valt bijna nooit samen met de analoge waarde op het monsterpunt. In de figuur zijn van hoogste naar laagste waarde maar 9 van de 16 beschikbare waarden gebruikt en de treden zijn ongelijk van hoogte.

Een AD-conversie met veel meer dan 4 bits is normaal. Het kan het probleem dat we in Figuur 13.7-4 zien, nooit voor 100% oplossen. De oorzaak, een oneindig aantal analoge waarden dat in een eindig aantal digitale waarden wordt geperst, blijft immers bestaan.

Dit verschijnsel levert ruis op die *kwantiseringsruis* wordt genoemd, ruis die wordt veroorzaakt door de omzetting van analoge waarden in digitale.

Het aantal bits, de *resolutie*, van een ADC, geeft het aantal digitale waarden aan tussen laagst en hoogst mogelijke waarde van het analoge signaal. 16 bits bijvoorbeeld is $2^{16} = 65536$ waarden. Dat is 96 dB tussen hoogst en laagst mogelijke waarde, het *dynamisch bereik*.

Praktisch geen enkel signaal varieert tussen hoogst en laagst mogelijke ingangswaarde van de ADC. Zo blijft een deel van het dynamisch bereik onbenut. Neem een digitale voltmeter die 0,015 V meet bij een meetbereik van 9,999 V in 4 decimale cijfers. 2 betekenisvolle cijfers blijven over en de rest is 0. ADC's voor nauwkeurige toepassingen hebben dan ook een hoge resolutie, bijvoorbeeld 24 bits. Het aantal mogelijke waarden is dan $2^{24} = 16\,777\,216$. We hebben hiermee de aanloop naar de bewerking van het gedigitaliseerde signaal gehad. Figuur 13.7-5 brengt de gedane stappen in beeld.



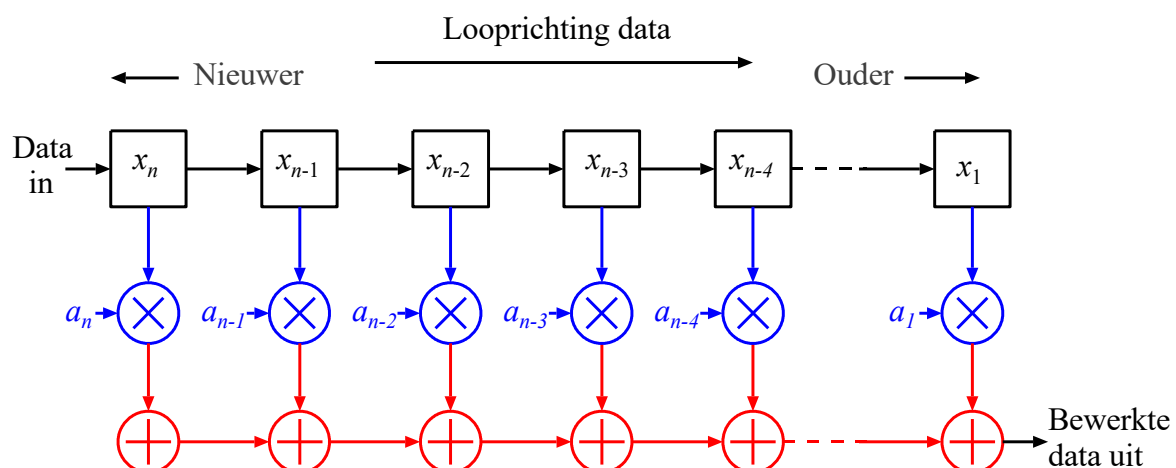
Figuur 13.7-5. Blokschema van analog signaal naar ADC Het vervolg is samengevat als “bewerking”.

13.7.7 Signaalbewerking 1: FIR en IIR

Twee gereedschappen voor digitale signaalbewerking zijn het FIR- en het IIR- of I^2R -filter. Voluit heten ze *Finite Impulse Response filter* en *Infinite Impulse Response filter*. De Nederlandse termen Eindig en Oneindig Impulsresponsiefilter kom je zelden tegen.

FIR-filter

We beginnen met het FIR-filter. Figuur 13.7-6 geeft een schema.



Figuur 13.7-6. Opbouw van een FIR-filter. Zwart: datatransport. Blauw: vermenigvuldigdeel. Rood: opteeldeel.

De zwarte vierkantjes vormen een schuifregister met opeenvolgende signaalmonsters x_i , waarbij i afloopt van n naar 1. Elke klokpuls stuurt de x -waarden 1 vakje naar rechts en links komt een nieuw signaalmonster binnen. Het oudste signaalmonster rechts verdwijnt.

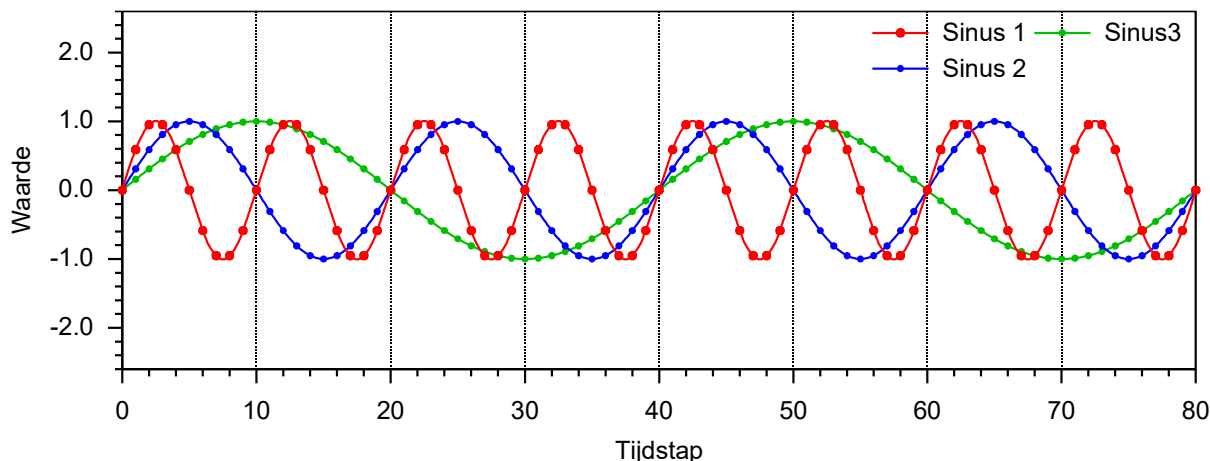
Omdat de data van links naar rechts schuiven, zitten de jongste links en de oudste rechts. Je kunt zo signaalmonsters van verschillende monstertijdstippen onderling en gelijktijdig manipuleren. Met analoge technieken kunnen we dat vergeten.

Onder elk schuifregister-vierkant staat een blauw rondje met vermenigvuldigtekens. Hier wordt de output x van het bovenliggende vierkant vermenigvuldigd met een getal a dat per rondje anders kan zijn. Het resultaat belandt in het onderliggende rode rondje met een $+$ teken erin. Daarin wordt het opgeteld bij het optelresultaat dat van links het rode rondje binnenkomt. Het resultaat van de bewerkingen is “Bewerkte data uit”. Die noemen we gemakshalve y . De waarde van y is de som van alle waarden $a_i x_i$ waarbij i loopt van $n \rightarrow 1$.

Als er 100 signaalmonsters in het register zitten en alle a de waarde 0,01 krijgen, dan is y de gemiddelde waarde van alle 100 monsters. Maar een FIR-filter kan veel meer.

We werken één voorbeeld uit. Dat is het effect van een voortschrijdend gemiddelde. Dat is het gemiddelde van een vast aantal opeenvolgende waarden in een reeks. Die gemiddelden vormen zelf een eigen reeks.

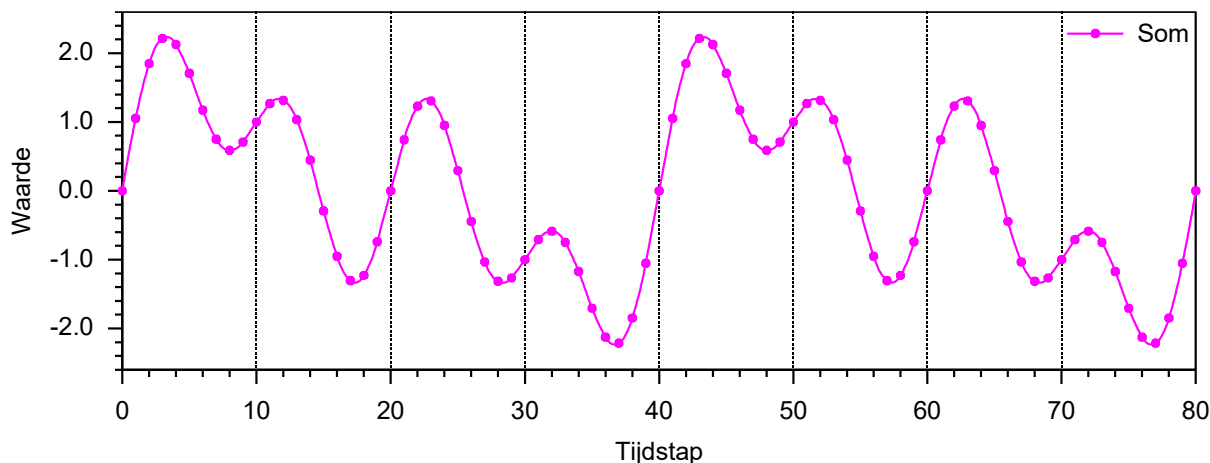
We geven in ons voorbeeld de som van 3 sinussen als invoer. Ze staan afzonderlijk in Figuur 13.7-7. De periodetijd van nummer 2 is $2x$ die van nummer 1; de periodetijd van nummer 3 is $2x$ die van nummer 2.



Figuur 13.7-7. Drie sinussen. De periode van de blauwe is $2x$ die van de rode; die van de groene is $2x$ die van de blauwe. De punten in de grafieken zijn signaalmonsters. Hun nummers staan op de horizontale as.

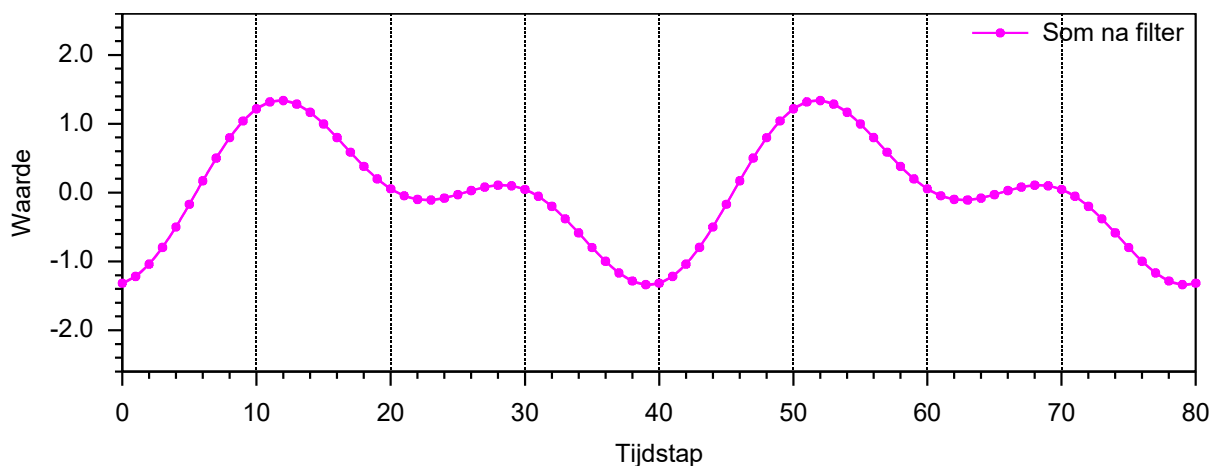
Een tijdstap op de horizontale as is 1 bemonsteringspunt. De rode (snelste) sinus, sinus 1, heeft 10 punten per periode. In de grafiek staan 8 perioden. Dat maakt 80 bemonsteringspunten. Sinus 2 heeft er 20 per periode, sinus 3 heeft 40.

De som van de drie sinussen die samen het FIR-filter ingaan, staat met de bemonsteringspunten in Figuur 13.7-8.



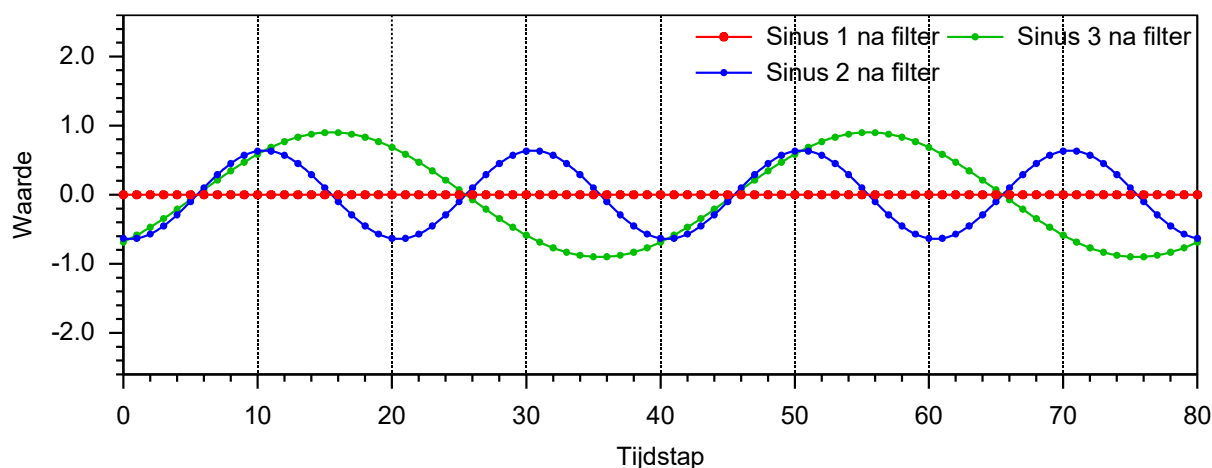
Figuur 13.7-8. Grafiek van de som van de drie sinussen in Figuur 13.7-7, zoals ingevoerd in het FIR-filter.

In het FIR-filter van Figuur 13.7-6 krijgen 10 opeenvolgende vermenigvuldigingsfactoren a de waarde 0,1. De rest krijgt de waarde 0. Dat levert een voortschrijdend gemiddelde van 10 monsterpunten. Het resultaat zien we in Figuur 13.7-9.



Figuur 13.7-9. Grafiek van de som van de drie sinussen in Figuur 13.7-7 na passage door het filter.

De uitvoergrafiek van Figuur 13.7-9 verloopt zichtbaar vlakker dan de invoer in Figuur 13.7-8. Figuur 13.7-10 met de gefilterde afzonderlijke sinussen laat zien wat er is gebeurd.



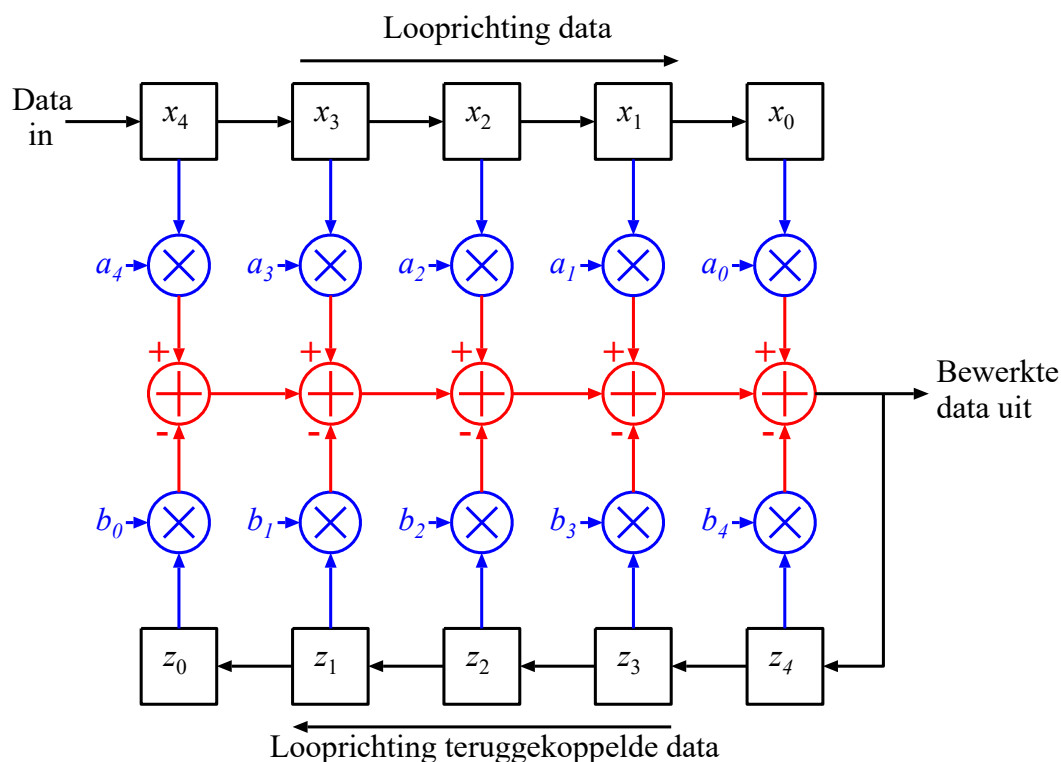
Figuur 13.7-10. Grafiek van de som van de drie sinussen in Figuur 13.7-7 na passage door het filter.

Sinus 1 is een rechte lijn op de nullijn geworden. Dat komt doordat de gemiddelde waarde van een sinus over elke volledige periode 0 is. Het voortschrijdend gemiddelde liep over 10 opeenvolgende punten; precies het aantal in één periode van sinus 1. De amplitude van de gefilterde sinus 1 is daardoor 0 geworden. Die van de gefilterde sinus 2 is van 1 teruggedaan naar ongeveer 0,6. Die van sinus 3 van 1 naar 0,9. Die laatste verzwakking is al bijna verwaarloosbaar. Gehele veelvouden van de frequentie van sinus 1 staan niet in de figuur, maar verdwijnen ook. Frequenties tussen de gehele veelvouden van sinus 1 verdwijnen niet helemaal, maar worden flink verzwakt.

Conclusie: we hebben een soort laagdoorlaat- en harmonischenfilter gemaakt. Het kan allemaal nog veel mooier en ingewikkelder, maar dat ligt (ver) buiten de exameneisen en dus ook buiten het doel van deze cursus.

IIR- of I²R-filter

IIR-filters zijn te vergelijken met FIR-filters. Het verschil is dat de uitvoer wordt teruggekoppeld. Daarmee wordt het een rondgaand filter. Een puls op de ingang kan in theorie oneindig blijven rondlopen. Vandaar de I van *Infinite* (oneindig) in de afkorting IIR. Figuur 13.7-11 laat de opbouw zien op dezelfde manier als de FIR in Figuur 13.7-6.



Figuur 13.7-11. Opbouw IIR-filter. Zwart: datatransport. Blauw: vermenigvuldigdeel. Rood: opteldeel.

Om heel veel bits te verwerken, hoeft het schuifregister van een IIR-filter niet als een FIR minstens evenveel geheugenblokje te hebben als er signa尔蒙sters moeten worden verwerkt. Het mogen er minder zijn, omdat een IIR rondloopt. Alles komt toch aan de beurt. De waarden z in het teruggekoppelde deel (onderin) worden vermenigvuldigd met waarden b . De uitkomst wordt vervolgens niet opgeteld bij, maar afgetrokken van de waarde in het optelcirkeltje. Vandaar het minteken aan de onderkant van de plus-cirkels.

Door deze constructie omvat het filterproces minder stappen en is er minder reken capaciteit nodig dan bij een FIR-filter. Daar staat tegenover dat een signaal in het IIR-filter kan gaan uitslingeren ("rinkelen") en instabiel kan worden.

13.7.8 Signaalbewerking 2: Fourier en het frequentiedomein

Tot nu toe hebben we gekeken naar signaalbewerking in het tijdsdomein. Dat wil zeggen dat is gewerkt met signa尔蒙sters die op verschillende tijdstippen zijn gemeten en gedigitaliseerd. Soms laat een andere benadering een eenvoudiger signaalbehandeling toe. Zo'n benadering is de Fouriertransformatie. De naam Fourier is onder meer in hoofdstuk 5 langsgekomen, toen harmonischen ter sprake kwamen.

De Fouriertransformatie zet een zich herhalende golfvorm om in de frequenties waaruit hij is opgebouwd. Een wiskundige transformatie is niets anders dan een andere manier om naar een wiskundig probleem of natuurkundig proces te kijken.

We gaan voorbij aan de wiskundige kant van de transformatie. Dat deze bewerking een golfvorm in het tijdsdomein omzet in frequenties en amplitudes in het frequentiedomein volstaat. De verzameling frequenties met hun amplitudes heet het *spectrum* van de golf.

Zoals op een oscilloscoopscherm het verloop van spanning of stroom in de tijd zichtbaar wordt gemaakt (het *tijdsdomein*), laat het scherm van een spectrumanalyzer de in een signaal aanwezige frequenties met hun amplitude zien. Dat heet het *frequentiedomein*. Een spectrumanalyzer voert een Fouriertransformatie uit. Foto 13.7-1 laat het zien.

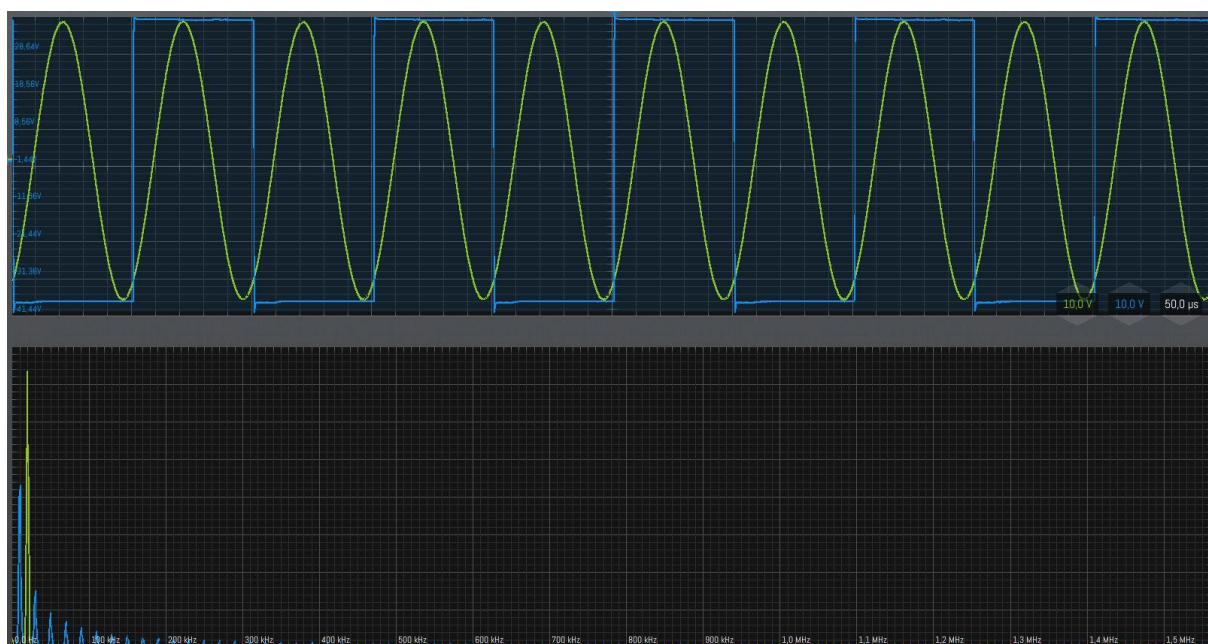


Foto 13.7-1. Sinusspanning (20 kHz, geel), blokspanning (10 kHz, blauw) en hun frequentiespectra (onder).

Boven zien we een sinus van 20 kHz (geel) en een symmetrische blokspanning van 10 kHz (blauw). Onder staat het resultaat van de Fouriertransformatie. De gele piek is de 20 kHz van de gele sinus. De blauwe pieken zijn van de blauwe blokspanning. De gele piek staat op de horizontale positie van 20 kHz. Verder zijn er geen gele pieken, want een sinus heeft geen harmonischen.

De blauwe pieken beginnen links met één van ongeveer 4,2 schaaldelen hoog voor 10 kHz. Dat is de grondgolf die ook wel eerste harmonische heet. Dan volgt één van 1,4 schaaldelen voor 30 kHz, de derde harmonische. Een blokgolf heeft immers alleen maar oneven harmonischen (hoofdstuk 5). Hun amplitude is 1 gedeeld door het rangnummer van de harmonische. 1,4 is $1/3$ van 4,2 dus dat klopt. Voor de volgende harmonischen is dat $1/5$ van 4,2 is 0,8 schaaldelen, $1/7$ van 4,2 is 0,6 schaaldelen, enzovoort.

Een signaal dat bij bemonstering in stukjes is gehakt is geen bruikbare input meer voor een Fouriertransformatie die uitgaat van een continu analoog signaal. De oorspronkelijke remedie is de *Discrete Fourier Transform*, DFT. Als er precies evenveel tijd tussen opeenvolgende bemonsteringen zit, werkt die, maar kost veel rekenwerk en -tijd.

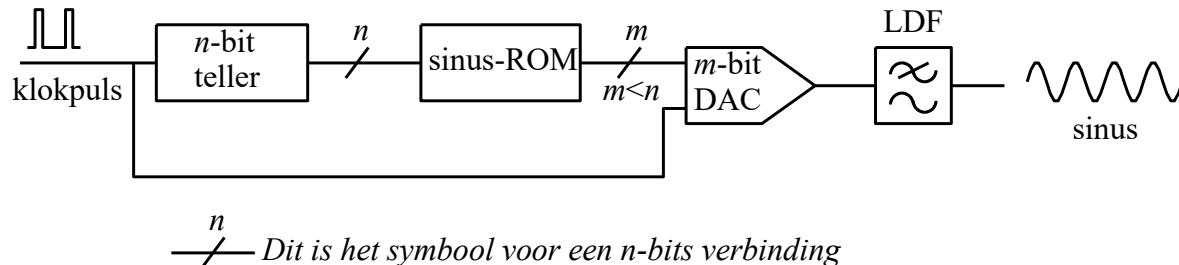
De oplossing voor dit laatste is de veel efficiëntere *Fast Fourier Transform*, afgekort FFT. Die kan zo'n 1000 keer sneller zijn dan de DFT, maar vraagt wat extra voorwaarden. Het is voor het examen voldoende om de afkortingen DFT en FFT te kennen en te weten waarvoor ze staan.

Zodra een signaal is omgezet in een spectrum, kunnen frequenties in amplitude worden vergroot, verkleind, toegevoegd of weggehaald. Eenmaal bewerkt, wordt het spectrum teruggetransformeerd tot een analoog signaal. Dat is de *Inverse Fourier Transformatie* (IFT). Weten wat een IFT doet en de naam kennen is op het examen genoeg.

13.7.9 Directe digitale frequentiesynthese (DDS)

Het woord "direct" in de naam geeft aan dat er aan het maken van de frequentie geen terugkoppeling en oscillatie te pas komt. Wel is een klokpuls nodig. We gaan in het nu volgende voorbeeld uit van een DDS-generator die een sinus maakt, maar het kan elke andere functie zijn.

De kern van onze voorbeeld-DDS is een tabel met sinuswaarden, bijvoorbeeld in stapjes van 0,1 graad. De tabel staat in een ROM (*Read Only Memory*) of als de DDS programmeerbaar moet zijn, een RAM (*Random Access Memory*). Elke geheugenplaats is m bits breed en heeft een binair adres van n bits. Het geheugenadres kan worden aangemaakt met een teller (Figuur 13.7-12).



Figuur 13.7-12. Basisschema van een DDS-sinusgenerator.

Elke klokpuls hoogt de stand van de teller met 1 op. Elk nieuw geheugenadres haalt de waarde van het bijbehorende sinusstapje op uit het geheugen en stuurt het naar de DAC (*Digital to Analog Converter*). Die maakt er een spanning (of stroom) van. Er ontstaat zo een analoge trapjescurve. Belangrijk is dat $m \leq n$. Anders ontstaat een niet-afgemaakte sinus.

De DAC-trapjescurve uit de DAC moet worden "gladgestreken" door het laagdoorlaatfilter aan het eind van de schakeling. Zo'n filter heet niet voor niets *herstelfilter* of *reconstructiefilter*. Daarna is de sinus "klaar voor gebruik".

De klokfrequentie is 2^m maal zo groot als de frequentie van de geproduceerde sinus, want de sinus bestaat uit 2^m stappen. Dat beperkt het frequentiebereik van de sinus. Om een idee te krijgen: stel dat $m=10$. Dat betekent een 10-bits DAC. $2^{10} = 1024$. Voor een sinus van 1 MHz is dan een klokfrequentie nodig van 1024 MHz, of ruim 1 GHz.

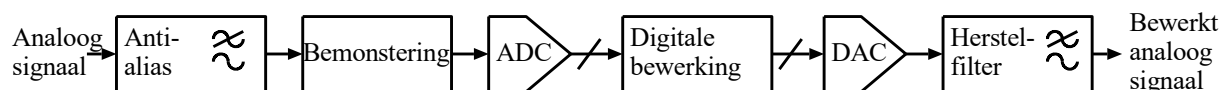
Dit was de eenvoudigste vorm van een DDS-schakeling, bedoeld om het werkingsprincipe duidelijk te maken. Er wordt bijvoorbeeld geen fase-informatie verwerkt. Complexere DDS-schakelingen kunnen dat wel. Voor het zendexamen is kennis daarvan niet nodig.

13.7.10 Samengevat

De leerstof voor het onderdeel digitale signaalverwerking kan als volgt worden samengevat.

1. Voordat het analoge signaal wordt bemonsterd, passeert het een anti-aliasfilter. Dat is een laagdoorlaatfilter.
2. Na het anti-aliasfilter volgt de bemonstering
3. De monsters gaan een ADC (analoog-naar-digitaal-converter) in en komen er digitaal weer uit. Voor elk bit een lijntje. Eén lijn in, evenveel lijnen uit als er bits zijn.
4. Dan volgt de digitale bewerking. Dat kan FIR, IIR, FFT met nabewerking plus IFT of een andere digitale bewerking via een microcontroller zijn.
5. Dan moet het bewerkte digitale signaal weer analoog worden gemaakt via een DAC (digitaal-naar-analoog-converter)
6. Daarna volgt een nieuw laagdoorlaatfilter dat de scherpe kantjes van de trapjeskromme “bijslijpt”- of van een pulsverzameling de omhullende overhoudt, net als bij een AM-detector. Zo’n filter heet *herstelfilter* of *reconstructiefilter*.

Het hele gebeuren is zichtbaar gemaakt in het blokschema van Figuur 13.7-13.



Figuur 13.7-13. Blokschema van de digitale verwerking van een analoog signaal. De “doorgestreepte” verbindingen betekenen dat er in werkelijkheid voor elk bit een verbinding is, dus evenveel parallelle verbindingen als er bits zijn.