

# *SPECTRUM ANALYSER*

Inhoudstabel :

Deel 1 : DE SPECTRUM ANALYSER.....	3
1.1 Inleiding .....	4
1.2 Wat is een frequentiespectrum ? .....	4
1.3 Opbouw van een spectrum analyser. ....	5
1.3.1 Real time analyser. (fig 2) .....	5
1.3.2. Swept-tuned analyser (fig.3). ....	5
1.3.3 De superheterodyne analyser.....	6
1.4 De instelling van een spectrum analyser. ....	7
1.4.1 Centerfrequentie en span .....	7
1.4.2 Het reference level en de vertical scale. (fund 5+6) .....	8
1.4.3 Resolution bandwidth (fund 7) .....	9
1.5 Misleidende spectraallijnen.....	10
1.5.1 Spiegelfrequenties .....	10
1.5.2 Middenfrequent signalen .....	10
1.5.3 Harmonische vervorming.....	11
1.5.4 Intermodulatie. ....	11
1.5.5 De DC-piek .....	11
1.6 Y.I.G. elementen.....	12
1.6.1 Constructie en eigenschappen .....	12
1.6.2 Het YIG-element in de praktijk.....	12
1.6.3 Oscillatoren.....	13
1.6.4 Filters. ....	13
1.6.5 Toepassingen van YIG-elementen. ....	14
Deel 2 : Spectraal analyse.....	15
2.1 Algemeenheden.....	16
2.2 Voorbeelden.. ....	16
2.3 Vervorming of distortie.....	17
2.4 Amplitude modulatie .....	18
2.5 Frequentiemodulatie .....	19
2.5.1. Methode van de Besselfunkties.....	19
2.5.2 De driepuntsmethode. ....	22
2.6 Pulsmoduatie .....	23
APPENDIX I : Een verhaaltje over db, dbm, .....	25

## **Deel 1 : DE SPECTRUM ANALYSER**

## **1.1 Inleiding**

De traditionele manier om een elektrisch signaal voor te stellen is in functie van de tijd. Hiervoor gebruikt men van de oscilloscoop. De tijdsas kan gebruikt worden om relatieve timing en faseverschuivingen te meten, welke een bepaald circuit karakteriseren. Soms is deze informatie echter onvoldoende.

Schakelingen zoals versterkers, modulatoren, mixers en dergelijke worden echter beter bekeken in functie van hun spectrum. Hiervoor doet men beroep op een spectrum analyser.

## **1.2 Wat is een frequentiespectrum ?**

Een frequentiespectrum is een grafische voorstelling van de amplitude van een signaal in functie van de frequentie. In fig. 1 wordt het verband tussen het tijdsdomein en het frequentiedomein geïllustreerd. In het tijdsdomein ziet men uiteindelijk de som van alle frequentiecomponenten van het frequentiedomein, maar dan in functie van de tijd.

Alle niet-sinusoïdale signalen, zoals blokgolven, zaagtanden, pulsen of welk ander signaal zijn samengesteld uit een reeks van sinusgolven met een welbepaalde amplitude, frequentie en faze. Wiskundig kan men dit bereken aan de hand van de Fourieranalyse. Daar deze afleiding moeilijk en buiten het bestek van deze cursus ligt, zullen we de belangrijkste spectra bespreken en interpreteren.

### **Enkele voorbeelden (fund 2) :**

een continue sinus of CW draaggolf : in het tijdsdomein nemen we een sinusvormig signaal waar, terwijl dezelfde sinus in het frequentiedomein voorgesteld is door een enkele lijn.

AM : het tijdsgebied toont een RF signaal waarvan de amplitude sinusoïdaal varieert in functie van de tijd. Het frequentiespectrum toont echter de verschillende frequenties die resulteren uit het moduleren van een RF draaggolf met een AF sinus. De draaggolf staat centraal van de onderste en bovenste zijband.

### **1.3 Opbouw van een spectrum analyser.**

We onderscheiden verschillende soorten spectrum analysers:

- de real-time of multichannel analyser
- de swept-tuned of TRF (Tuned radio frequency) analyser
- de superheterodyne analyser

#### **1.3.1 Real time analyser. (fig 2)**

Een real-time analyser bestaat uit een reeks banddoorlaatfilters waaraan het ingangssignaal wordt toegevoerd. Elk filter wordt constant gedetecteerd en door een elektronische schakelaar worden de filters om beurt uitgelezen, synchroon met de verplaatsing van de spot op het scherm. Dit gebeurt met de scan generator. Het frequentiespectrum van deze analyser is beperkt door het aantal filters en hun respectievelijke bandbreedte. Dit is een zeer dure en uitgebreide manier om het spectrum te bestuderen van HF-signalen aangezien het groot aantal filters. Het is eveneens een weinig flexibele manier, wegens de moeilijke afstemming van de filters. Voor lage frequenties daarentegen is het systeem wel interessant. De doorlaatband van de filters kan erg smal gekozen worden voor een goede resolutie en toch kan een hoge sweepprequentie gekozen worden, waardoor we een zuiver en stilstaand beeld krijgen. Dit in tegenstelling tot later te bespreken analysers.

#### **1.3.2.Swept-tuned analyser (fig.3).**

Een swept-tuned of TRF analyser bestaat uit een regelbaar banddoorlaatfilter (waarvan de frequentie ingesteld kan worden over een groot bereik), een detector, een scangenerator en een display. De detector leest de momentele waarde (amplitude) uit van de detector en geeft dit op de juiste plaats op het scherm weer. De scangenerator stuurt de afstemming van het filter en geeft de juiste horizontale afbuiging aan het display.

Dit is een simpele en goedkope oplossing met een tamelijk groot frequentiebereik, maar pover qua resolutie. Aangezien de TRF bestaat uit een regelbaar filter is de resolutie afhankelijk van de bandbreedte van het filter. Deze filters hebben geen constante bandbreedte over hun gans regelgebied en zijn daardoor beperkt in hun frequentiebereik. (Gewoonlijk een decade of minder).

### **1.3.3 De superheterodyne analyser.**

De meest voorkomende spectrumanalyser verschilt van de TRF analyser door het feit dat het spectrum door een vast filter wordt gesweept in plaats van het filter door het spectrum.

Het blokschema vinden we in figuur fund 3.

Het hart van de schakeling bestaat uit een stabiele en lineaire regelbare VCO of lokale oscillator. Deze wordt afgestemd door de sweepgenerator, welke eveneens zorgt voor de horizontale afbuiging.

Het ingangssignaal wordt via een attenuator naar de mixer gestuurd waar het gemengd wordt met de LO.

We moeten steeds opletten dat het ingangssignaal niet te groot is, anders zal er vervorming optreden of eventuele onherstelbare schade aan de mixer.

Het verschilsignaal van de mixer wordt door de middenfrequentversterker naar het banddoorlaatfilter geleid. Dit filter is instelbaar door de Resolution Bandwidth schakelaar. Hiermee kunnen we de gewenste resolutie kiezen (de mogelijkheid om dicht bij elkaar liggende signalen te onderscheiden). Deze instelling is dus in tegenstelling met de TRF analyser onafhankelijk van de te meten frequentie. Het signaal passeert vervolgens een eventuele logaritmische versterker en wordt dan gedetecteerd.

De videofiltering kan worden toegepast om eventuele ruis en ongewenste HF componenten na detectie weg te filteren.

De verticale schaafactor kan worden ingesteld, waarna het signaal eventueel gedigitaliseerd en opgeslagen kan worden in een geheugen. Dit laatste geeft een trillingsvrij beeld bij lage sweepfrequenties.

Deze sweepfrequentie kan variëren van enkele sweeps per seconde tot een paar seconden per sweep. Dit laatste is afhankelijk van de gekozen resolution bandwidth en bijbehorende span. Een groot frequentiespectrum en een kleine resolution bandwidth vereist een grote sweeptime. Te snel swepen zou een foute meting veroorzaken.

Meestal zal de sweeptime automatisch ingesteld worden, alhoewel men meestal manueel kan ingrijpen.

Wanneer men de controlespanning van de LO een bepaalde offset meegeeft, kan men de centerfrequentie instellen en door de amplitude te regelen van de zaagtand kan men de span regelen.

## **1.4 De instelling van een spectrum analyser.**

### **1.4.1 Centerfrequentie en span**

Als we de horizontale as van het beeld bekijken, zijn er een paar belangrijke instellingen die het vermelden waard zijn.

- de startfrequentie : is de frequentie die overeen komt met de linkerkant van het scherm
- de stopfrequentie : is de frequentie die overeen komt met de rechterkant van het scherm
- indien we geen gebruik willen maken van de start- en stopfrequentie, kunnen we ons behelpen van de centerfrequentie en de span
- Door middel van de centerfrequentie wordt de frequentie bepaald die in het midden van het scherm zal getoond worden.
- Door een waarde in te geven voor de span, zal een beeld getoond worden met een frequentiebereik gelijk aan de span met als midden de centerfrequentie. De span wordt meestal ingegeven in span/div.
- de instelling 'max span' is het maximum bereik dat kan getoond worden
- Met de instelling 'zero span' kan men de spectrum analyser afstemmen op de huidige centerfrequentie. Deze instelling kan gebruikt worden om een signaal door middel van een detector te detecteren en weer te geven via een luidspreker.

### **1.4.2 Het reference level en de vertical scale. (fund 5+6)**

Bij de vertikale schaalverdeling dienen we met twee factoren rekening te houden.

Het REFERENCE LEVEL is het vermogen nodig om de bovenkant van het scherm te bereiken. Met andere woorden : elk signaal dat tot aan de bovenste gradatie reikt, heeft de amplitude van het reference level.

De SCALE FACTOR bepaalt hoeveel amplitude er weergegeven wordt per divisie. (1db/div of 878mV/div)

Als de scale factor wordt uitgedrukt in db, betekent dit dat we met een logaritmische schaal werken en dat een verschil in grootte van twee spectraallijnen een verhouding weergeven.

$$20.\log\left(\frac{U_1}{U_2}\right) \text{ voor spanning}$$

$$10.\log\left(\frac{P_1}{P_2}\right) \text{ voor vermogen}$$

Voor een uitleg over hoe te rekenen met db en aanverwanten wordt verwezen naar appendix A.

Drukken we de amplitudes uit in mV of V, kunnen we de waarden direct aflezen. De bovenste gradatie lijn is dan gelijk aan het reference level en de onderste laan 0V, dit in tegenstelling met de logaritmische schaal.

Op figuur fund 6 zien we links drie signalen met een amplitude van respectievelijk +10dbm(carrier), +4dbm (-6dbc), en -30dbm(-40dbc).

Aan de rechterkant vinden we dezelfde signalen terug, maar dan uitgezet op een lineair diagramma. Het tweede signaal is de helft van de carier en het derde signaal is in de ruis verdwenen. (minder dan 0.1 div)

Besluit:

Een log schaal zal meestal gebruikt worden omdat deze instelling het grootste dynamische bereik heeft. (tot 80db op de meeste analysers).

Een lineaire schaal daarentegen geeft de mogelijkheid om zeer kleinen amplitude verschillen weer te geven.



### **1.4.3 Resolution bandwidth (fund 7)**

Met de resolution bandwidth schakelaar heeft men de mogelijkheid om dicht bij elkaar liggende signalen (in frequentie) weer te geven.

De resolution bandwidth wordt geselecteerd door een reeks van filters in het middenfrequent en bepaalt dus eigenlijk de bandbreedte van het MF.

Bijvoorbeeld met een span van 100MHz, kunnen we een resolution bandwidth gebruiken van 300kHz. Als we daarentegen de span verkleinen tot 200kHz, kunnen we niets meer onderscheiden, aangezien de resolution bandwidth groter is dan de span.

De analyser zal in de meeste gevallen de resolution bandwidth aanpassen om een compromis tussen nauwkeurigheid en sweeptime te bekomen.

Het resolution bandwidth filter heeft nog een ander belangrijk effect op de meting.

De gedetecteerde ruis is recht evenredig met de bandbreedte van het resolution bandwidth filter en kan berekend worden met volgende formule :

$$P=k.T.Bn$$

P : vermogen van de ruis in Watt

k : constante van Boltzman ( $1.38 \times 10^{-23}$  Joule)

T : temperatuur in graden Kelvin

Bn : gedetecteerde bandbreedte (ongeveer gelijk aan resolution bandwidth)

Hieruit kunnen we afleiden dat als resolution bandwidth daalt met een factor 10, de ruis verminderd met 10 db.

Waarom nu geen filter gebruiken met een zo klein mogelijke bandbreedte? Omdat hoe smaller het filter gemaakt wordt, hoe groter de totale sweeptime zal worden door de laadtijd van het filter/detector. Voor een grotere span, zal de sweeptime al gauw oplopen tot een paar seconden, wat een onstabiel beeld tot gevolg zal hebben.

## **1.5 Misleidende spectraallijnen.**

### **1.5.1 Spiegelfrequenties**

Op de plaats van een frequentie  $f_1$  zal tevens de waarde  $f_s$  getoond worden.

De bekomen meting is dus de som van  $f_1$  en  $f_s$ .

Fouten door de aanwezigheid van spiegelfrequenties kunnen voorkomen worden door :

- ofwel een BPF te plaatsen aan de ingang van de S.A.
- ofwel een MF te kiezen dat hoger ligt dan de te meten frequenties

Beide oplossingen zijn moeilijk te realiseren en zullen de prijs van het toestel aanzienlijk verhogen

In het blokschema van figuur 10 verder in je boek, vindt je hiervan een voorbeeld.

### **1.5.2 Middenfrequent signalen**

Signalen aan de ingang van de S.A. die in de MF band vallen, zullen rechtstreeks door gelaten worden in de mixer.

Trouwens aan de uitgang van de mixer vinden we steeds  $f_{in}, f_{lo}, f_{lo}-f_{in}, f_{lo}+f_{in}$ .

In dit specifiek geval is  $f_{in}=f_{mf}$ .

Deze signalen worden ook wel eens 'feed through signals' genoemd.

Het resultaat zal zijn dat deze frequenties een foute meting over de ganse band zullen te weeg brengen.

Deze fouten kunnen vermeden worden door de oplossingen uit 1.5.1.

### **1.5.3 Harmonische vervorming.**

Harmonische vervorming is ofwel in het signaal aanwezig ofwel treedt deze vervorming op bij te sterke ingangssignalen. In dit laatste geval zal de mixer de ingang niet meer lineair versterken, maar kwadratisch of verheffen tot een hogere macht.

Als de ingang gekwadrateerd wordt, ontstaat er een signaal met dubbele frequentie. Dit is helemaal niet de bedoeling en er zal een foutief beeld gevormd worden op de analyser.

Deze fout is makkelijk weg te werken door het plaatsen van een attenuator aan de ingang van de analyser. Is de fout niet weg, is de vervorming aanwezig in het signaal zelf.

Houd wel rekening met de verzwakker, bij het berekenen van eventuele amplitudes!

### **1.5.4 Intermodulatie.**

Als er gelijktijdig verschillende grote signalen aanwezig zijn aan de ingang van de mixer, dan staat daar eigenlijk de som van deze signalen. Als deze som nu niet meer lineair, maar kwadratisch behandeld zal worden zullen er som en verschilfrequenties ontstaan, die ons eventueel een vals beeld zullen geven van het spectrum. Het plaatsen van een verzwakker kan hier ook een uitkomst bieden.

### **1.5.5 De DC-piek**

Als  $f_{lo}=f_{mf}$ , als dus 0Hz gemeten wordt, zal er een foute piek op het spectrum ontstaan op de plaats van 0Hz. Op de mixer zijn uitgang zal dus aanwezig zijn:  $f_{lo}-0Hz=f_{mf}$  en  $f_{lo}$ .

De lokale oscillator zal er dus voor zorgen dat er een piek ontstaat op 0Hz. Links van de piek zal men het spiegelbeeld terug vinden van het spectrum.

## **1.6 Y.I.G. elementen**

### **1.6.1 Constructie en eigenschappen**

Een zeer zuiver gepolijste sfeer van een zeldzame, hoogwaardige, half doorzichtige en granaatkleurige yttrium metalloïde (eng. Yttrium Iron Garnet, kortweg YIG) wordt door middel van een montagestaafje in een magnetisch veld gehouden. Een YIG-element heeft dezelfde eigenschappen als een afgestemde kring met zeer hoge Q factor (meer dan 1000 in onbelaste toestand). De momentele resonantiefrequentie is afhankelijk van de magnetische flux doorheen de sfeer. Lineaire variaties in de magnetische veldsterkte veroorzaken lineaire variaties in resonantiefrequentie over een frequentieband groter dan 1 oktaaf. De meest aangewezen vorm om het magnetisch veld te bekomen is het gebruik van een elektromagneet waarvan men de stroom kan regelen.

Onder deze voorwaarden is de sfeer bestemd om samen met een transistor of ander actief element als afstemkring van een versterker, filter of oscillator te fungeren.

### **1.6.2 Het YIG-element in de praktijk.**

In de praktijk zitten sfeer, de magneet en het actieve element samen in een behuizing. De sfeer is ongeveer 0.5mm groot en bevindt zich tussen de polen van een hoefijzer magneet.

De sfeer wordt gecontroleerd verhit door middel van een montagestaafje om uitwendige temperatuutvariaties te elimineren.

Een apart aangebrachte spoel aan de magneet zal het mogelijk maken om het magnetisch veld te beïnvloeden. Dit kan nuttig zijn voor stabilisatie doeleinden of het toepassen van FM.

Typische voedingsspanningen en stromen situeren zich in de orde van 10V en 1A. De resonantiefrequentie van YIG-elementen kunnen gaan van 3.5GHz tot 40GHz, afhankelijk van de magnetische veldsterkte.. Door doping kunnen frequenties bereikt worden tot 500MHz. De hoge afsnijfrequentie wordt bepaald door de afmetingen van de sfeer en de magnetische veldsterkte.

De afname van de energie gebeurt door middel van een koppellus in de buurt van de sfeer te plaatsen.

### **1.6.3 Oscillatoren.**

Er zijn twee types oscillatoren die een YIG-element als afstemkring gebruiken:

- van 500MHz tot 8GHz gebruiken we transistorkringen
- van 7GHz tot 40GHz gebruiken we Ga-As diode(Gunn diode) oscillatorkringen.

De controlewikkeling van het YIG element laat een frequentiezwaai van ongeveer 150kHz/mA toe. In beide opstellingen laten de stuurkringen een regeling in resonantiefrequentie toe van ongeveer 1 oktaaf.

Om van het ene uiterste tot het andere uiterste van de band te switchen (full band switching) is ongeveer 10ms nodig. Recente types hebben een full band switching time van minder dan 1ms.

Let op de uitzonderlijke eigenschappen van het spectrum die in de volgende figuur is weergegeven van een YIG-oscillator.

Het oscillator vermogen hangt grotendeels af van de frequentie en de bandbreedte die men wenst te doorlopen. Een typische waarde voor de lage frequenties is 50mW en voor hogere frequenties 5mW.

Het gebruik van een buffertrap kan de oscillator een iets groter uitgangsvermogen bezorgen. Belangrijker is dat zo een frequentiedrift voorkomen kan worden door een te hoge belasting van het element.

### **1.6.4 Filters.**

Met de hoge Q-factor van een YIG-element en door de nodige RF interactie toe te passen door middel van aangepaste koppelmethodes kan men een uitstekend RF filter realiseren dat afstembaar is.

Om filters te realiseren met een hoge selectiviteit worden verschillende versterkingstrappen in cascade onder gebracht in een unit en zo gekoppeld dat men de gewenste steilheid van flanken bekomt.

Afstembare filters over een bandbreedte van 1 oktaaf zijn verkrijgbaar van 0.5 tot 40GHz.

Deze filters kunnen gebruikt worden als banddoorlaat of -bandstop filters.

### **1.6.5 Toepassingen van YIG-elementen.**

Uit het voorgaande blijkt dat YIG-elementen een paar grote voordelen vertonen t.o.v. trilholtte of gewone LC-kringen.

- elektronische afstemming
- grote Q factor
- lineaire frequentie afstemming in een relatief grote band
- frequentiestabiel en lage drift
- ongeveer 50000 werkuren
- stevige constructie

Hun toepassing vinden ze vooral in :

Radar :       - microgolfsynthesizers  
                  - LO en ingangskringen van systemen met frequency hopping

ECM :         - Snelle frequentie opzoekende systemen over een brede band  
                  - In stoorzenders om valse echo's te realiseren.  
                  - In frequentie-tracking systemen.

Testapparaten: -LO

- ingangskringen.
- spektrum analysers (zie figuur)

## **Deel 2 : Spectraal analyse.**

## **2.1 Algemeenheden.**

Een elektrisch, mechanisch en hydraulisch fenomeen bezit een frequentiespectrum dat enig is en ermee verbonden. Het spectrum is voorgesteld door het uitzetten van de amplitude van een bepaalde parameter in functie van de frequentie. In de electronica of telecommunicatie is deze parameter meestal een spanning, stroom of vermogen.

Een andere manier om de parameter uit te zetten is in functie van de tijd. Om van het tijdsdomein over te gaan naar het frequentiedomein maken we wiskundig gebruik van de transformatie van Fourier.. Voor simulaties op een computer zal dikwijls de Fast Fourier Transformation of FFT gebruikt worden. In dit hoofdstuk zal worden ingegaan op hoe men een spectraal beeld moet interpreteren en hoe men bepaalde eigenschappen afleid.

## **2.2 Voorbeelden..**

In volgende figuren vindt men een simulatie over hoe een periodieke niet-sinusoïdale golfvorm is opgebouwd. Alle signalen zijn opgebouwd uit 7 verschillende signalen met een bepaalde faze, frequentie en amplitude.



### **2.3 Vervorming of distortie.**

De spectrum analyser wordt dikwijls gebruikt voor het meten van vervorming. In tegenstelling met de oscilloscoop kan men met de spectrum analyser zeer kleine vervormingen meten. Bovendien wordt door de samenstelling van het spektrum direct de soort van vervorming zichtbaar. ( Intermodulatie of harmonische vervorming).

De vervorming die een signaal heeft wordt als een factor of een percentage weer gegeven.

De distortiefactor is het quotiënt van de totale effectieve spanningswaarde van de distortie veroorzakende frequenties t.o.v. de spanningswaarde van de grondgolven.

In formule vorm :

$$D = \sqrt{\frac{U_{2eff}^2 + U_{3eff}^2 + U_{4eff}^2 + U_{5eff}^2 + \dots + U_{neff}^2}{U_{1eff}^2}}$$

## 2.4 Amplitude modulatie

Een in amplitude gemoduleerde draaggolf geeft ons een spectraal beeld weer bestaande uit 3 lijnen. Nadere studie leert ons dat dit beeld de draaggolf ( $f_c$ ) met zijn onderste ( $f_c - f_a$ ) en bovenste zijband ( $f_c + f_a$ ) is.

De modulatie diepte kan gemakkelijk van het spectrum worden afgeleid met volgende formule :

$$m = \frac{2 \cdot E_{sb}}{E_c}$$

waarin :

$m$  : modulatie diepte

$E_{sb}$  : amplitude van een zijband (in Volt)

$E_c$  : amplitude van de draaggolf (in Volt)

Uit volgende figuren kunnen we onmiddellijk opmaken dat de draaggolf een frequentie van 100 Mhz heeft en gemoduleerd is met een AF van 1kHz.

Deze 1 kHz of modulerende frequentie (=herhalingsfrequentie) is de afstand tussen carrier en zijband. De bovenste figuur geeft een logaritmisch beeld, de onderste een lineair beeld weer van het spectrum.

Berekening van de modulatie diepte a.d.h.v. spanningen :

$$E_c = 23.14 \text{ mV}$$

$$E_{sb} = 5.8 \text{ mV}$$

$$\text{zodat } m = 2 \times 5.8 \text{ mV} / 23.14 \text{ mV} = 0.50 \text{ of } 50\%$$

a.d.h.v. vermogens en de verhouding van carrier en draaggolf in db:

$$\frac{m}{2} = \frac{E_{sb}}{E_c}$$

wetende dat  $m/2$  een verhouding van spanningen is, mogen we schrijven dat

$$20 \cdot \log \frac{m}{2} = -12 \text{ db}$$

$$m = 2 \cdot 10^{\frac{-12}{20}} = 0.5 = 50\%$$

Voor zeer kleine modulatie diepte is het alleen mogelijk deze te bepalen aan de hand van een logaritmische schaal.

Zo geeft bijvoorbeeld een zijband van -40dbc een modulatie van :

$$m = 2 \cdot 10^{\frac{-40}{20}} = 0.02 = 2\%$$

## **2.5 Frequentiemodulatie**

Bij een FM signaal wordt de frequentie van de drager gevarieerd op van de het AF bepaalt hoe ver de frequentie van de drager zal afgeweken worden.

Dit drukt men uit in de frequentiezwaai dF. (langs één kant van de drager).

Als we een wiskundige ontleding doen van een FM signaal, bekomen we een drager en een oneindige reeks zijbanden die verschillende amplitudes kunnen hebben al naargelang het AF.

Als bandbreedte van het signaal nemen we de afstand tussen de banden die ongeveer 1/10 in spanning of 20db in vermogen gezakt zijn t.o.v. de maxima.

De frequentie van het AF, is de afstand tussen twee opéén volgende banden.

De modulatieindex van het signaal wordt gegeven door volgende formule :

$$m = \frac{\Delta f}{f_{af}}$$

waarin :

m = modulatieindex

df = frequentievariatie aan één kant van de drager

faf = de frequentie van het laagfrequent

Om nu een Fm-signaal te meten zijn er twee veel gebruikte methodes:

### **2.5.1. Methode van de Besselfunkties.**

Als men een FM signaal bekijkt met verschillende modulatieindex, kunnen we vaststellen dat bij bepaalde signalen de amplitude van de drager heel klein is, wiskundig zelfs nul.

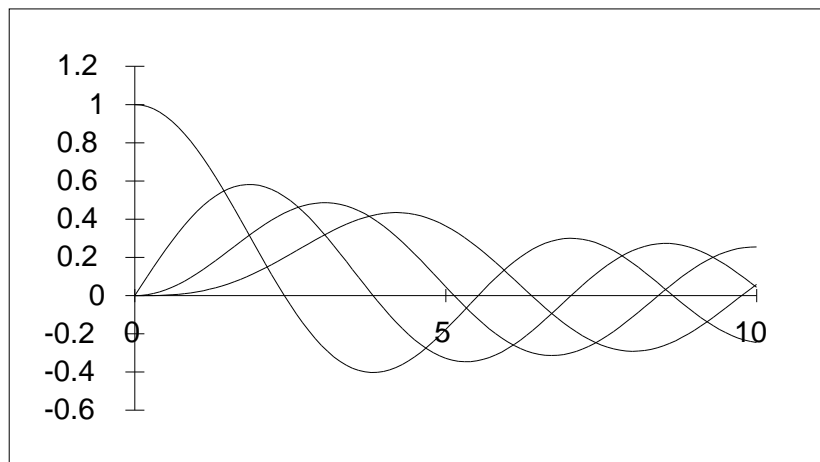
Bessel heeft bepaald dat deze nulpunten steeds terug komen bij bepaalde modulatie indexen.

Als men faf gaat variëren (welke gemakkelijk te meten is), tot we een nulpunt ontmoeten, kunnen we m vinden en df berekenen door faf te vermenigvuldigen met de overeenkomstige m.

In de volgende tabel vinden we de waarden van  $f_{af}$  in kHz voor de zes eerste nulpunten van de drager, voor enkele veel gebruikte  $df$ .

	m/df	10kHz	25kHz	30kHz	50kHz	75kHz	100kHz
1	2.40	4.16	10.42	12.50	20.83	31.25	41.67
2	5.52	1.81	4.53	5.43	9.06	13.59	18.12
3	8.56	1.16	2.89	3.47	5.78	8.67	11.56
4	11.79	0.85	2.12	2.54	4.24	6.36	8.48
5	14.93	0.67	1.67	2.01	3.35	5.02	6.70
6	18.07	0.55	1.38	1.66	2.77	4.15	5.53

Men kan ook nulpunten definiëren voor de zijbanden, a.d.h.v. volgende figuur :



Om nu verder te rekenen, moet men nu ofwel  $m$ , ofwel  $df$  van het spectrum zien af te leiden.

Het is mogelijk  $df$  af te leiden, maar de fout die men maakt is veel te groot.

Als eventuele controle van het resultaat, is deze afleiding aan te raden.

Dus gaat men verder op zoek naar  $m$ .

De theorie van fm leert ons dat de bandbreedte van het fm signaal benaderd kan worden door volgende regel:

Deze regel luidt als volgt :

$$BB = 2 \cdot n \cdot f_{af}$$
$$n = \text{round}(m) + 2 \text{ als } m > 0.2$$
$$n = 2 \text{ als } m < 0.2$$

waarin n het aantal zijbandparen is.

We hebben reeds gezien dat we  $f_{af}$  en de BB van het spectrum kunnen afleiden. Dan is het gemakkelijk om n te bepalen. Van n hoeven we dan 2 af te trekken (als  $n > 2$ ), en de bekomen waarde van m vergelijken we met de waarde van m in de tabel met nulpunten.

Daarna kunnen we gemakkelijk df bereken a.d.h.v. de gegeven formules.

Om df te controleren, kan men de frequentieafwijking bepalen van draaggolf frequentie tot waar de zijbanden ongeveer 3 db gezakt zijn t.o.v. de maxima.

Deze methode is zeer nauwkeurig maar vergt een nogal moeilijke procedure en de mogelijkheid om  $f_{af}$  te variëren.

Op figuur 4 en 5 kan men zien, dat een verschil van 2 Hz, reeds een verschil van 15 db geeft in de amplitude van de carrier.

### **2.5.2 De driepuntsmethode.**

De besselmethode heeft als nadeel dat we steeds een van de factoren moeten variëren om tot een bepaalde m te komen.

Wil men echter bij een vaste f en een vaste df de modulatieindex berekenen, kan dit gebeuren volgens de driepuntsmethode.

Deze simpele methode is minder nauwkeurig (door groter aantal metingen) dan de vorige, maar het resultaat is bevredigend.

Hoe gaat men te werk ?

Om de berekening uit te voeren neemt men de amplitude van drie naast elkaar liggende zijbanden, gelegen aan de 'buitenkant' van het spectrum, waarvan de amplitudes steeds af nemen. De modulatieindex wordt ons dan gegeven door volgende formule :

$$E_{n+1} + E_{n-1} = \frac{2.n}{m} E_n$$

waarin :

En : de amplitude is van n de zijband in VOLT

n : de orde van de zijband is (carrier dus niet meet tellen)

m : de modulatieindex is.

Op beide principes kunnen oefening gemaakt worden. Deze oefening vindt u in bijlage van dit document.

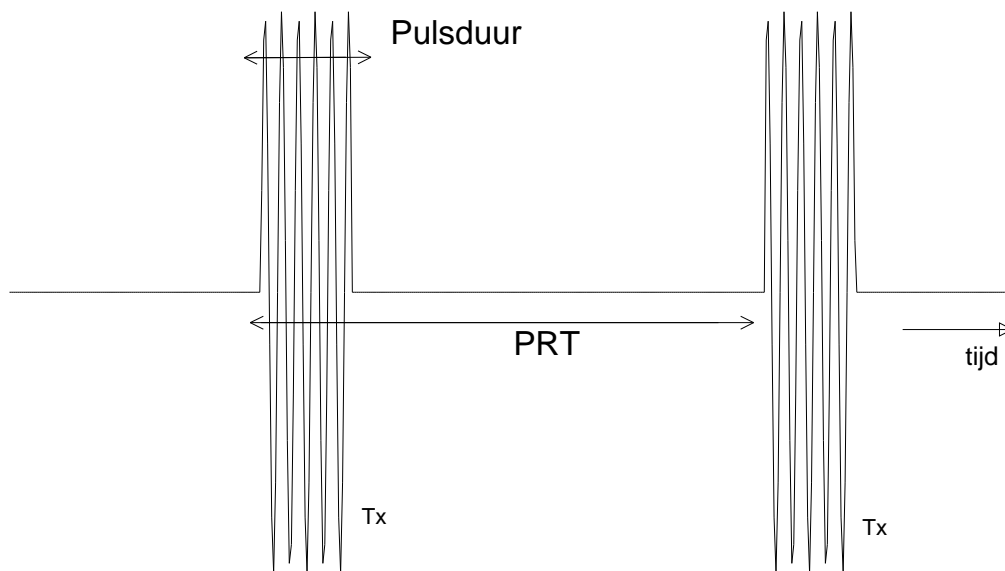
## 2.6 Pulsmoduatie

Bij een radarzender is de RF draaggolf 100% in amplitude gemoduleerd met een meestal een asymmetrische vierkantsgolf.

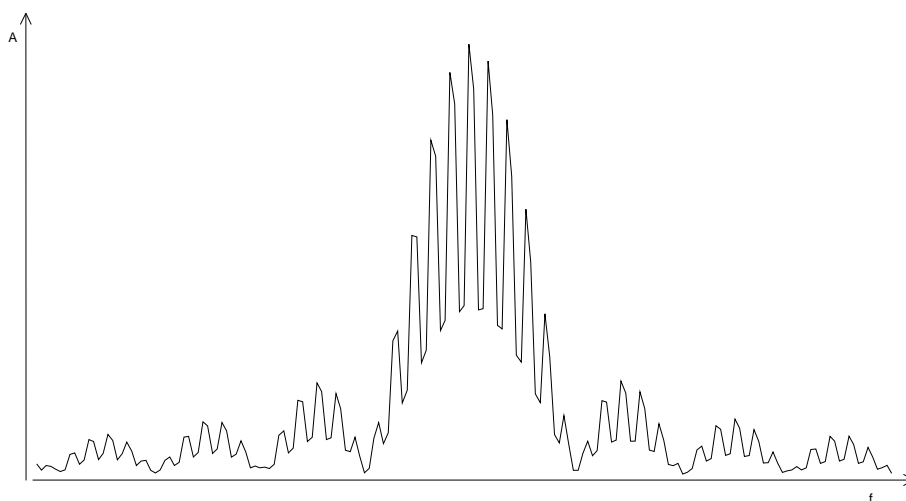
Zo ontstaan in het frequentie domein verschillende zijbanden rond de draaggolf frequentie te wijten aan:

- de grondgolf en zijbanden van de modulerende blokgolf
- zijbanden te wijten aan de PRF

De pulsgolf In het tijdsdomein :



De pulsgolf in het frequentiedomein :



Tussen de twee pieken van het spectraal beeld vinden we de PRF terug. Merk op dat het spectraal beeld enorm moet worden uitvergroot om in de praktijk de PRF te kunnen meten.

Aan de hand van de eerste nulpunten in het spectrum kan men de pulsduur  $\tau$  berekenen. Deze is gelijk aan :

$$\tau = \frac{1}{(f_c - f_{\text{nulpunt}})}$$

Merk op dat het spectrum (als men van de centerfrequentie afwijkt). Sterk in amplitude afneemt.

Het is duidelijk dat de meeste energie van de pulsgolf geconcentreerd is in de hoofdband (tussen de twee eerste nulpunten)

De tweede zijlobe van het spectrum is al 19.5 db kleiner dan de hoofdlobe.

Dit is ook de rede waarom de ingangskringen van de ontvanger niet heel breedbandig moeten zijn, en zo de ruis in de ontvanger kan verminderd worden en de winst hoog gehouden.

Een te smalle bandbreedte zou minder steile flanken van de pulsgolf teweeg brengen.

In het spectraal beeld zal eender welke vervorming van de pulsgolf aan het licht brengen. Zo zijn in volgende figuren enkele van deze problemen aan de hand van het spectraal beeld voorgesteld :

Fig 7 a : Pulsgolf met aanwezigheid van FM

Fig 7 b : Magnetronpuls in double mode

Fig 8 : Vervorming van de zendpuls (flanken)

Fouten in het spectraal beeld kunnen te wijten zijn aan :

- defecte magnetron
- defecte magneet
- misaanpassing in de RF sectie
- onjuiste pulsvorm (PFN)
- reflecties van voorwerpen inde onmiddellijke omgeving.



**APPENDIX I : Een verhaaltje over db, dbm, ....**

In de elektronica valt het heel dikwijls voor dat men moet werken met signalen die heel klein zijn. Denk maar aan de  $\mu\text{V}$ ,  $\text{mV}$ ,  $\text{pW}$ . Daarentegen soms ook met signalen die immens groot zijn,  $\text{MW}$ ,  $\text{GHz}$ , ....

Problemen duiken op wanneer deze waarde met elkaar vergeleken moeten worden.

Zo kunnen we in een Radar bijvoorbeeld stellen dat de S/N ratio gelijk is aan 10000000 of dat de verhouding TX en RX gelijk aan 10000000000000.

Handig niet ?

Om zulke grote verhoudingen hanteerbaar te maken gebruikt men de Bell:

$$\text{Bell} = \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

Omdat deze verhouding nu te kleine waarde zou opleveren gebruiken wij de decibel of de db om onze verhoudingen van vermogens voor te stellen.

$$\text{db} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_1}{P_2}\right)$$

Voor de verhouding van spanningen,

$$\text{db} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_1}{U_2}\right)$$

Nu hebben we nog maar alleen verhoudingen voorgesteld, nog geen absolute waarden.

Om nu een vermogen of een spanning voor te stellen, gebruiken we een vaste referentie:

De dbm :

$$x \text{ dbm} = 10 \cdot \log \frac{y \text{ mW}}{1 \text{ mW}}$$

De dbW

$$x \text{ dbW} = 10 \cdot \log \frac{y \text{ W}}{1 \text{ W}}$$

De db $\mu$ V

$$x \text{ db}\mu\text{V} = 20 \cdot \log \frac{y \mu\text{V}}{1 \mu\text{V}}$$

De dbV

$$x \text{ dbV} = 20 \cdot \log \frac{y \text{ V}}{1 \text{ V}}$$

Opmerking : Soms ontmoet men ook de uitdrukking dbc, d.w.z. db below carrier.