

DOPPLERKORREKSIE EN DRAERSINKRONISASIE  
VIR MOBIELE KOMMUNIKASIE

H. A. DREYER  
PROJEK EPR 400

Opsomming.

Die afgelope aantal jare het die behoefte vir effektiewe hoëspoed datakommunikasie oor mobiele bandbeperkte radiokanale geweldig toegeneem. Die effektiwiteit van datakommunikasie word grootliks beïnvloed deur verskynsels soos Doppler effekte. Die laasgenoemde is onafwendbaar sodra die kommunikasie stelsel mobiel van aard raak. Daarom het die behoefte ontstaan om draersherwinning te bevorder asook die deteksie en estimasie van Doppler afsette.

Die probleem is op 'n basis van sagteware aangepak, waardeur verskillende kommunikasie stelsels gesimuleer is onder verskillende sein-tot-ruis en Doppler omstandighede. Die resultate wat verkry is, het daarop gedui dat die frekwensie verskil detektor (kwadri-korrelator) wat geïmplementeer is, voldoende is om oor te gaan en die stelsel te realiseer in praktyk. 'n Verdere tegniek wat deur die outeur ontwikkel is, die inverse bandlaatfilter het getoon dat dit 'n moontlike nuwe oplossing vir die probleem stelling kan wees. Die laasgenoemde twee tegnieke is vergelykbaar met fasesluit lusse en dubbelfilter tegnieke.

Abstract.

The past few years a large need for effective high speed data communication over the mobile band limits increased dramatically. The effectiveness of data communication are greatly influenced through phenomena as Doppler effects. This specific phenomena are unavoidable as long as the communication system are mobile. Therefore need surfaced for better carrier recovery as well as the detection and estimation of Doppler offsets.

The whole problem was approached by means of software simulation. Different communication systems were simulated under different circumstances. The results that were achieved, showed that the frequency difference detector technique (quadri-correlator) that was implemented gratified itself and that it could be realised in hardware. Another technique called the inverse bandpass filter that was developed by the author showed remarkable results, thus more research into this field should be done. Both the last two techniques are comparable with schemes such as phase locked loops and dual filter techniques.

### Lys van tabelle.

Bladsv.

<i>Tabel (6-1) Deteksie tye van kwadri-korrelator onder verskeie sein tot ruis toestande.....</i>	58
<i>Tabel (6-2) Deteksie tye van inverse bandlaatfilter onder verskeie sein tot ruis toestande.....</i>	58
<i>Tabel (6-3) Korrigerings tye van kwadri-korrelator onder verskeie sein tot ruis toestande.....</i>	58
<i>Tabel (6-4) Korrigerings tye van inverse bandlaatfilter onder verskeie sein tot ruis toestand.....</i>	58

Lvs van figure.Bladsy.

<i>Fig. (1-1) Beskrywing van Doppler effek in lug.....</i>	15
<i>Fig. (1-2) Gewone modulasie van inligting op draer by <math>f_o</math> (Hz).....</i>	16
<i>Fig. (1-3) Effek van Doppler op informasiesein na demodulasie.....</i>	17
<i>Fig. (2-1) Algemene implementering van frekwensie verskil detektor.....</i>	18
<i>Fig. (2-2) Gebalanseerde kwadri-korrelator.....</i>	20
<i>Fig. (2-3) Data voorstelling na sub-afdeling A.....</i>	21
<i>Fig. (2-4) Werking van laaglaatfilter in Sub-afdeling B.....</i>	22
<i>Fig. (2-5) Sein ruimtelike voorstelling van kwadri-korrelator.....</i>	24
<i>Fig. (3-1) Linéere verband van die kwadri-korrelator.....</i>	26
<i>Fig. (3-2) Dubbele frekwensie komponent vorming na vermenigvuldiging.....</i>	27
<i>Fig. (3-3) Verandering in drywing van draer a.g.v frekwensie volging.....</i>	28
<i>Fig. (3-4) Oordragsfunksie van inverse bandlaatfilter.....</i>	29
<i>Fig. (3-5) Frekwensierespons van bandlaatfilter.....</i>	30
<i>Fig. (3-6) Frekwensierespons van inverse bandlaatfilter.....</i>	31
<i>Fig. (4-1) Sein ruimtelike voorstelling van FSS.....</i>	35
<i>Fig. (4-2) Tydvlak voorstelling van FSS gemoduleerde data.....</i>	36
<i>Fig. (4-3) Drywingsdigtheidspektrum van FSS gemoduleerde data.....</i>	36
<i>Fig. (4-4) Sein toetstands diagram vir KFSS stelsel.....</i>	38
<i>Fig. (4-5) Tydvlak voorstelling van KFSS sein.....</i>	39
<i>Fig. (4-6) Drywingsdigtheid spektrum van KFSS stelsel.....</i>	39
<i>Fig. (4-7) Vergelyking tussen KFSS en FSS se drywingsdigtheid spektra.....</i>	40
<i>Fig. (4-8) Frekwensierespons van bandlaatfilter.....</i>	40
<i>Fig. (4-9) Drywingsdigtheid spektrum van herwinde draer t.o.v normale gemoduleerde informasie sein.....</i>	41
<i>Fig. (4-10) Harde beperking op herwinde draer.....</i>	41
<i>Fig. (5-1-A,B,C) Vloeidiagram van sagteware implementasie.....</i>	45-46
<i>Fig. (6-1) Uitset van kwadri-korrelator by 8 dB S/N met 0 (Hz) Doppler.....</i>	52

Lys van figure (vervolg).

Bladsy.

<i>Fig. (6-2) DDS van kwadri-korrelator uitset by 8 dB S/N met 0 (Hz) Doppler.....</i>	52
<i>Fig. (6-3) Inverse bandlaatfilter se uitset by 8 dB S/N met 0 (Hz) Doppler.....</i>	53
<i>Fig. (6-4) DDS van inverse bandlaatfilter se uitset by 8 dB S/N met 0 (Hz) Doppler.....</i>	53
<i>Fig. (6-5) Tydvlakvoorstelling van 50 (Hz) trapinset.....</i>	55
<i>Fig. (6-6) Tydvlak voorstelling van varieerende frekwensie afset.....</i>	55
<i>Fig. (6-7) Tydvlak voorstelling van 50 (Hz) trapinset .....</i>	56
<i>Fig. (6-8) Tydvlakvoorstelling van varieerende frekwensie afset.....</i>	56

Lys van afkortings.

KFSS - Kwadratuur fase skuif sleutel.

FSS - Fase skuif sleutel.

SBO - Spannings beheerde ossilator.

DFT - Diskrete Fourier transform.

EIR - Eindige impuls respons.

ISO - Intersimbool oorvleueling.

GS - Gelykstroom.

Inhoudsopgawe.

Bladsy:

<b>Hoofstuk 1 .....</b>	11
Inleiding.....	11
1-2) Grondbeginsels van oombliksfrekvensie.....	12
1-1-2) Kontinue oomblike frekvensie.....	12
1-1-3) Diskrete-tyd oombliklike frekvensie.....	15
1-2-1) Doppler effek.....	17
1-2-2) Doppler effek in data-kommunikasie.....	18
<b>Hoofstuk 2.....</b>	20
2-1) Inleiding.....	20
2-2) Algemene voorstelling van frekvensie verskil.....	20
2-3) Kwadri-korrelator uiteensetting.....	20
2-3-1) Sub-afdeling A.....	23
2-3-2) Sub-afdeling B.....	24
2-3-3) Sub-afdeling C.....	25
2-3-4) Sub-afdeling D.....	27
<b>Hoofstuk.....</b>	28
3-1) Inleiding.....	28
3-2) Onderdrukking van hoë frekvensie komponente.....	28
3-3) Inverse bandlaatfilter.....	31

Inhoudsopgawe (vervolg).Bladsy.

3-4) Realisering van inverse bandlaatfilter.....32

Hoofstuk 4.....36

4-1) Inleiding.....36

4-2) Digitale modulasie tegnieke.....36

4-2-1) Faseskuif sleutel tegnieke (FSS).....36

4-2-2) Kwadratuur faseskuif sleutel (KFSS).....39

4-3) Draerherwinnings tegniek.....42

Hoofstuk 5.....45

5-1) Inleiding.....45

5-2) Ontwerpspesifikasie.....45

5-2-1) Teoretiese spesifikasies.....45

5-2-2) Sagteware spesifikasies.....45

5-3) Gebruikersaanwysings.....50

5-3-1) Instalering.....50

5-3-2) Prosedure.....51

5-3-3) Grafiese voorstelling.....51

Hoofstuk 6.....53

6-1) Inleiding.....53

Projek EPR 400 .....1995

Inhoudsopgawe (vervolg).Bladsy.

6-2) Resultate van kwadri-korrelator.....	53
6-3) Statiese toets.....	54
6-3-1) Kwadri-korrelator.....	54
6-3-2) Inverse Bandlaatfilter.....	55
6-3-3) Bespreking van statiese toets resultate.....	56
6-4) Dinamiese frekwensie afset toets.....	57
6-4-1) Kwadri-korrelator.....	57
6-4-2) Inverse bandlaatfilter.....	58
6-4-3) Bespreking van dinamiese frekwensie afset toets .....	59
6-5) Deteksie en korrigerings toetse.....	59
6-5-1) Deteksie van frekwensie afsette.....	60
6-5-2) Korrigering van frekwensie afsette.....	60
6-5-3) Bespreking van deteksie en korrigerings resultate.....	61
Ten Slotte.....	62
Lys van verwysings.....	64
Bylaag A.....	A-1
Bylaag B.....	B-1

# Hoofstuk 1

## Inleiding.

Daar het die afgelope paar jaar 'n groot behoefte ontstaan om hoëspoed-datakommunikasie oor mobiele radiokanale effekief te laat realiseer. Tipiese aanwendings van hierdie kommunikasie stelsels sluit enige kommunikasie stelsel in wat mobiel van aard is. D.w.s enige kommunikasie stelsel wat strek vanaf voertuie tot sateliete. Die hoof probleem wat onstaan het op die bogenoemde kommunikasie stelsels, was hoofsaaklik draersherwinning en draersynchronisasie. Die verskynsel wat hierdie probleme te weë bring het, is die sogenoamde Doppler effek. Ongelukkig by enige kommunikasiestelsel wat mobiel van aard is, sal die Doppler effek teenwoordig wees.

Die eertste deel van hoofstuk 1 sal handel oor oombliksfrekvensie en hoe dit beskryf word. Oombliksfrekvensie dien as 'n nuttige stuk agtergronds kennis vir die bepaling van Doppler effekte. Die laaste deel van die hoofstuk is 'n duidelike uiteensetting van hoe Doppler afsette kommunikasie stelsels beïnvloed.

Die tegniek wat ondersoek is om Doppler afsette te meet en te estimeer, is die sogenoamde Kwadri-korrelator. Hierdie tegniek word breedvoerig in hoofstuk 2 bespreek aan die hand van 'n suiwer enkelfrekvensie insetsein. Hoofstuk 3 word spandeer aan die beskrywing van 'n nuwe tegniek wat die oueur self ontwikkel het om draerherwinning te bevorder. Hoofstuk 4 handel oor die twee kommunikasie stelsels wat geimplimenteer is vir die projek en die laaste deel van die hoofstuk word gewy aan 'n draerherwinning tegniek wat gebruik was om draers te herwin uit die bogenoemde kommunikasie stelsels.

Hoofstuk 5 sal die beskrywing van die sagteware implementering asook die redes vir spesifieke implementerings tegnieke uiteensit, vloei diagramme van die sagteware implementerings sal ook verkaf word. Hoofstuk 6 sal alle resultate van simulasies en omstandighede waar onder simulasies plaasgevind het weergee. Ten slotte sal hoofstuk 7 afsluit met 'n kort oorsig oor wat bereik is en wat die implikasies is van die resultate wat behaal is, asook 'n toekomsblik sal gegee word. Alle bylae en aanhangsels sal aan die einde van die verslag gegee word.

### 1-1) Grondbeginsels van oombliksfrekvensie.

Die eerste taak wat die projek behels het was om die grondbeginsels van oombliksfrekvensie te bestudeer. Oombliksfrekvensie is 'n konsep wat ten minste al vyf dekades terug die lig gesien het [1],[2]. Deur die beginsels van oombliklike frekvensie te verstaan kan 'n beter beeld gevorm word van oombliklike en kontinue frekvensie. Sodoende kan die verskynsels van Doppler afsette beter verstaan en ingesien word.

By konvensie word die term "frekvensie" direk geassosieer met die Fourier transform wat gedefinieer is as die oneindige integraal oor die tyd domein. D.w.s die tyd veranderlike is verwyder wat impliseer volgens [3] dat die Fourier frekvensie is nie 'n beskrywer van 'n sein by 'n spesifieke oomblik in tyd nie. Aan die ander kant is oombliklike frekvensie 'n funksie van tyd en stel dus 'n ander konsep voor as Fourier frekvensie.

#### 1-1-2) Kontinue oombliklike frekvensie.

Die term "frekvensie" is seker een van die mees bekendste terme in die woordeskat van ingenieurs in fisisie. Frekvensie verwys gewoonlik na die parameters wat in die Fourier transform gegee is in (1-1) hieronder.

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) * \exp(-j\omega t) * dt. \quad (1-1)$$

In vgl. (1-1) is  $x(t)$  die kontinue tyd sein (funksie), en  $X(\omega)$  is die Fourier transform van  $x(t)$ . In vgl.(1-1) verwys ons dan na  $\omega$  as die Fourier frekvensie. In teenstelling hiermee word oomblikke frekvensie in vgl. (1-2) deur [2],  $\Omega(t)$  gedefinieer as

$$\Omega(t) = \frac{d}{dt} \arg[z(t)] = \frac{z'(t)}{z(t)}. \quad (1-2)$$

waar  $z(t)$  die analitiese sein is wat saamgestel is uit  $x(t)$  en  $H[x(t)]$ . In vgl (1-2) is  $x(t)$  nog steeds die kontinue tyd sein en  $H[x(t)]$  is die Hilbert transform van  $x(t)$ . Vgl. (1-3) stel dus nou  $z(t)$  voor.

$$z(t) = x(t) + jH[x(t)] = a(t) * \exp(j\phi t). \quad (1-3)$$

Die Hilbert transform van  $x(t)$  word in vgl. (1-4) beskryf.

$$H[x(t)] = \lim_{a \rightarrow 0} \int_{-\infty}^a \frac{x(t-\tau)}{\pi\tau} d\tau + \lim_{b \rightarrow 0} \int_b^{\infty} \frac{x(t-\tau)}{\pi\tau} d\tau. \quad (1-4)$$

Uit vgl's (1-1) en (1-2) kom daar drie konseptuele verskille tussen die Fourier frekwensie en die oombliklike frekwensies na vore.

- a) Die Fourier frekwensie is 'n onafhanklikke veranderlike, terwyl die oombliklike frekwensie as 'n funksie voorgestel word.
- b) Die Fourier frekwensie is geassosieer met die Fourier transform, en die oombliklike frekwensie is met die Hilbert transform.
- c) Die Fourier frekwensie is 'n globale hoeveelheid wat gedefinieer word t.o.v die hele sein, terwyl die oombliklike frekensie 'n lokale beskrywer is van die sein op 'n spesifieke oomblik in tyd.

Afgesien van die bovenoemde verskille kan die Fourier en oombliklike frekwensies nog steeds statisties [4]-[5] met mekaar verbind word, d.m.v geweegde gemiddeldes en variansies. Die twee waardes word dan bereken oor die hele frekwensie-as (in die geval van Fourier frekwensie), en oor die hele tyd-as (in die geval van oombliklike frekwensie). As daar 'n vergelyking sou getrek word tussen die statistiese eienskappe van die laasgenoemde twee gevalle, sou dit aanvaarbaar wees om te sê dat die twee frekwensies statisties die selfde is, maar dit is nie die geval nie [3]. Alhoewel die twee frekwensies dieselfde is in die gemiddeld kan nie dieselfde gesê word vir die variansies, en ander hoër orde momente.

| Die gemiddelde Fourier frekwensie word as volg voorgestel deur  $[\omega]$

$$[\omega] = \frac{\int_0^{\infty} \omega * |\mathcal{F}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\mathcal{F}(\omega)|^2 d\omega} = \frac{\int_0^{\infty} \omega * |Z(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |Z(\omega)|^2 d\omega} \quad (1-5)$$

waar  $Z(\omega)$  die Fourier transform is van  $z(t)$ . Vgl. (1-5) wys daarop dat  $[\omega]$  is gesentreerd as 'n middelpunt van  $|Z(\omega)|^2$ , waar  $|Z(\omega)|^2$  gesien kan word as 'n massa distribusie oor die  $\omega$ -as.

Herrangskikking van vgl. (1-5) gee [3],

$$[\omega] = \frac{\int_0^{\infty} \omega * Z^*(\omega) Z(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} Z^*(\omega) Z(\omega) d\omega} = -j * \frac{\int_{-\infty}^{\infty} z^*(t) z'(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |z(t)|^2 dt} \quad (1-6)$$

waar die asterisk verwys na die komplekse toegevoegde, en die aksent na die afgeleide van die term. Uit vgl (1-3) word  $z(t) = a(t) * \exp(j\phi t)$  in vgl. (1-6) vervang.

$$[\omega] = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [-ja'(t)a(t) + \psi'(t)a^2(t)]dt}{\int_{-\infty}^{\infty} a^2(t)dt} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Omega(t)a^2(t)dt}{\int_{-\infty}^{\infty} a^2(t)dt} \quad (1-7)$$

waar  $\int_{-\infty}^{\infty} a'(t)a(t)dt = \frac{1}{2} \lim_{b \rightarrow \infty} [a^2(b) - a^2(-b)] = 0$ , omdat  $a(t)$  sal verdwyn as  $|t| \rightarrow \infty$ . Uit vgl. (1-6) kan wargeneem word dat  $[\omega] = [\Omega(t)]$ , waar  $[\Omega(t)]$  'n geweegde gemiddeld is van die oombliklike frekwensie.

$$[\Omega(t)] = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \Omega(t)|z(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |z(t)|^2 dt} \quad (1-8)$$

Op dieselfde manier kan die variansie van die Fourier frekwensie bepaal word as  $[\omega - [\omega]]^2$ .

$$\begin{aligned} [\omega - [\omega]]^2 &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\omega - [\omega])^2 |\mathcal{F}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\mathcal{F}(\omega)|^2 d\omega} = \frac{\int_0^{\infty} (\omega - [\omega])^2 |\mathcal{Z}(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\mathcal{Z}(\omega)|^2 d\omega} \\ &= \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (da(t)/dt)^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} a^2 dt} + [\Omega - [\Omega(t)]]^2 \end{aligned} \quad (1-9)$$

Die tweede term van vgl. (1-9) is dan die oombliklike frekwensie en word in vgl. (1-10) gedefinieer.

$$[\Omega - [\Omega(t)]]^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\Omega(t) - [\Omega(t)])^2 a^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} a^2(t) dt}. \quad (1-10)$$

Dus hieruit kan wargeneem word dat  $[\omega - [\omega]]^2 \geq [\Omega - [\Omega(t)]]^2$ . Die gelyk teken geld net vir gevalle waar die sein 'n konstant omhulsel het, bv.

$$\frac{da(t)}{dt} = 0. \quad (1-11)$$

Die volgende afdeling sal die onderwerp van diskrete-tyd oombliklike frekwensie uiteensit, asook die probleme wat ontstaan as 'n diskrete sein toegepas word op die afdeling wat hierbo uit eengesit is.

### 1-1-3) Diskrete-tyd oombliklike frekwensie.

Daar is twee hoof probleme wat ontstaan as die konsepte van oombliklike frekwensie toegepas word op 'n diskrete sein. Die eerste is die gebrek aan uniekheid by die benadering van die differensiërende operator [3]. Die meeste ondersoekers [4]-[5] het gebruik gemaak van die sentrale verskille, in plaas van die voorwaartse of truwaartse verskille by die definiering van diskrete oombliklike frekwensie.

Die tweede probleem word geassosieer met die periodiese natuur van die diskrete sein se spektrum. In die praktyk word die spektrum tot N monsters opgebreek, waar N die hoeveelheid monsters in die insetsein is. Aangesien die laaste monster van die vorige periode langs die eertse monster in die huidige periode val, kan dit as 'n massa distribusie op 'n sirkelvormige wiel gesien word [3]. Dus kan die geweegde gemiddeld van die diskrete Fourier frekwensie gelyk gestel word aan die hoek waar die massa gebalanseerd is. Let net daarna op dat dit is verskillend van die geval in vgl. (1-5), waar die geweegde gemiddeld van die kontinue Fourier frekwensie ekwivalent is aan die middelpunt op die  $\omega$ -as.

Aangesien die diskrete-tyd oombliklike frekwensie 'n funksie van tyd is, moet die gemiddeld gevalueer word in die tyd vlak. D.w.s dat as die diskrete Fourier frekwensie met die diskrete-tyd oombliklike frekwensie geassosieer word, moet daar aanvaar word dat die diskrete-tyd sein ook 'n periodiese funksie is. Hierdie aanname maak dit moontlik om 'n sein se oombliklike energie waarde as 'n massa distribusie te sien op 'n sirkelvormige figuur wat dan die Fourier spektrum voorstel. D.w.s dat as ons die Fourier en oombliklike frekwensies met mekaar wil assosieer moet die twee inset seine van dieselfde form wees. Dit sou waardeloos gewees het as ons aanvaar het dat die Fourier frekwensie periodies is en die oombliklike frekwensie a-periodies is.

Laat N nou die aantal monsters wees in 'n periode van  $x(n)$ . Die analitiese sein  $z(t)$  word as volg gedefinieer

$$z(t) = x(n) + jy(n) = F^{-1}[X(k)[1 + jH(k)]] \quad (1-12)$$

waar  $y(n)$  die diskrete Hilbert transform van  $x(n)$  is.  $X(k)$  is die DFT van  $x(n)$ .

$F^{-1}$  verteenwoordig die inverse DFT, en  $H(k)$  is die oordrags funksie van die Hilbert transform:

$$\begin{aligned} H(k) = & \begin{cases} -j, & k = 1, 2, \dots, N/2-1, \\ 0, & k = 0, N/2, \\ j, & k = N/2+1, \dots, N-1. \end{cases} \end{aligned} \quad (1-13)$$

Uit vgl. 13 kan daar waargeneem word dat  $z(n)$  en sy DFT  $Z(k)$  is albei periodiese funksies van  $N$ , en  $Z(k)$  word gegee deur

$$Z(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} z(n) \exp(-2\pi n k / N). \quad (1-14)$$

Die analitiese sein kan nou as volg in sy polêre vorm voorgestel word

$$z(n) = a(n) \exp(j\phi(n)) \quad (1-15)$$

waar  $a(n)$  en  $\phi(n)$  die diskrete magnitude en fase funksies is. Nou kan die diskrete-tyd oombliklike frekwensie met die truwaatse verskil van die fase as volg voorgestel word.

$$\Omega(n) = [\phi(n) - \phi(n-1)] \bmod 2\pi \quad (1-16)$$

Die  $\bmod 2\pi$  funksie reflekteer die periodiese natuur van  $\phi(n)$ .

Noudat die terme oombliklike frekwensie en Fourier frekwensie gedefinieer en geanalyseer is, kan daar 'n beter prent in die geheel gevorm word oor hoe die twee op die kontinue en diskrete vlak by mekaar insteek. Met dit as agtergrond kan die tweede deel van die hoofstuk begin word, waar die basiese beginsels van Doppler effekte breedvoerig verduidelik sal word.

### 1-2-1) Doppler effek.

Doppler effekte ontstaan hoofsaaklik by enige fisiese opstelling sodra die opstelling mobiel van aard word. D.w.s as 'n bron (sender) van klank of luisteraar (ontvanger), of albei, in beweging is relatief tot die lug, sal die toonhoogte van die klank wat versend is deur die sender nie dieselfde wees as die toonhoogte wat by die ontvanger waargeneem word. Hierdie verskynsel word die Doppler effek genoem. 'n Algemene voorbeeld is die skielike verandering in toonhoogte van 'n motor se toeter as twee motors verby mekaar beweeg in die teenoor gestelde rigting. Om hierdie beginsel beter te illustreer word 'n grafiese uiteensetting in Fig.(1-1) gegee[6].

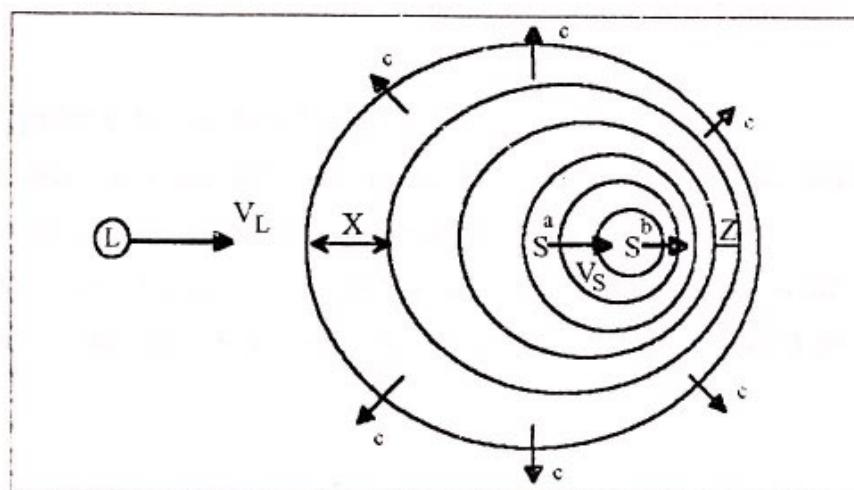


Fig. 1-1: Beskrywing van Doppler effek in lug.

Uit Fig. (1-1) word die Doppler effek geillustreer tussen 'n sender en luisteraar, waar L die luisteraar voorstel en S die sender.  $V_L$  en  $V_S$  stel onderskeidelik die luisteraar en sender se snelhede voor relatief tot die lug. Die golwe wat deur die sender uitgestuur word plant voort teen spoed van lig (c). Vir hierdie geval beskou ons net die effek van Doppler wat ontsaan op die reguit lyn tussen die sender en luisteraar. Aangesien die luisteraar en die sender se snelhede in dieselfde of teenoor gestelde rigting mag wees, kan die sender en luisteraar voor of agter mekaar wees. Die spoed van voortplanting van die golf word nie beïnvloed deur die beweging van die bron nie, maar is alleenlik 'n funksie van die medium waarin dit beweeg.

Die twee golflengtes X en Z wat in fig. (1-1) aangetoon is, is 'n direkte verskynsel van die Doppler effek.

Golflengte  $\lambda$  is groter as  $\lambda_0$  en daaruit kan afgelei word dat twee verskillende frekwensies waarneembaar is weerskant van die sender terwyl dit teen snelheid  $v_s$  beweeg. Die frekwensies wat by die sender en luisteraar onderskeidelik gemeet word is saamgevat in vgl. (1-17) [6].

$$\frac{f_L}{c+v_f} = \frac{f_S}{c-v_S} \quad (1-17)$$

In vgl.(1-17) is  $f_L$  en  $f_S$  frekwensie van die gestuurde en ontvangde sein en  $c$  is die spoed waarmee die golwe voortplant,  $v_f$  en  $v_S$  is die snelheid waarteen die ontvanger en sender beweeg. Die volgende afdeling sal 'n beskrywing gee van hoe die Doppler effek op die frekwensie vlak manifesteer, en sodoende distorsie meebring in data-kommunikasie.

### 1-2-2) Doppler effek in data-kommunikasie.

Hierdie afdeling van hoofstuk 1 lewer 'n verduideliking oor hoe Doppler manifesteer op die frekwensievlek, en sodoende distorsie meebring in data-kommunikasie.

Normale informasie wat gegenereer word om die basis band bv. spraak, word gewoonlik op 'n draer geplaas en dan oor 'n kanaal versend. Die proses van modulasie word grafies in fig. (1-2) getoon.

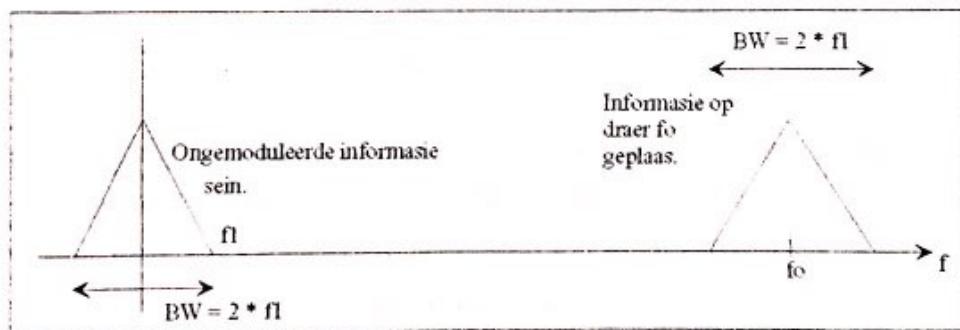


Fig. (1-2) : Gewone modulasie van inligting op draer by  $f_o$  (Hz).

Sodra die informasie oor die kanaal gestuur word, wat in hierdie geval die atmosfeer om die aarde is, sal Doppler die stelsel in fig.(1-2) beïnvloed soos wat in afd.(1-2-1) beskryf is. M.a.w die ontvanger sal 'n gemoduleerde informasie sein ontvang waarop 'n sekere Doppler afset gesuperponeer is. Die voorstelling hiervan word in fig.(1-3) gegee.

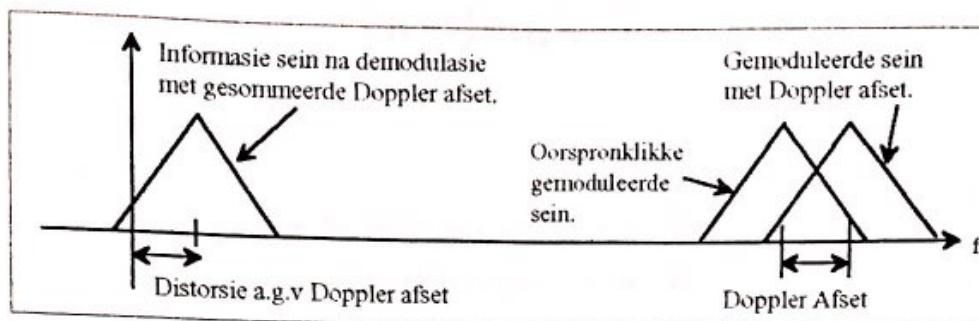


Fig.(1-3): Effek van Doppler op informasie sein na demodulasie.

Uit fig.(1-3) word die volgende waargeneem. Die gemoduleerde informasie wat op 'n draer  $f_0$  sit, word deur die Doppler effek so beïnvloed dat die draer groei of krimp (afhangend of dit positiewe of negatiewe Doppler afset is), na 'n nuwe draersfrekwensie toe.

Die nuwe draersfrekwensie kan as volg beskryf word.

$$f_{nuut} = f_{draer} + f_{Doppler} \quad (1-18)$$

Vir positiewe Doppler afsette en

$$f_{nuut} = f_{draer} - f_{Doppler} \quad (1-19)$$

vir negatiewe Doppler afsette. Vgl.(1-18) en (1-19) wys dat die nuwe draersfrekwensie  $f_{nuut}$  verskil van die oorspronklike draersfrekwensie wat die ontvanger verwag. D.w.s nadat die ontvanger die data ontvang het en gedemoduleer het sal die herwinde data nie simmetries om die middelpunt verskyn soos wat dit oorspronklik gegeneereer was nie. Die herwinde data na demodulasie soos in fig.(1-3) sal dan nie effektiel wees nie, a.g.v Doppler distorsie wat dit sal beïnvloed.

Die laaste afdeling het u nou 'n beter beeld gegee van die natuur van Doppler en hoe dit manifesteer in kommunikasie stelsels. Die volgende hoofstuk sal handel oor die tegniek wat ondersoek is om die Doppler effek te bepaal en te estimeer.

## Hoofstuk 2

### 2-1) Inleiding.

Hoofstuk 2 handel spesifiek oor die tegniek wat gebruik is om Doppler effekte te bepaal en te estimeer. Die eerste deel van die hoofstuk sal handel oor hoe die frekwensie verskil detektor in die algemeen werk, en hoe dit inskakel saam met 'n kommunikasie sisteem. Die tweede deel sal spesifiek handel oor die tipe frekwensie verskil detektor wat vir die projek ondersoek is en toegepas is. 'n Breedvoerige uiteensetting van die tegniek sal puntsgewys verduidelik word en redes sowel as motivering sal verskaf word vir die gebruik van elke afdeling van die tegniek. Voordele sowel as nadele van die tegniek sal uitgelig word. Ten einde van die hoofstuk sal 'n kort samestelling van alternatiewe tegnieke gegee word om frekwensie afsette te bepaal en te estimeer.

### 2-2) Algemene voorstelling van frekwensie verskil detektors.

'n Frekwensie verskil detektor doen presies dit waarvoor dit staan, dit bepaal die frekwensie verskil tussen twee onbekende of bekende frekwensies. Soos in die vorige hoofstuk beskryf is sal u onthou dat die Doppler effek 'n sommeerbare invloed op die draer sein uitoefen. Die gevolg hiervan is dat die ontvanger 'n draer ontvang wat nie op dieselfde frekwensie is as wat dit verwag nie, en dat dit met 'n sekere frekwensie afset verskuif is .a.g.v. Doppler. Die frekwensie afset word dan ook die Doppler afset genoem. Met die vorige kennis ingedagte is gevind [7]-[11] dat die frekwensie verskil detektor een van die beste tegnieke is om die probleem mee op te los. Die algemene implementering van die frekwensie verskil detektor word grafies in fig.(2-1) vertoon [7].

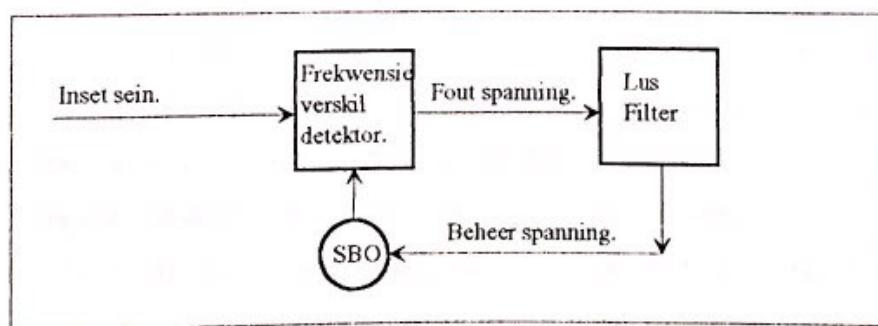


Fig.(2-1) : Algemene implementering van 'n Frekwensie verskil detektor.

In fig.(2-1) vorm die frekwensie verskil detektor deel van 'n beheer lus wat frekwensie volging doen. Die basiese werking van 'n beheer lus wat in fig.(2-1) getoon word kan as volg beskryf word. Daar is twee insette na die frekwensie verskil detektor waarvan die een 'n draer is wat herwin is uit 'n modulasie tegniek (die herwinning van die draersein sal in hoofstuk 3 bespreek word). Hierdie inset word die insetsein in fig.(2-1) genoem. Die tweede inset na die frekwensie verskil detektor kom vanaf die spannings beheerde ossilator (SBO), soos in fig.(2-1). Vir enige kommunikasie stelsel om effektief te werk moet daar sinchronisasie wees tussen die inligting wat gestuur is en dit wat ontvang is, d.w.s dat die sender en ontvanger gesynchroniseerd moet wees. Gestel nou dat 'n sekere kommunikasie stelsel ontwerp is om op 'n draer van  $f_{draer}$  (Hz) uit te saai. Die ontvanger verwag nou dat die draer by  $f_{draer}$  (Hz) sal wees, maar soos in hoofstuk een verduidelik is sal daar 'n Doppler afset op die draer sommeer sodat die ontvanger een van die twee draers in vgl.(1-18) of (1-19) sal ontvang. Die nuwe draer  $f_{nuut}$  het nou 'n Doppler afset van  $f_{Doppler}$  wat by die oorspronklike draer gesommeer is. M.a.w daar is 'n verskil van  $f_{Doppler}$  (Hz) tussen die insetsein en die uitset van die SBO. Die frekwensie verskil detektor bepaal dus nou die verskil tussen die twee inset seine , d.w.s die uitset van die frekwensie verskil detektor is dan nou presies  $f_{doppler}$  (Hz).

In fig.(2-1) word die uitset van die spanningsverskil detektor as 'n fout spannings sein aangetoon. Die res van die opstelling in fig.(2-1) kan as 'n beheer lus gesien word waarvan die fout sein teruggevoer word deur 'n lus filter. Die funksie van die lus filter is om die omhulling van die fout sein af te haal , en sodoende net die gelykstroom komponent vir die SBO te stuur. Een van die interessante eienskappe van die frekwensie verskil detektor wat waarneembaar is in die resultate van die projek, soos deur die sagteware simulasié, is dat die Doppler afset eweredig is aan die amplitude van frekwensie verskil detektor se uitset. Hierdie aspek is volledig in die resultate gedokumenteer.Die SBO herken nou weer die lineêre verband en pas die frekwensie wat dit uitgee lineêr aan soos wat die inset spannings vlak verander. Dus as die lus nou in geheel beskou word , kan daar gesê word dat die aanvanklike Doppler afset deur die frekwensie verskil detektor detek word, en dat die fout sein via die lus filter en SBO terug gevoer word en sodoende pas die SBO ditself aan om die fout sein na nul te laat streef. Sodra die foutsein nul is ,is die Doppler effek uitgeskakel en is die ontvanger se demodulasie frekwensie aangepas vir die Doppler afset. Op hierdie punt is dit veilig om te sê dat die stelsel gesinkroniseerd is en dat data kommunikasie suksesvol plaas vind. Die bespreking wat hierbo uiteengesit is, was gerig op 'n statiese Doppler afset. Alhoewel in die praktyk kan Doppler afsette enige dinamiese vorm aanneem, en dit kan voorkom as 'n

stogastiese proses. Die sukses van Doppler eliminasie lê dus grootliks by die frekwensie verskil detektor, dit help dus die lus filter en SBO nie veel as die frekwensie verskil detektor val in sy missie om die Doppler afset korrek te benader.

Die volgende deel van die hoofstuk sal handel oor die benadering en die ontwerp van die spesifieke frekwensie verskil detektor wat vir hierdie projek gebruik is, die sogenaamde Kwadri-korrelator [7]-[11].

### 2-3) Kwadri-korrelator uiteensetting.

Hierdie afdeling van die hoofstuk handel oor die kern aspek van die projek. Die sogenaamde Kwadri-korrelator is by verre die beste frekwensie verskil detektor-[7]-[11]. Menigte artikels en navorsing is op die tegniek gedoen en baie variasies is op die tegniek uitgevoer. Dit is ook dan een van die groot aantreklikhede van die tegniek, deur net 'n paar veranderings aan te bring kan dit maklik aangepas word by omstandighede. Die basiese struktuur van die kwadri-korrelator word in fig.(2-2) uiteengesit.

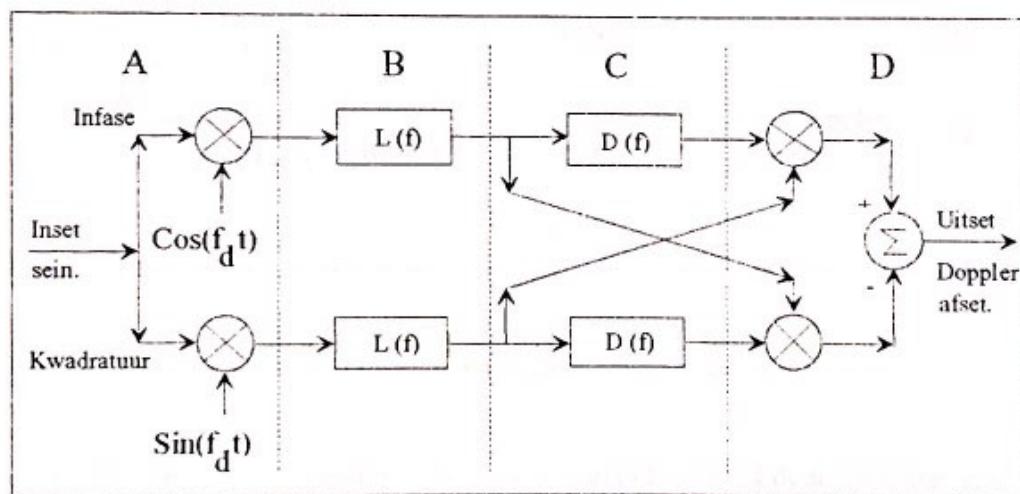


Fig.(2-2) : Gebalanseerde Kwadri-korrelator.

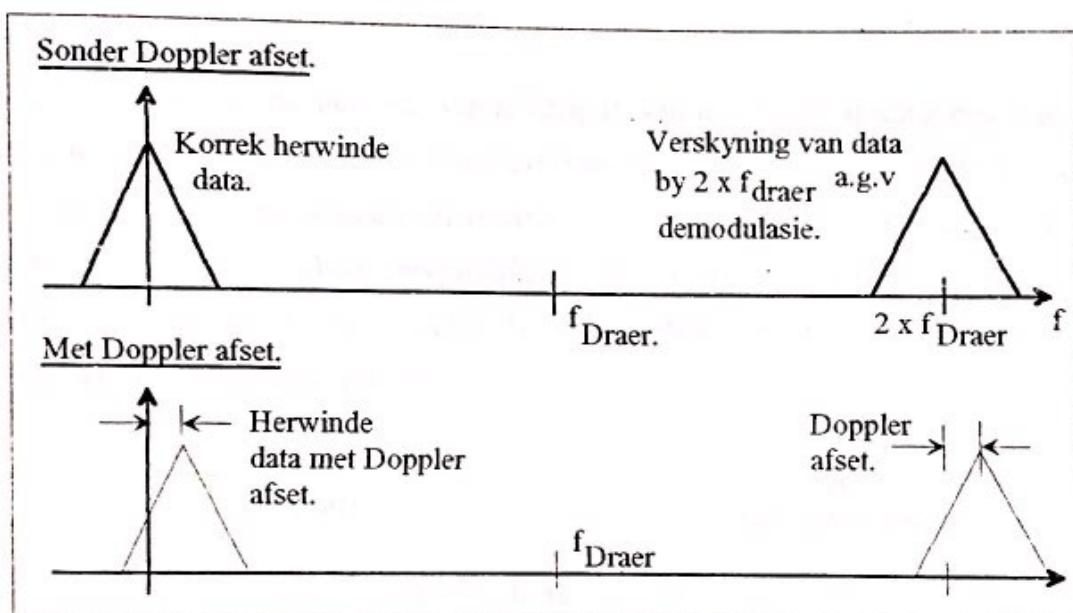
In fig.(2-2) kan die kwadri-korrelator waargeneem word, soos wat dit gewoonlik voorkom.

Die basiese struktuur van die kwadri-korrelator kan in vier sub-afdelings A,B,C en D soos in fig.(2-2) onderverdeel word. Elkeen van hierdie vier sub-afdelings sal nou volledig bespreek word en grafiese verduidelikings oor wat elke afdeling op die frekwensievak verrig sal ook getoon word.

### 2-3-1) Sub-afdeling A.

In afdeling A word die herwinde draer opbebreuk en op twee takke geplaas, die infase en kwadraatuer takke. Die word verrig deur die inset sein met 'n suiwer kosinus sein te vermenigvuldig en dan op die een tak (infase) te plaas. Die inset sein word dan met 'n sinus sein vermenigvuldig en op die ander tak (kwadraatuer) geplaas. Die kosinus en sinus draers wat die opbreking doen van die inset sein ,is die draers van die ontvanger wat verantwoordelik is vir korrekte demodulasie. Die twee draers kom ook van die SBO af , wat aanpasbaar is.

*Fig.(2-3)* gee 'n grafiese voorstelling van wat op die frekwensie vlak gebeur met die inset sein, met en sonder die invloed van Doppler afsette.



*Fig.(2-3) : Data voorstelling na sub-afdeling A.*

In *fig.(2-3)* kan waargeneem word hoe die data gemanipuleer word deur die eertse sub-afdeling van die kwadri-korrelator. Die verskyning van die data op 'n draer by dubbel die oorspronklike draers frekwensie kan wiskundig gestaaf word in *vgl.(2-1)*.

$$y(f) = \cos(2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Draer}) + \cos(2\pi f_{Draer} - 2\pi f_{Draer}) \quad (2-1)$$

Die uitset van sub-afdeling A word gegee as  $y(f)$  in *vgl.(2-1)*, die eertse en tweede terme van *vgl.(2-1)* beskryf die twee stelle data wat op die frekwensie vlak verskyn by die basisband en by dubbel die normale draer frekwensie onderskeidelik. Let op daarna dat *Vgl.(2-1)* 'n beschrywing

gee van 'n stelsel wat geen Doppler afset het nie. As Doppler afsette in die stelsel sou inwerk soos in die tweede gedeelte van fig.(2-3) sal vgl.(2-1) as volg daarna uitsien.

$$v(f) = \cos(2\pi f_{Draer} - 2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Doppler}) + \cos(2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Doppler}) \quad (2-2).$$

Vgl.(2-2) gee nou 'n beskrywing van wat in die tweede deel van fig.(2-3) gebeur. Die hoeveelheid  $f_{Doppler}$  (Hz) wat by elke term gesommeer is veroorsaak die afset wat Doppler distorsie veroorsaak. Dus vgl.(2-2) is die uitset van sub-afdeling A en is die inset van sub-afdeling B.

### 2-3-2 Sub-afdeling B.

Met vgl.(2-2) gesien as die inset van sub-afdeling B, kan die tweede afdeling nou beplan en ontwerp word. Die twee oordrags funksies  $L(f)$  van sub-afdeling B in fig.(2-2) stel twee filters voor. In vgl.(2-2) het die tweede term verskyn a.g.v die demodulering, die term is ongewens want dit veroorsaak intersimbool oorvleueling. M.a.w die twee filters  $L(f)$ , moet twee laaglaat filters wees wat die tweede term in vgl.(2-2) kan onderdruk. In fig.(2-4) word die vorm van die twee laaglaat filters grafies getoon.

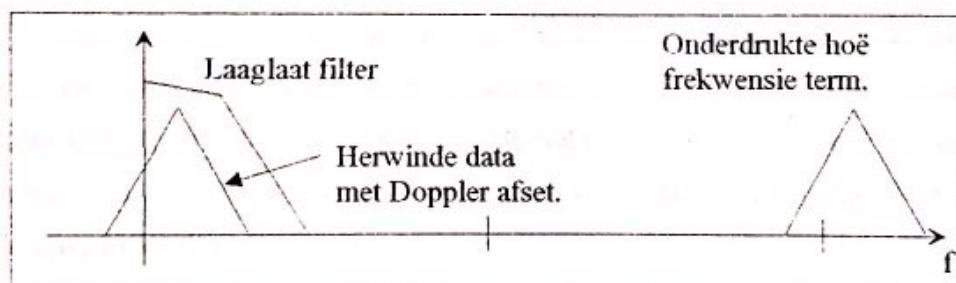


Fig.(2-4) : Werking van laaglaatfilter in sub-afdeling B.

In fig.(2-4) kan waargeneem word dat die twee laaglaat filters die hoë frekwensie term van vgl.(2-2) onderdruk. Die uitset van sub-afdeling B word deur vgl.(2-3) gegee.

$$y(f) = \cos(2\pi f_{draer} - 2\pi f_{draer} + 2\pi f_{Doppler}) \quad (2-3).$$

Op hierdie stadium sal daar 'n vraag onstaan a.g.v vgl.(2-3). In vgl.(2-3) sal die twee  $f_{draer}$  terme na nul toe sommeer, en dit laat dan 'n vergelyking oor met net 'n kosinus draer met 'n

frekwensie van  $f_{Doppler}$  (Hz). Dit is wel waar dat die uitset van die kwadri-korrelator aan die einde van sub-afdeling B alreeds die Doppler afset bepaal het. Die kwadri-korrelator kan dan dus net as 'n kwadreerder beskou word tot op hierdie punt. Dit is juis dan op hierdie punt waar die kwadri-korrelator ditself regverdig. Die probleem met suiwer kwadreerders is dat dit net onder baie matigge sein-tot-reis omstandighede kan werk [11]. Die rede hiervoor is die feit dat 'n suiwer kwadreerder ongelukkig ruis op sy eie genereer. Vgl.(2-4) gee 'n kwalitatiewe beskrywing van die uitset van 'n suiwer kwadreerder [8].

$$Z(t) = Z_{SS}(t) + Z_{SN}(t) + Z_{NN}(t) \quad (2-4)$$

Die eerste term in vgl.(2-4) verwys na die verwantskap wat ontstaan tussen die inset sein en dit self. Die tweede term verwys na 'n interaksie tussen die sein en die ruis term. Die derde term verwys na die ruis term se verwantskap met dit self, d.w.s die laaste twee terme is oorbodig en dat die eerste term die informasie draende term is wat ter sake is. Hieruit kan waargeneem word dat 'n suiwer kwadreerder eie ruis terme genereer en sodoende net onder baie matige sein-tot-ruis toestande kan werk [8].

Die kwadri-korrelator toon dieselfde eienskappe as 'n suiwer kwadreerder , aangesien dit op dieselfde beginsels gebaseer is. Dit is ook dan een van die redes waarom die kwadri-korrelator ontwerp is. Die derde sub-afdeling van die kwadri-korrelator, sub-afdeling C is die eerste deel van die kruis korrelering. Dit is in essensie die taak wat die kwadri-korrelator verrig, dit doen 'n kruis korrelasie tussen die infase en kwadratuur takke, wat vanaf 'n kwadreerder kom. Van daar die naam "Kwadri-korrelator".

Deur nou die kruis korrelleerde reg te ontwerp kan die oortollige ruis terme tot 'n groot mate onderdruk word en sodoende kan die kwadri-korrelator onder groot sein-tot-ruis [8] omstandighede nog steeds wensbaar funksioneer.

### 2-3-3) Sub-afdeling C.

Die derde sub-afdeling handel oor die ontwerp van die eerste deel van die kruis-korrelleerde. Soos in afd.(2-3-3) genoem is hang die werking van die kwadri-korrelleerde grootliks af van hoe goed dit frekwensie afsette onder hoë sein-tot-ruis omstandighede kan volg. Sub-afdeling C bestaan uit twee differensieerders. Die doel van die differensieerders is om die infase en kwadratuur takke van dieselfde tipe te kry sodat kruisvermenigvuldiging kan plaasvind tussen

die twee takke. Fig.(2-5) gee 'n voorstelling van die sein ruimte van die infase en kwadratuur takke.

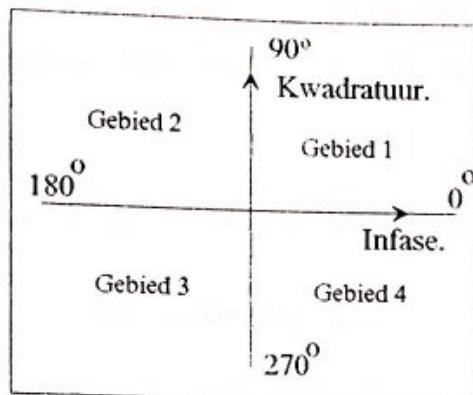


Fig.(2-5) : Sein ruimtelike voorstelling van Kwadri-korrelator.

In Fig.(2-5) kan waargeneem word dat die infase en kwadratuur takke 90 grade uit fase is. Die rede hiervoor is dat die een tak 'n sinus en die ander 'n kosinus draer besit. Die differensieerders sorg dan dat die twee takke 'n 90 grade fase verskuiwing ondergaan, en dit word in vgl.(2-5) en (2-6) wiskundig gestaaf.

$$D1(t) = \frac{d(a \cos 2\pi f_{Doppler} t)}{dt} = a 2\pi f_{Doppler} \cos(2\pi f_{Doppler} t) \quad (2-5).$$

$$D2(t) = \frac{d(b \sin 2\pi f_{Doppler} t)}{dt} = b 2\pi f_{Doppler} \sin(2\pi f_{Doppler} t) \quad (2-6).$$

In vgl.(2-5) en (2-6) verwys D1(t) en D2(t) na die uitsette van die infase en kwadratuur takke, en d.w.s 'n suiwer differensiasie proses vind plaas. Die bestaande differensieerders kan op verskeie maniere gerealiseer word [8]. Die oortolige ruis terme wat vroeër genoem is in die afdeling en in sub-afdeling B, kan geminimeer word deur die regte keuses van laaglaatfilter en differensieerders [8]. Verskillende kombinasies van laaglaatfilters en differensieerders [8] het verskillende effekte, wat in 'n mindere of 'n meerdere mate gewenste sein-tot-ruis onderdrukings besit. Die vierde en laaste sub-afdeling handel oor die kruiskorrelasie wat plaasvind na die differensiasie.

### 2-3-4) Sub-afdeling D.

Die laaste afdeling van die kwadri-korrelator handel oor die kruis korrelasie van die infase en kwadratuur takke. Die differensieerders het gesorg dat die inset na die vermenigvuldigers die selfde fases het relatief tot mekaar. Die uitsette van die vermenigvuldigers word in vgl.(2-7) en vgl.(2-8) gegee.

$$X1(t) = ab2\pi f_{Doppler} \cos^2(2\pi f_{Doppler} t) \quad (2-7)$$

$$X2(t) = ab2\pi f_{Doppler} \sin^2(2\pi f_{Doppler} t) \quad (2-8).$$

In beide vgl.'s(2-7) en (2-8) verskyn daar kwadratiese terme. Dit is 'n direkte verskynsel wat daarop wys dat die differensieerders die infase en kwadratuur takke in fase georiënteer het t.o.v mekaar.

Die finale bewerking wat in hierdie subafdeling plaasvind is die sommering van die infase en kwadratuur takke. Die sommering van vgl.(2-7) en (2-8) word gegee in vgl.(2-9).

$$\begin{aligned} Y(t) &= ab2\pi f_{Doppler} \omega \cos^2(2\pi f_{Doppler} t) + ab2\pi f_{Doppler} \sin^2(2\pi f_{Doppler} t) \\ &= ab2\pi f_{Doppler}. \end{aligned} \quad (2-9).$$

In vgl.(2-9) is  $Y(t)$  die uitset van kwadri-korrelator en dit is 'n amplitude geskaleerde waarde van die Doppler afset op daardie tydstip. Die sommering van die twee kwadratiese terme sommeer na een en het dus geen invloed op die finale antwoord wat in vgl.(2-9) gegee word.

Hierdie hoofstuk het tot dusver die basiese werking van die kwadri-korrelator beskryf. Soos daar voorheen in die hoofstuk genoem is, kan daar verskeie ontwerps kombinasies in die kwadri-korrelator voorkom. Die hoof doel in die ontwerp van die kwadri-korrelator is om vinnige frekwensie deteksie en akkurate frekwensie volging te bewerkstellig. Van die maniere wat genoem was, is om die laaglaat filters en differensieerders saam in die regte kombinasies te kies sodat alle onnodige ruis terme onderdruk kan word. Die laaste geval is al deeglik ondersoek en intensief bespreek [8] - [9]. Die volgende hoofstuk handel oor 'n tegniek wat deur die outeur self raak gesien is, en geïmplementeer is met besondere goeie resultate.

## Hoofstuk 3

### 3-1) Inleiding.

Die vorige hoofstuk het oor die basiese werking van die kwadri-korrelator gehandel, en 'n paar interessante konsepte oor die kwadri-korrelator die lig laat sien. Hierdie hoofstuk sal 'n tegniek bespreek wat die outeur raak gesien het in die ontwerp van die kwadri-korrelator. Die tegniek konsentreer dan spesifiek op die probleem van intersimbool oorvleueling. Die implementering en simulering van die tegniek sal getoon word in die sagteware se simulasies.

### 3-2) Onderdrukking van hoë frekwensie komponente.

In die vorige hoofstuk is daar verwys na die lineêre verband wat bestaan tussen die frekwensie afset en die amplitude van die uitset sein van die kwadri-korrelator. M.a.w die uitset van die kwadri-korrelator se amplitude varieer lineêr met die grootte van die frekwensie afset by die inset van die kwadri-korrelator. Fig.(3-1) stel die konsep grafies voor.

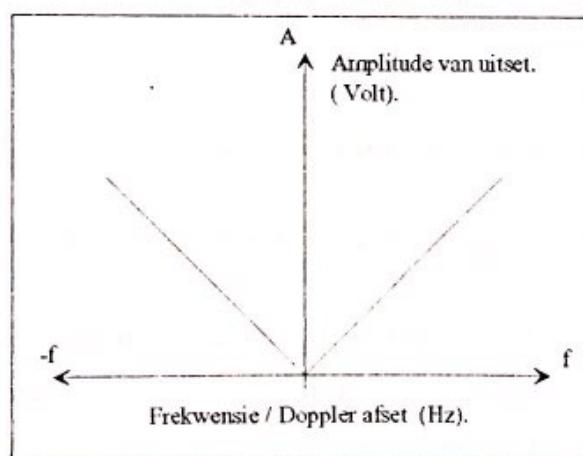


Fig.(3-1) Lineêre verband van die kwadri-korrelator.

Die lineêre verband wat in fig.(3-1) getoon word het wel limitiete en is nie tot by oneindige hoë frekwensies lineêr nie. Die bandwydte van die laaglaatfilters van die kwadri-korrelator bepaal die bandwydte waarin die lineariteit in fig.(3-1) lê, d.w.s dat uit fig.(3-1) kan waargeneem word dat as frekwensie sluiting plaasgevind het sal die uitset op die kwadri-korrelator nul wees

(altans teoreties). Dit is dus nou net hier waar die probleem intree [8]-[9]. Vgl.(2-1) het gewys dat daar 'n dubbele frekwensie komponent ontstaan nadat die inset sein in twee dele opgebruik word, deur die een met 'n kosinus en die ander met 'n sinus draer te vermenigvuldig. Gestel nou die inset na die kwadri-korrelator is 'n suiwer sinus vormige inset met 'n sekere hoeveelheid  $f_{Doppler}$  (Hz) afset op die draer. Na die vermenigvuldiging van die inset word daar nou 'n dubbele frekwensie komponent gevorm en dit word grafies in fig.(3-2) voorgestel.

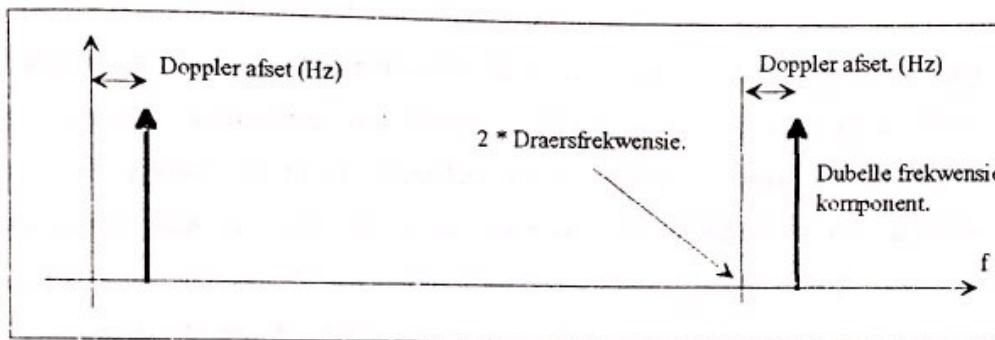


Fig.(3-2) Dubbele frekwensie komponent vorming na vermenigvuldiging.

Fig.(3-2) kan in kort in vgl.(3-1) opgesom word. In vgl.(3-1) is  $y(f)$  die uitset na vermenigvuldiging.

$$y(f) = \cos(2\pi f_{Draer} - 2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Draer}) + \cos(2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Doppler})$$

$$y(f) = \cos(2\pi f_{Draer}) + \cos(2\pi f_{Draer} + 2\pi f_{Doppler}) \quad (3-1)$$

Uit fig.(3-2) kan waargeneem word dat albei die impulse dieselfde drywing besit. Nadat die hoë frekwensie komponent weg gefilter is sal net die lae frekwensie komponent agterbly wat die Frekwensie afset sal beskryf. Met konvensionele filter tegnieke sal die hoë frekwensie komponent tot en met 40 dB onderdruk word. D.w.s dat die amplitude van die onderdrukte sein soveel as 'n honderdste is van die deurgelate frekwensie se amplitude. Die verhouding tussen dB en amplitude word in vgl.(3-2) getoon.

$$dB = 20 * \log(\frac{V_1}{V_2}) \quad (3-2)$$

In vgl.(3-2) verwys V1 en V2 na die twee amplitudes wat met mekaar vergelyk word. Volgens fig.(3-1) sal die amplitude van die uitsetsein van die kwadri-korrelator verklein soos wat die frekwensie afset kleiner word. Die frekwensie afset sal kleiner word a.g.v die frekwensie volging wat plaasvind soos in hoofstuk 2 beskryf is. Die probleem ontsaan dus nou op die punt waar frekwensie sluiting plaas vind. Op hierdie punt is die uitset van die kwadri-korrelator in die orde van millivolts en dit is vergelykbaar met die onderdrukte dubbele frekwensie komponent van vgl.(3-1), wat deur die laaglaatfilters onderdruk word. Dus die lus sal nie weet of dit die GS-komponent of die dubbele frekwensie komponent moet volg nie aangesien albei se drywing ewe groot is. Onthou net dat die frekwensie lus sal frekwensie aanpassing doen en die lae frekwensie komponent volg totdat dit gelyk is aan drywing in die hoë dubbele frekwensie komponent. Op hierdie punt kan die lus rondspring tussen hoë en lae frekwensie komponente na willekeur. Sou die lus die hoë frekwensie komponent volg sal dit sluiting op die korrekte draer verloor. In fig.(3-3) is daar 'n voorstelling van hoe die draer se drywing verander hoe nader dit aan die sluitingspunt kom.

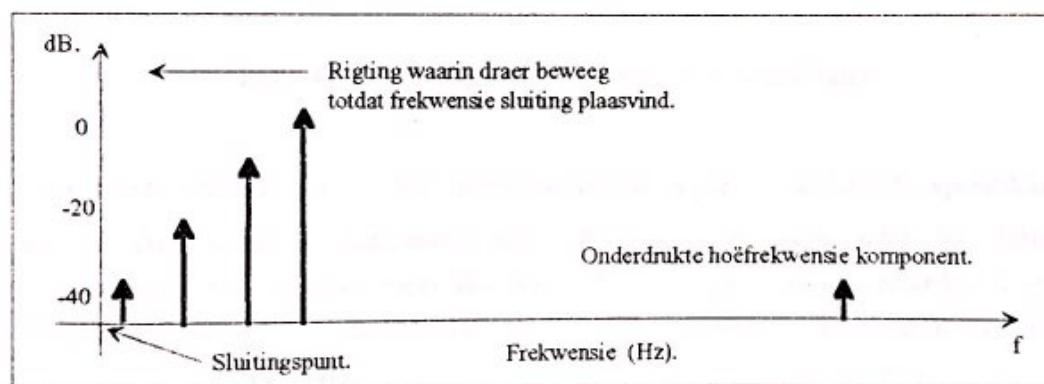


fig.(3-3) Verandering in drywing van draer a.g.v frekwensie volging.

Om die probleem te oorkom wat in fig.(3-3) grafies aangetoon word moet daar spesifiek na die ontwerp van die laaglaat filter gelet word, aangesien dit hier is waar die probleem ontstan. D.w.s die hoë frekwensie komponent se onderdrukking moet op 'n ander wyse benader word, aangesien die 40 dB onderdrukking wat konvensionele filters bied nie genoeg is nie. Die volgende afdeling sal die ontwerp van 'n nuwe tipe filter toon wat die oplossing tot die bogenoemde probleem verskaf het. Die nuwe tegniek word na verwys as die inverse bandlaatfilter tegniek.

### 3-3) Inverse bandlaatfilter.

Die filter tegniek doen presies dit waarvoor dit staan. Vir 'n sekere gedeelte van die spektrum laat dit genoeg bandwydte oop vir informasie om deur te gaan en vir 'n spesifieke bandwydte onderdruk dit geweldig baie. 'n Tipiese frekwensierespons van die filter word in fig.(3-4) getoon.

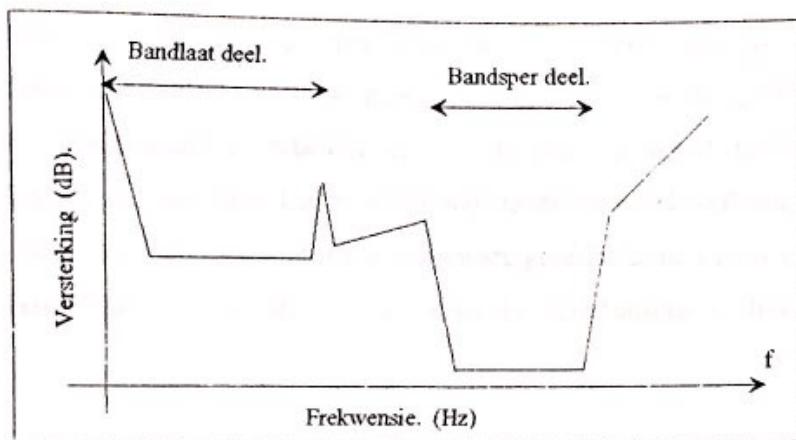


Fig.(3-4) Oordragsfunksie van inverse bandlaat filter.

Die onderdrukte spektrum in fig.(3-3) moet dus vooraf bepaal word deur die spesifikasies van die kommunikasiestelsel. Aangesien die onderdrukte spektrum altyd by dubbel die draerfrekwensie ( $2 * f_c$ ) moet lê, moet daar ook nog 'n deel wees van die onderdrukte spektrum wat gereserveer is vir die frekwensie afset. Gestel nou 'n kommunikasie stelsel se draerfrekwensie sit by 1800 (Hz), dan moet die onderdrukte spektrum by 3600 (Hz) sit met ten minste 'n bandwydte van 400 Hz. D.w.s daar word dan 'n minimum van 200 (Hz) frekwensie afset (Doppler afset) aan weerskante van die middelpunt van die onderdrukte spektrum toegelaat. Die vraag onstaan nou rondom die hoeveelheid wat die onderdrukte spektrum moet geonderdruk wees. Die antwoord hierop is dat die onderdrukking nie werklik groot genoeg kan wees in hierdie area nie. Alhoewel dit onrealisties en onprakties is om oneindige onderdrukking op 'n spesifieke area in die spektrum te kry, moet daar 'n sekere afsnypunt aanvaar word. Die laasgenoemde aanname moet versigtig benader word aangesien die drywing van die frekwensievolgingslus na nul streef as frekwensie sluiting plaasgevind het. Die volgende deel van die hoofstuk handel oor die realisering van die inverse bandlaatfilter.

### 3-4) Realisering van inverse bandlaatfilter.

In die vorige afdeling is die vraag gevra oor hoeveel onderdrukking voldoende is sodat die frekwensievolgingslus die korrekte draer sal volg by baie lae drywingspunte. Hierdie afdeling stel 'n tegniek voor om filters te ontwerp sodat voldoende onderdrukking gekry word om die hoë dubbele frekwensie komponent genoeg te onderdruk.

Die eerste stap wat die oueur geneem het is om 'n wye bandlaat filter te ontwerp. Die bandwydte is relatief wyd geneem t.o.v die normale draersein, wat in die geval 1800 (Hz) is. Die rede vir 'n wye deurlaatband is sodat die orde van die filter nie unrealisties hoog word nie. D.w.s met 'n relatiewe lae filter orde kan ons dan nog steeds baie onderdrukking bewerkstellig. Let net daarop dat die hele eksperiment net in sagteware gerealiseer is, en dat geen realisering in hardware plaasgevind het nie. In fig.(3-4) word die bandlaatfilter se frekwensierespons getoon.

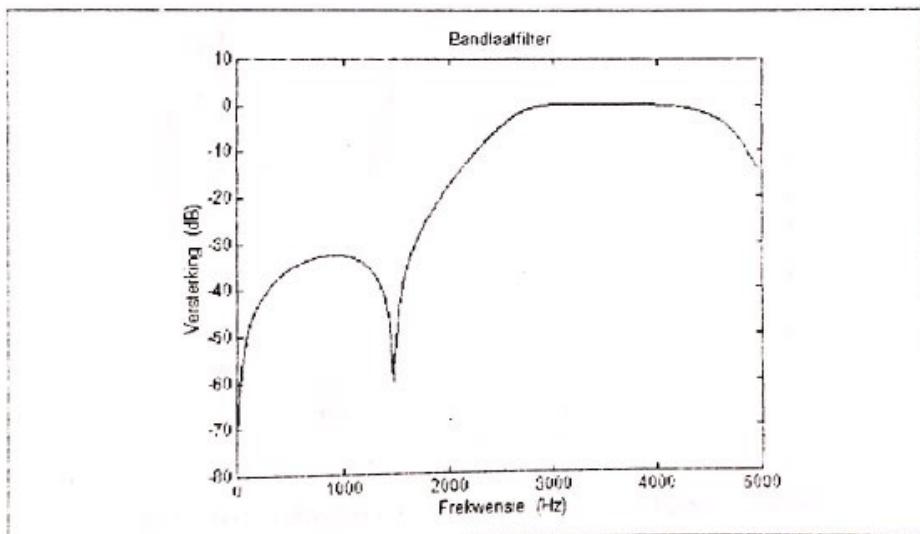


Fig.(3-5) Frekwensierespons van bandlaatfilter.

Die frekwensierespons van die bandlaatfilter in fig.(3-4) is spesifiek ontwerp om baie in die deurlaatband te versterk, die rede daarvoor sal duidelik word uit die deel wat volg. Die oordragsfunksie van die bandlaatfilter in fig.(3-4) word in vgl.(3-3) getoon.

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (3-3)$$

Die oordragsfunksie van die bandlaatfilter in fig.(3-4) is in die Z-transform voorgestel, die rede hiervoor is omdat die filter digitaal toegepas moet word, en dat 'n verskil vergelyking uit vgl.(3-3) realiseerbaar is wat dan net so in sagteware of hardware realiseerbaar is. Die verskilvergelyking kan ook na verwys word as 'n eindige impuls respons filter (EIR). Die oordragsfunksie in fig.(3-4) is gerealiseer op die sogenaamde Yulewalk metode. Die metode is direk in Matlab toegepas. Die tegniek wat toegepas was om die inverse bandlaatfilter uit die bandlaatfilter te realiseer is bloot deur die inverse van die bandlaatfilter te neem. Die oordragsfunksie en die frekwensierespons van die nuwe inverse bandlaatfilter word nou in vgl.(3-4) en in fig.(3-5) onderskeidelik getoon.

$$B(z) = \frac{1+a_1*z^{-1}+a_2*z^{-2}+\dots+a_n*z^{-n}}{b_0+b_1*z^{-1}+b_2*z^{-2}+\dots+b_n*z^{-n}} \quad (3-5)$$

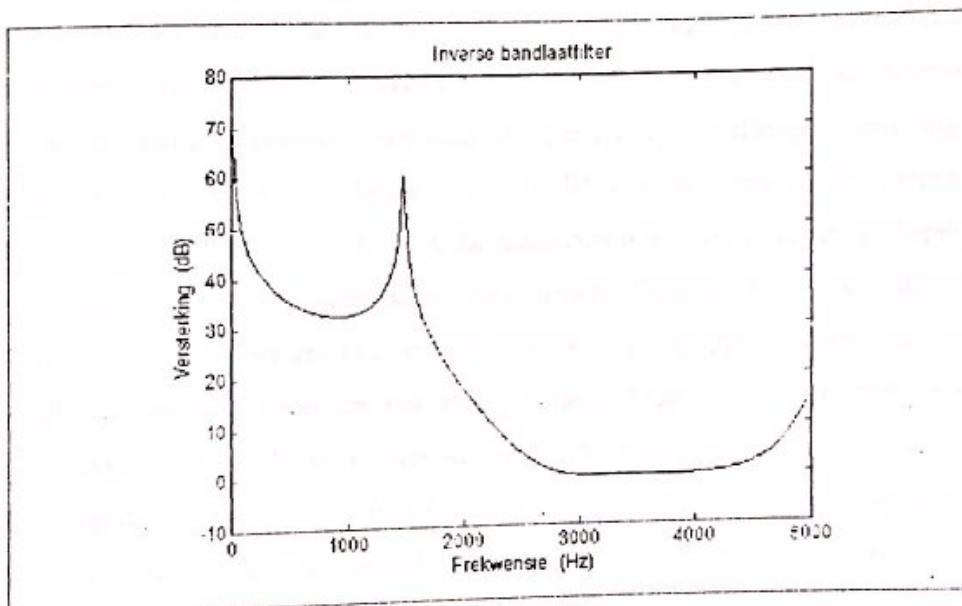


Fig.(3-6) Frekwensie respons van bandlaat-bandsperfilter.

In fig.(3-4) kan sekere dele van die filterrespons as keepfilters (Notch filters) beskou word. In die algemeen word keepfilters gebruik om seine by spesifieke frekwensie (bv. 1800 Hz) baie te onderdruk. Netso kan die keepfilters se inverse gebruik word om seine op spesifieke frekwensie baie te versterk. Dit is dan nou presies wat gebeur as die bandlaatfilter se inverse geneem word. Die kepe wat in die normale respons voorkom kan as inverse keepfilters in die inverse respons gebruik word. As die ontwerpsprosedure korrek gevolg is soos wat in hierdie hoofstuk uiteengesit is kan die inverse keepfilters op presies die regte plekke in die frekwensie

domein geplaas word. In fig.(3-5) is daar twee pieke (inverse keepfilters) te sien, die een lê ongeveer by 1600 (Hz) en die ander by 0 Hz (GS). Hierdie toepassing pas perfek in by die probleem waar die Frekwensie afset draer te klein word vir volging deur die frekwensie volgingslus. D.w.s met die implementering van die inverse bandlaatfilter word die frekwensie afsetdraer versterk as dit na nul toe neig. M.a.w die verskil in drywing tussen die hoë dubbelfrekvensie komponent en die frekwensie afset komponent word uitermate vergroot en sodoende sal die frekwensie volgingslus nie verwaaier raak tussen die twee nie. Die sagteware simulasies het tot 80 dB verskil tussen die twee draers getoon, wat neerkom op 'n amplitudeverskil van ongeveer  $10^6$  volts. Die laasgenoemde getal toon 'n orde 2 verbetering op die konvensionele filters met 40 dB onderdrukking. Die tweede inverse frekwensie keep is nie 'n probleem nie want vir alle praktiese toepassings is die waarskynlikheid dat 'n 1600 (Hz) Doppler afset op 'n 1800 (Hz) sal voorkom feitlik nul. Volgens vgl.(1-17) sal die Doppler afset maar 'n skraie 1 (Hz) wees vir 'n relatiewe snelheid van 1000 Km/uur tussen die ontvanger en sender vir 'n uitsaai frekwensie van 1 (MHz). 'n Meer ekstreme voorbeeld sal eerder die van 'n ruimte toepassing wees waar die pendeltuig "Challenger" teen ongeveer 40000 Km/uur beweeg en op 'n frekwensie van 1(MHz) uitsaai, dan sal die Doppler afset omstreng 38 (Hz) wees volgens vgl.(1-17). In die laasgenoemde voorbeeld kan 'n Doppler afset van 38(Hz) kritisies raak en kommunikasie baie nadelig beïnvloed. D.w.s dat mobiele kommunikasie op die aarde nie grootliks beïnvloed word a.g.v Doppler effekte nie, aangesien relatiewe snelhede tussen senders en ontvangers relatief klein is. Verskynsels wat groot frekwensie afsette veroorsaak soos weerkaatsing en totale draersverlies kan mobiele kommunikasie op die aardoppervlakte grootliks benadeel. Die laasgenoemde verskynsels kom veral in stedelike gebiede voor waar hoë geboue is en in gebiede waar daar hoë grondvormasies is soos heuwels en berge. D.w.s die toekomstige groter deel van die kommunikasie mark (sellulêre fone) word deur hierdie bovenoemde effekte geteister.

Met die bekendstelling van die inverse bandlaatfilter tegniek kan daar basies twee hoof besluite geneem word. Die eerste is dat die kwadri-korrelator kan normaalweg verder gerealiseer word met gewone differensieerders soos wat in hoofstuk 2 verduidelik is. Die voorstel is geldig aangesien die seine wat deur die inverse bandlaatfilter uitgegee word vêr beter is die van konvensionele filter en die ruis terme sal nie verder deur die differensieerders versterk word nie.

Die ander besluit is 'n meer avontuurlistige een en herdefinieer die hele basis waarop die kwadri-korrelator ontwikkel is. Met die aansienlike beter sein tot ruis verhouding en die superieure draersherdefiniëring wat die inverse bandlaatfilter toon kan die stelsel heelwat geminimeer word tot net 'n paar komponente. Aangesien die inverse bandlaatfilter met 'n skrale vierde orde algoritme gerealiseer kan word en onder sommige omstandighede met 'n tweede orde algoritme, beteken dit dat minder komponente in harde ware gebruik hoef te word. Nog 'n oorweging is om die differensieerders weg te laat in die kwadri-korrelator en sodoende net kwadreerders te implimenteer saam met die inverse bandlaat filter. Die laasgenoemde tegniek is nogsteeds superieur teenoor gewone kwadreerders wat met konvensionele filters geimplimenteer is. Dit sal als in die praktyk neerkom op een ding, en dit is besparing van komponente en ten slotte die besparing van inset kostes om die produk te vervaardig. Dus deur die tweede besluit te neem word 'n hele nuwe dimensie van moontlikhede geopen.

Alle resultate waarna daar verwys is in hierdie hoofstuk is volledig in hoofstuk 6 bespreek en uiteengesit. Die volgende hoofstuk sal kortliks die twee kommunikasie stelsels bespreek wat gebruik is op die kwadri-korrelator en die draerherwinning tegniek.

## Hoofstuk 4

### 4-1) Inleiding.

Die eerste deel van hierdie hoofstuk beskryf twee digitale kommunikasie tegnieke wat op die kwadri-korrelator gebruik is. Die twee tegnieke staan bekend as faseskuif sleutel (FSS) en kwadratuur faseskuif sleutel (KFSS). Meeste van die artikels wat geskryf is [7]-[11] oor frekwensie verskil detektore en kwadri-korrelators het die bogenoemde digitale tegnieke geïmplimenteer op die stelsels. Die tweede deel van die hoofstuk handel oor die tegniek wat ondersoek is om draerherwinning te bevorder t.o.v die twee bogenoemde modulasie tegnieke. Alle figure wat in hierdie hoofstuk getoon word behalwe fig.(4-1) en (4-4) is gesimuleer deur die sagteware wat vir die projek ontwikkel is.

### 4-2) Digitale modulasie tegnieke.

#### 4-2-1) Faseskuif sleutel (FSS).

Die eerste van die twee modulasie tegnieke wat geïmplimenteer is in die projek is die sogenaamde FSS tegniek. Binêre datakommunikasie het basies drie vorme waarin dit verskyn, amplitude skuifslutel, fase skuifslutel en frekwensie skuifslutel. Die twee tegnieke wat in hierdie hoofstuk geïmplimenteer word val in die fase skuifslutel afdeling.

In koherente binêre fase skuif sluiteling word binêre data (0 en 1) op twee draers gemoduleer.

Die twee draers word in vgl.(4-1) en (4-2) voorgestel [12].

$$S1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (4-1)$$

$$S2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (4-2)$$

In vgl.(4-1) en (4-2) is  $0 \leq t < T_b$  en  $E_b$  die versende sein energie per bis. Om seker te maak dat elke bit deur genoeg sikklusse van die draerfrekwensie beskryf word, word die draerfrekwensie gelyk aan  $n_c/T_b$  gekies vir 'n vaste heelgetal  $n_c$ . Enige paar sinusvormige seine

wat net in fase verskywing verskil word antipodale seine genoem [12]. Uit vgl.(4-1) en (4-2) word dit duidelik dat daar net een basis funksie van eenheid energie is, naamlik

$$\phi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (4-3)$$

$S_1(t)$  en  $S_2(t)$  kan dan in terme van  $\phi(t)$  in vgl.(4-3) beskryf word as

$$S_1(t) = \sqrt{E_b} \phi_1(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (4-4)$$

$$S_2(t) = -\sqrt{E_b} \phi_2(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (4-5)$$

'n FSS stelsel word gekarakteriseer deur die feit dat dit net 'n een dimensionele ruimtelike voorstelling het ( $N=1$ ), en met twee boodskap punte ( $M=2$ ). Hierdie aspek word in fig.(4-1) getoon.

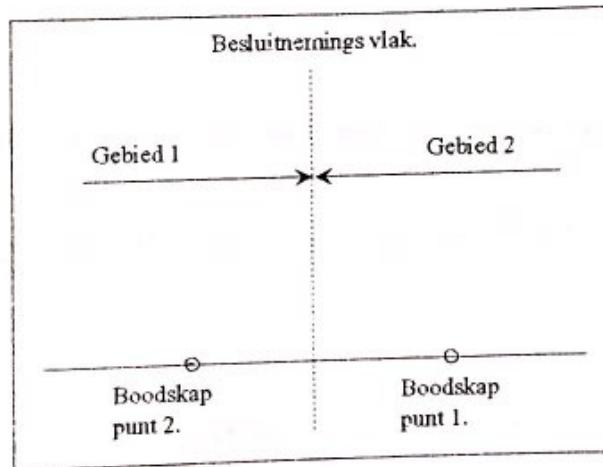


Fig.(4-1) Sein ruimtelike voorstelling van FSS.

Die twee boodskap punte in fig.(4-1) word in vgl.(4-6) en (4-7) voorgestel.

$$S_{11} = \int_0^{T_b} S_1(t) \phi_1(t) dt = +\sqrt{E_b} \quad (4-6)$$

$$S_{21} = \int_0^{T_b} S_2(t) \phi_1(t) dt = -\sqrt{E_b} \quad (4-7)$$

Die besluitnemingsvlak bepaal dan watter fase die sinusdraer moet volg vir 'n 0 of 'n 1. 'n tipiese voorstelling van FSS gemoduleerde inligting word in fig.(4-2) in die tydvlak voorgestel en in fig.(4-3) word die drywingsdigtheid spektrum van die gemoduleerde data voorgestel.

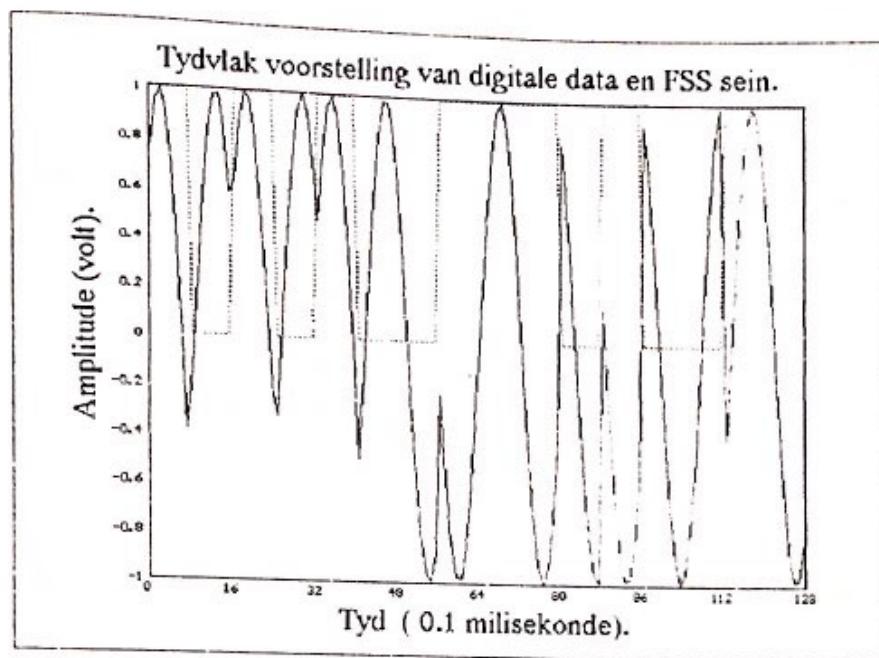


Fig.(4-2) Tydvlak voorstelling van FSS gemoduleerde data.

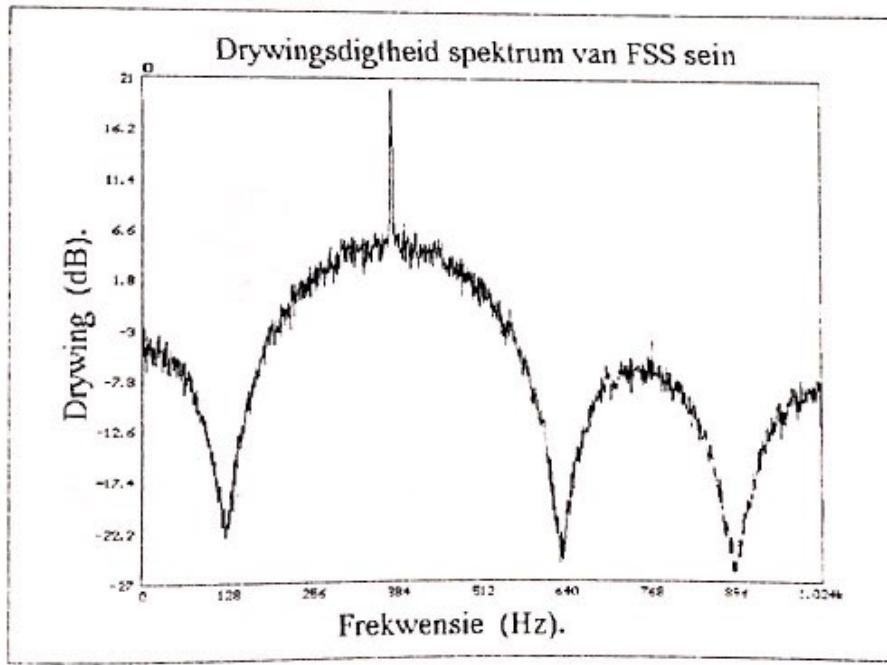


Fig.(4-3) Drywingsdigtheidspektrum van FSS gemoduleerde data.

Soos u kan waarneem in die tydvoorstelling in fig.(4-2) verander die draer fase met elke bis. Die drywingsdigtheid spektrum in fig.(4-3) toon dan die bandwydte van die sein en die draer wat soos 'n naald uitsteek presies in die middel van bandwydte wat die inligting dra. Die volgende afdeling behandel dan die tweede kommunikasie tegniek KFSS.

#### 4-2-2) Kwadratuur faseskuif sleutel (KFSS).

Die volgende afdeling beskryf die werking van KFSS modulasie tegniek. Alhoewel 'n lae foutwaarskynlikheid belangrik is in kommunikasie, is die effektiewe gebruik en benutting van bandwydte ewe belangrik. Om die beste van albei voordele te geniet word die KFSS modulasie tegniek voorgestel. KFSS is net 'n voortsetting van FSS en gebruik dieselfde modulasie beginsels as FSS. KFSS het dubbel die aantal boodskappunte en dubbel die aantal besluitnemingsvlakke van die FSS stelsel, en dit beteken dat die KFSS stelsel se senders en ontvangers meer kompleks is as die van die FSS.

KFSS en FSS is albei bandwydte besparings tegnieke vir die modulasie van binêre data en is albei voorbeeld van kwadratuurdraer multiplekserings sisteme wat seine van die volgende tipe produseer.

$$S(t) = s_I(t)\cos(2\pi f_c t) - s_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (4-8)$$

In vgl.(4-8) word die infase en kwadratuur komponente met  $s_I(t)$  en  $s_Q(t)$  voorgestel. Die terminologie gee erkenning aan die sinus en kosinus draers oderskeidelik. Die KFSS stelsels het nou vier boodskappunte waar die FSS stelsel net 2 gehad het. Die vier boodskappunte stem ooreen met die volgende vier fases,  $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$  en  $7\pi/4$ . M.a.w die KFSS stelsel moduleer twee bisse op 'n slag waar die FSS stelsel net een bis op 'n slag gemoduleer word.

Hierdeur word die helfte van die bandwydte bespaar en die foutwaarskynlikheid word laag gehou. Enige vorm van enkodering kan gebruik word om die data te enkodeer, bv. Gray-enkodering stel die volgende simbole voor 10, 00, 01, 11. Met die bovenoemde kennis en 'n paar bekende trigometriese identiteite kan KFSS as volg voor gestel word.

$$S_I(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[(2i-1)\frac{\pi}{4}]\cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin[(2i-1)]\sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T$$

$$= 0. \quad \text{andersins} \quad (4-9)$$

In vgl.(4-9) is  $i = 1, 2, 3, 4$  en  $E$  is die versende energie per simbool. Die bestaande vergelykings besit twee ortogonale basisfunksiestes  $\phi_1(t)$  en  $\phi_2(t)$ . Albei hierdie basisfunksiestes word in vgl.(4-10) en (4-11) voorgestel.

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4-10)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (4-11)$$

Uit die twee bestaande vergelykings kan waargeneem word dat daar vier boodskappunte is en dit word as volg gedefinieer.

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{E} \cos((2i-1)\frac{\pi}{4}) \\ &= -\sqrt{E} \sin((2i-1)\frac{\pi}{4}) \quad i = 1, 2, 3, 4. \end{aligned} \quad (4-12)$$

In fig.(4-4) word die sein toestand diagram voorgestel vir KFSS [12].

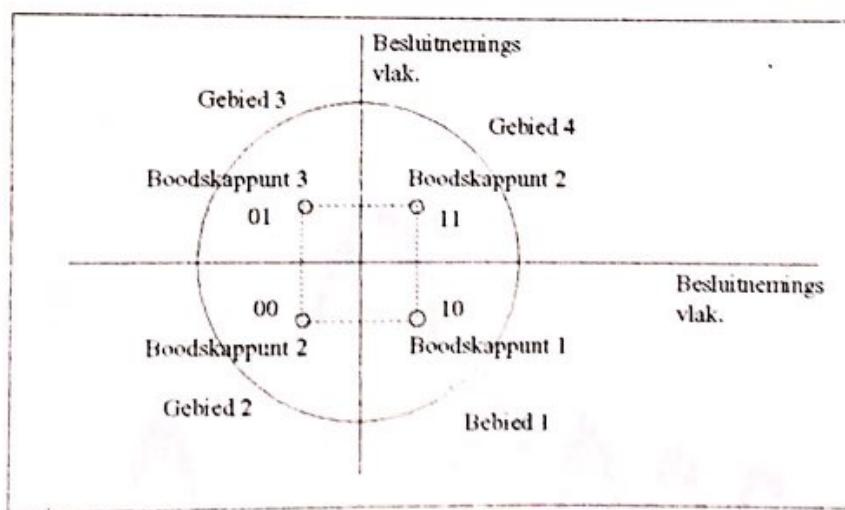


Fig.(4-4) Sein toestands diagram vir KFSS stelsel.

Uit die boonste figuur kan waargeneem word dat die KFSS modulasie stelsel het vier boodskappunte en sodende moet die draer dan vier fases besit om die sein ruimte te kan beskryf. In fig.(4-5) en (4-6) word 'n tydvlak voorstelling en die drywingsdigtheid spektrum van 'n KFSS stelsel onderskeidelik gegee. Die twee stelsels se drywingsdigtheid spektrums

word dan in fig.(4-7) met mekaar vergelyk en daar kan duidelik waargeneem word dat die KFSS stelsel helfte die bandwydte van die FSS stelsel beslaan.

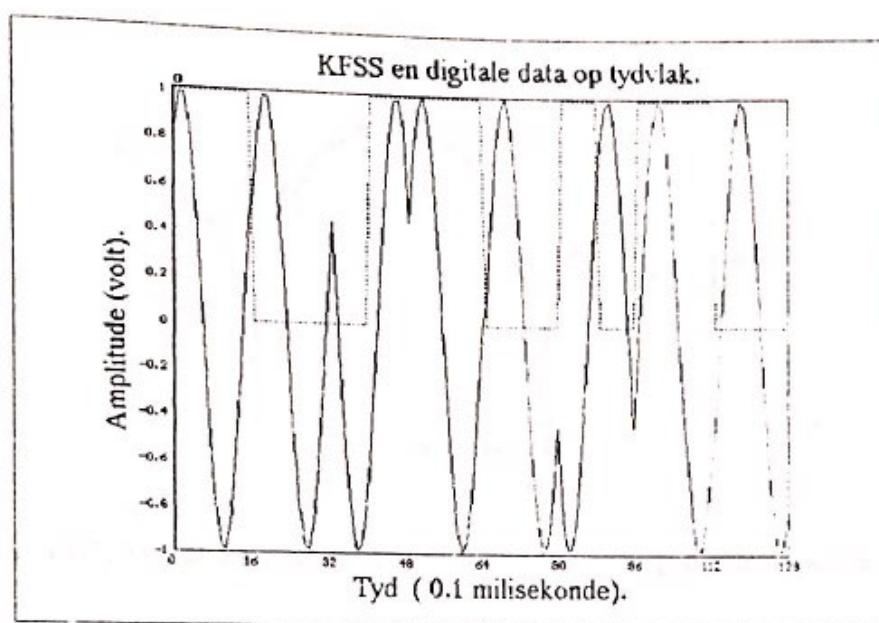


Fig.(4-5) Tydvlak voorstelling van KFSS sein.

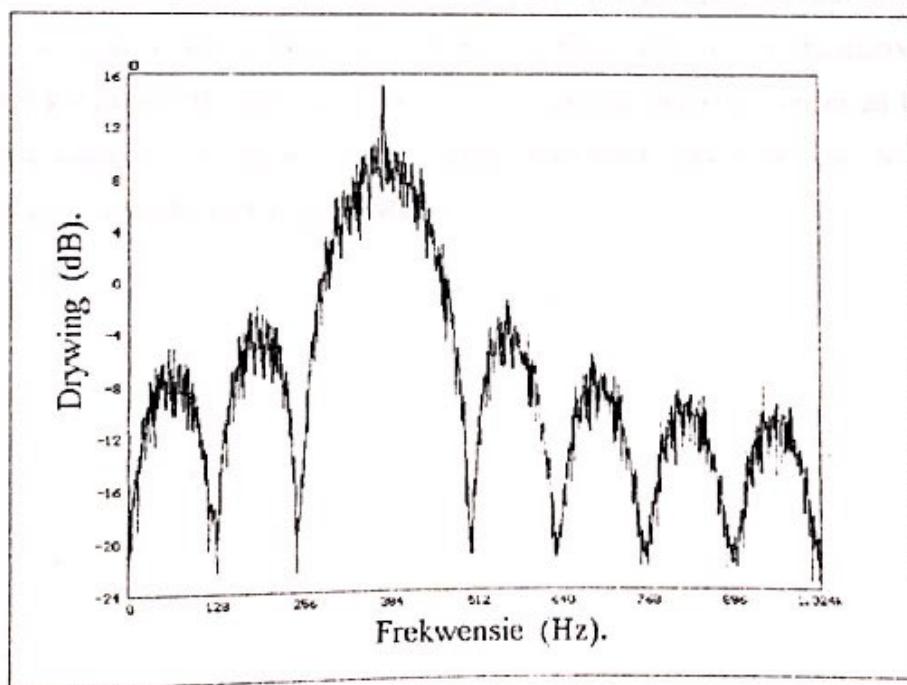
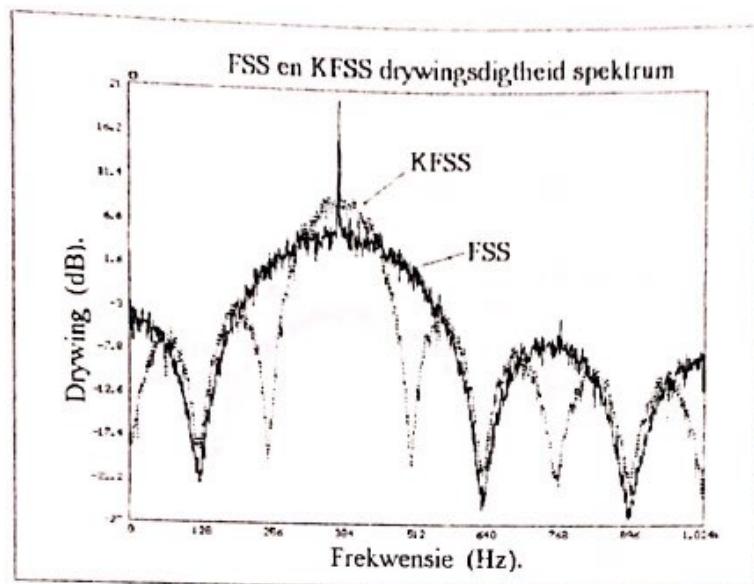


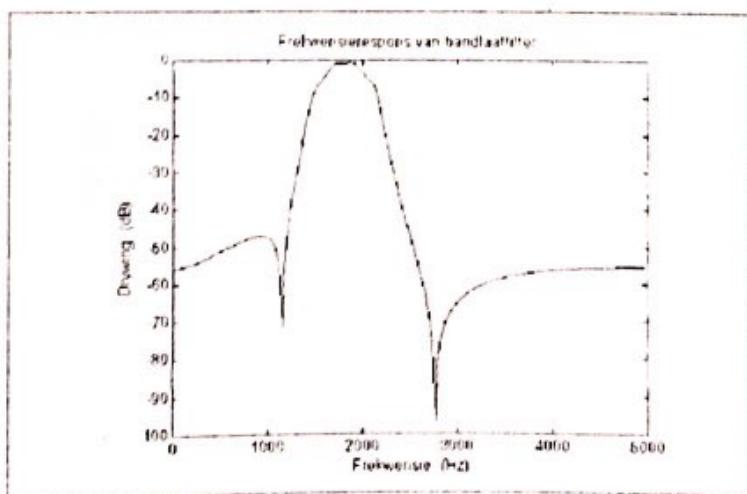
Fig.(4-6) Drywingsdigtheid spektrum van KFSS stelsel.



*Fig.(4-7) Vergelyking tussen KFSS en FSS se drywingsdigtheid spektra.*

#### 4-3) Draerherwinnings tegniek.

In hoofstuk twee en drie is verwys na die inset van die kwadri-korrelator as 'n suiwer sinus vormige inset. In werklikheid is bogenoemde stelling net 'n benadering van wat in die praktyk realiseer. Die tegniek wat in hierdie afdeling geimplimenteer is om draerherwinning te bevorder word sterk in [9] voorgestel. In fig.(4-3) staan die draer prominent uit bokant die gemoduleerde inligting. Die tegniek wat nou in [9] voorgestel word is om die FSS of KFSS stelsel se draer te verwyn met 'n bandlaatfilter.



*Fig.(4-8) Frekwensiwerspons van bandlaatfilter.*

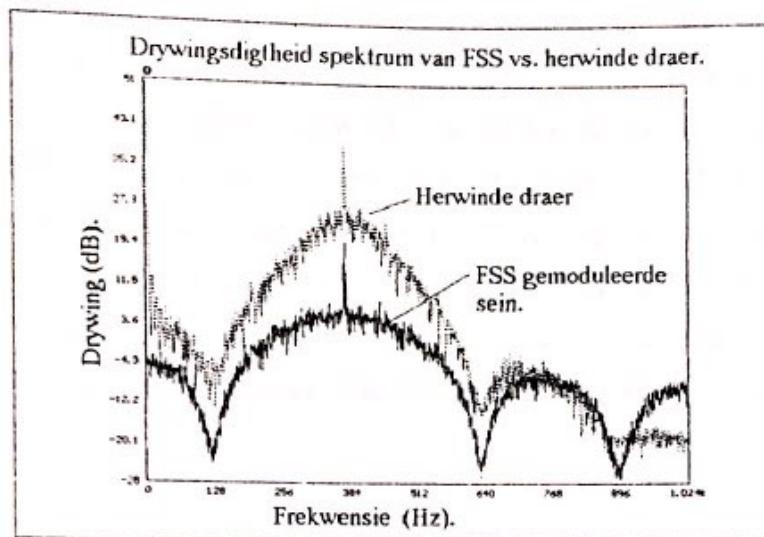


Fig.(4-9) Drywingsdigtheid spektrum van herwinde draer t.o.v normale gemoduleerde informasie sein.

Daarna moet die amplitude hard beperk word tot 'n konstante amplitude. Laasgenoemde kom voor as 'n interessante tegniek maar het ook maar sy tekortkominge. Eertstens moet die bandlaatfilter se deurlaatbandwydte baie noukeurig gekies en ontwerp word. Die deurlaatbandwydte mag nie te nou wees nie anders kan die stelsel nie baie groot frekwensie afsette volg nie, en aan die anderkant kan die deurlaatbandwydte nie te groot wees nie want dan kan die draer nie effektiel herwin word nie.

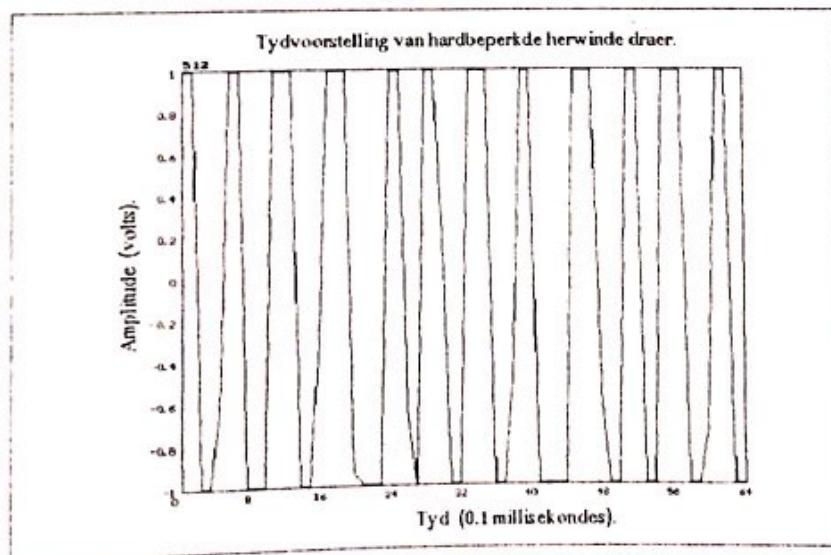


Fig.(4-10) Harde beperking op herwinde draer.

Dus kan daar basies net een optimale bandwydte gekies word wat aan albei kriteriums voldoen. Daar was ook geen konkrete ontwerps metodologie gewees om te volg nie en dus moes 'n "probeer en faal" metode geimplimenteer word. Die bandlaatfilter was toe met 'n vierde orde Yulewalk algoritme gerealiseer. Die algoritme was weereens direk uit Matlab gerealiseer. Die spesifikasies waarvoor aanvanklik ontwerp is, was om 'n draer op 1800 (Hz) deur te laat met 'n bandwydte van 400 Hz. D.w.s daar word so 200 (Hz) Doppler toegelaat beide kante van die draer. Die frekwensielerpons en drywingdigtheid spektra van die filter se uitset word in fig.(4-8) en (4-9) onderskeidelik getoon. Die oordragsfunksie van die bandlaatfilter word in vgl.(4-13) gegee.

$$H(z) = \frac{0.0499 + 0.0292z^{-1} - 0.6297z^{-2} - 0.0496z^{-3} + 0.0303z^{-4}}{1 - 0.7581z^{-1} + 0.7226z^{-2} - 0.3078z^{-3} + 0.0816z^{-4}} \quad (4-13)$$

Uit fig.(4-8) kan waargeneem word dat die draer nie as 'n perfekte sinussein herwin is nie. Daar is nog 'n mate van frekwensie modulasie op die sien en die amplitude varieer baie. Hierdie resultaat het die simulasies vermoeilik omdat die kwadri-korrelator baie sensitief is t.o.v amplitude variasies. Die implementering van 'n harde beperker het amplitude variasie uitgeskakel en die resultaat daarvan word in fig.(4-10) getoon.

Die volgende hoofstuk handel oor die ontwerp van die sagteware en die implementering van die C++ kode. 'n Stapsgewyse uiteensetting van die stelsel word gegee asook beskrywende vloeidiagramme.

## Hoofstuk 5

### 5-1) Inleiding.

Hierdie hoofstuk handel oor die realisering van die sagteware. Die formaat en ontwerpsmetode wat gebruik is om die simulasię te doen word bespreek asook uiteengesette vloediagramme sal getoon word. 'n Volle gebruikersaanwysing sal aan die einde van die hoofstuk getoon word, en alle ekstra sagteware wat nie self deur die outeur ontwikkel is nie maar aangewend is in die ontwikkeling van die projek sal ook bespreek word.

### 5-2) Ontwerpspesifikasies.

Die kwadri-korrelator is volgens die onderstaande spesifikasies ontwerp.

#### 5-2-1) Teoretiese spesifikasies.

- Modulasie tegnieke : KFSS / FSS.
- Draerfrekwensie : 1800 (Hz).
- Aantal monsters / simbool : 1 - 20 Monsters / simbool.
- Doppler afset : 0 - 200 (Hz).
- Statiese & dinamiese Doppler afsette.
- Monsterfrekwensie : 10 000 (Hz)

#### 5-2-2) Sagteware spesifikasies.

- Struktureerde ontwerpsmetode.
- Programerings taal : Turbo C++.
- Opwekking van data : Drywende punte
- Stoer van data : Drywende punte.
- Sintaks vir gestoorde leér : " xxxxxxxx . s "
- Nie-intydse simulasię.

Die sagteware sal nou eerstens verduidelik word aan die hand van die vloediagram wat in fig.(5-1) getoon word. Fig.(2-1) en (2-2) kan gebruik word as verwysing vir elke punt op die vloediagram, en veral as daar verwys word na die uitsette van elke komponent. In fig.(5-1-A) vra die program eerstens vir 'n paar spesifikasies t.o.v die simulasié wat gedoen wil wees. Die program maak dan seker dat die spesifikasies korrek voltooi word en begin dan met die spesifieke simulasié. 'n KFSS of FSS sein word dan gegenereer volgens die spesifikasies wat in stap een gespesifiseer is. Nadat draersherwinning plaasgevind het met die spesifieke filter wat in hoofstuk 4 verduidelik is en die storing van die herwinde draer in die dataleer "Herwin.s", word 'n sinus en kosinusvormige sein opgewek teen 'n bepaalde draersfrekwensie. Die laasgenoemde draersfrekwensie is dan die verwagte draer van die stelsel. Die data punte word dan een uit die gestoorde dataleer "Herwin.s" onttrek en met die opgewekte demodulerende sein vermenigvuldig.

In fig.(5-1-B) word die uitsette van die vermenigvuldiging na twee leërs met die name van "Verm.\_in.s" en "Verm\_quad.s" geskryf. Let daarna op dat na elke afdeling van die kwadri-korrelator soos in hoofstuk 2 beskryf is, word die inligting in dataleërs gestoor. Met hierdie tegniek kan goeie waarnemings gemaak word oor hoe die kwadri-korrelator werk. Dit is ook dan 'n nuttige tegniek om te gebruik as daar eksperimenteer wil word met die kwadri-korrelator. Die twee laasgenoemde datapunte word dan na 'n laaglaatfilter subroetine gestuur waar die hoë frekwensie komponent weggefilter word soos in hoofstuk 2 verduidelik is. Die uitsette van die laaglaatfilter roetine word dan ook in twee dataleërs , "LDF\_in.s" en "LDF\_quad.s" gestoor. Die agtervoegsels -in en -quad verwys na die infase en kwadratuur takke van die kwadri-korrelator. Die uitsette van die laaglaat subroetine word dan na die differensiérings subroetine gestuur. Nadat differensiëring plaasgevind het word die uitsette in twee dataleërs , "DIFF\_in.s" en "DIFF\_quad.s" gestoor. Die uitsette van die differensieerders word dan na die kruis-korrelasie subroetine toe gestuur. Nadat kruis-korrelering plaasgevind het word die uitsette van die kruis-korreleerders in twee leërs , "Kruis\_in.s" en "Kruis\_quad.s" gestoor. Die laaste stap wat die kwadri-korrelator in die sagteware doen is om dan die twee uitsette van die kruis-korreleerders te sommeer en dit in 'n dataleer . "Doppler.s" te skryf. Die laasgenoemde leer gee dan 'n beskrywing van die Doppler afset op die stelsel wat oor 'n sekere tydperk plaasgevind het. Hierdie Doppler afset word dan na 'n lusfilter subroetine gestuur om die gelykstroom omhulsel af te haal. Die uitsette van die lusfilter subroetine word dan in 'n dataleer "Lusfilter.s" gestoor. Lusfilter uitsette word dan na die SBO roetine gestuur.

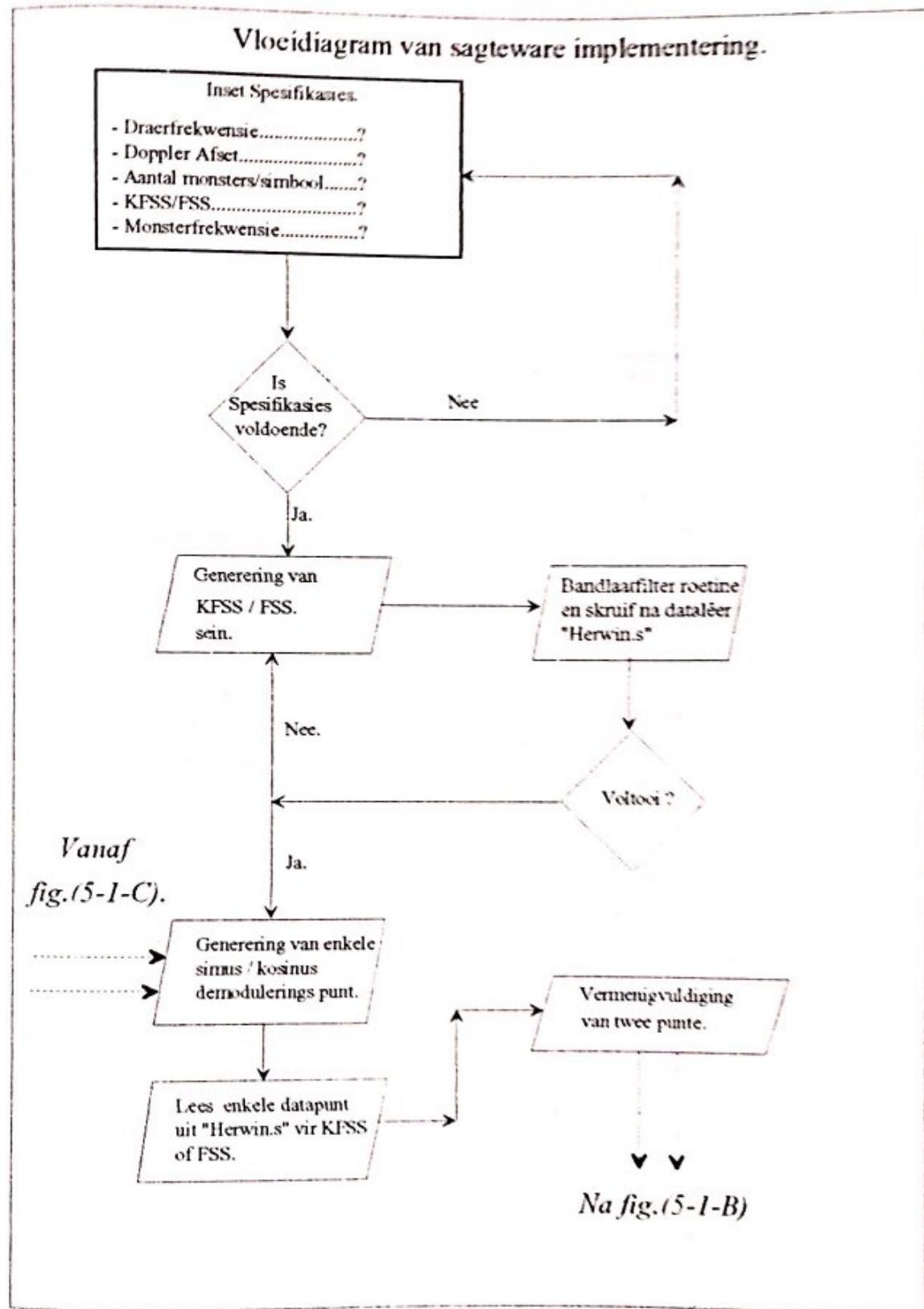


Fig.(5-1-A) Vloediagram van sagteware implimentasie.

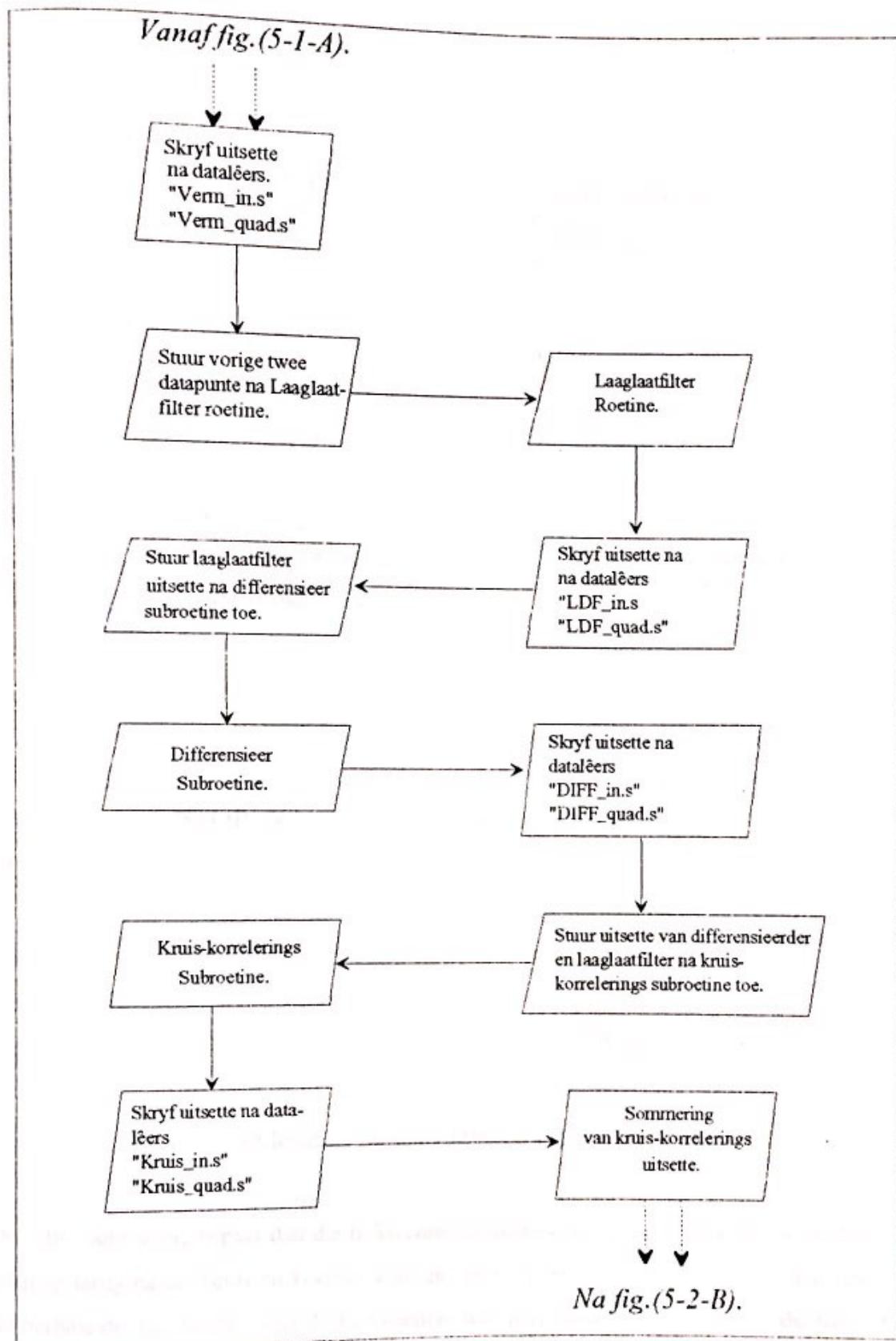
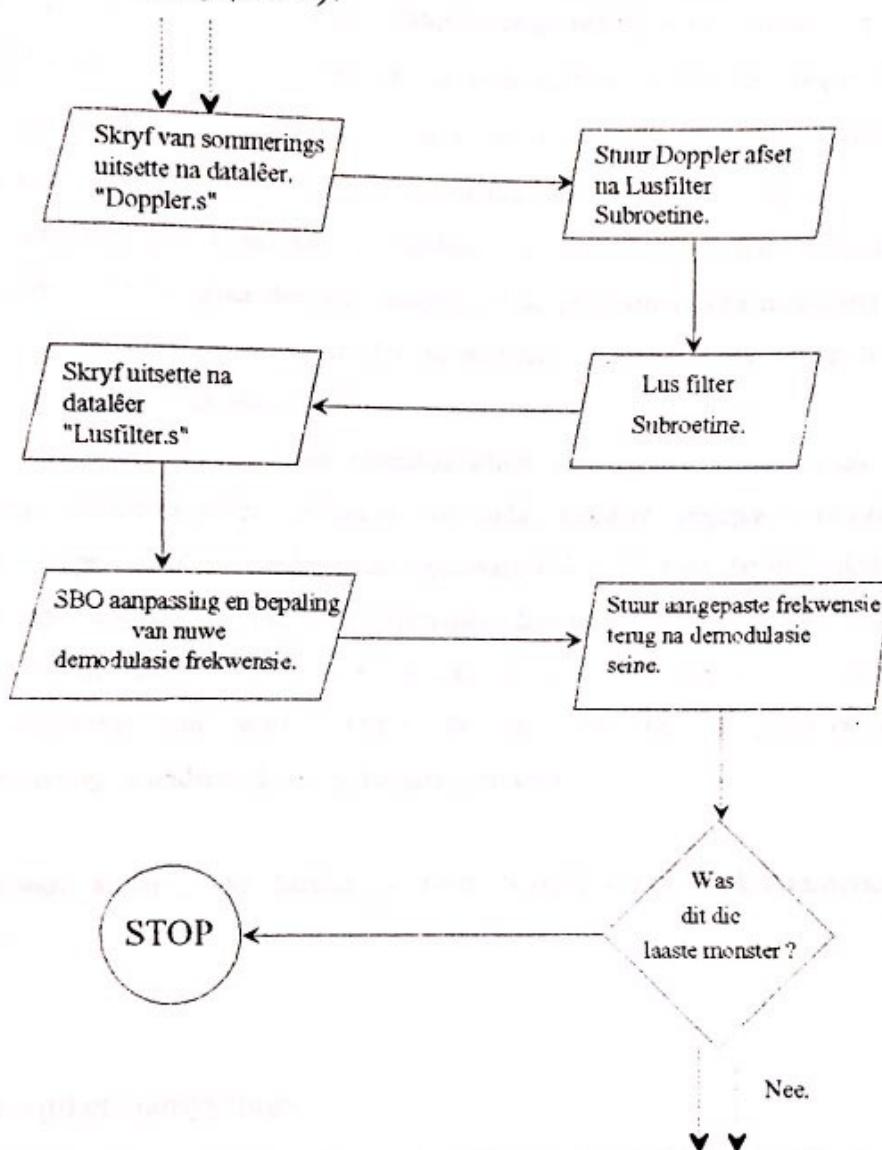


Fig.(5-1-B) Vloediagram van sagteware implementasie. (vervolg)

Vanaf fig.(5-2-B).



Na fig.(5-1-A).

Fig.(5-1-C) Vloediagram van sagteware implementasie (vervolg).

Die SBO subroetine bepaal dan die frekwensie aanpassing wat gedoen moet word en stuur die inligting terug na die sinus en kosinus seine in fig.(5-1-A) wat gebruik word vir demodulasie. So herhaal die lus ditself totdat al die monsters wat aanvanklik opgewek is deur die lus is. Die program maak dan seker dat alle monsters verwerk is en daarna word die program getermineer.

Na een so 'n simulasié soos bo uiteengesit voltooi is, kan daar grafiese voorstellings opgewek word van al die data wat die kwadri-korrelator op enige tydstip in die simulasié opgewek het. Die grafiese voorstellings kan met behulp van twee eksterne programme opgewek word. Die twee programme "dds.exe" en "plot.exe" is vrylik in die ingenieurs departement beskikbaar. Die "plot.exe" program gee 'n grafiese voorstelling van die inligting op die tydvlak, en die "dds.exe" program gee 'n grafiese voorstelling van die drywingsdigtheid spektrum op die frekwensievlek. M.b.v albei die twee laasgenoemde programme kan noukeurig waargeneem word wat presies in die kwadri-korrelator manufesteer. Sodoende gee dit vir die gebruiker 'n beter visie van wat werklik plaasvind.

Die voorstelling van die sagteware vloeidiagramme in *fig.(5-1-A....C)* is maar een van die voorstellings van die sagteware en kan op eenvoudige maniere aangepas word om verskillende punte en begrippe uittelig. Verder is die sagteware ook so geskryf dat dit maklik is om nuwe algoritmes vir enige van die filters of differensieerders te verander en te implimenteer. In die bronkode wat in bylaag A gegee word, is daar spesifiek aangedui waar verandering sonder moeite aangebring kan word. D.w.s dat die sagteware reg ontwerp is vir enige eksperimentering of ondersoek op die kwadri-korrelator.

Die volgende afdeling van hierdie hoofstuk beskryf die gebruikersaanwysings van die sagteware.

### 5-3) Gebruikersaanwysings.

Die implementering van die program is baie eenvoudig en maklik om te gebruik. 'n Minimum rekenaar stelsel gegrond op 'n 80286 verwerker is voldoende om die program te hardloop.

#### 5-3-1) Instalering.

Om die sagteware te installeer op u harde skyf tik asb. die volgende.

- cd\ "Enter"

- md BQ "Enter"
- cd BQ "Enter"
- copy a:\\*.\* . "Enter"

Om die program te hardloop tik die volgende.

- bq "Enter"

### 5-3-2) Prosedure.

Die program sal begin deur 'n paar spesifikasies aan te vra.

- Draerfrekwensie (Hz).
- Doppler afset (Hz).
- Aantal monsters / simbool.
- Monsterfrekwensie. (Hz).

Nadat al die spesifikasies volledig gegee is sal die program met die simulasié begin.

Sodra die simulasié klaar is sal die program die beheer terug oorhandig aan die bedryfsisteem, en kan nog 'n simulasié gedoen word deur dieselfde bogenoemde prosedure te volg. 'n Hele paar lêers sal nou oopgemaak wees in dieselfde gids as wat die program geinstaleer is.

### 5-3-3) Grafiiese voorstelling.

Die lêers kan nou grafies vertoon word deur een van die volgende programme te gebruik.

- Plot.exe
- dds.exe

Soos u sal waarnem is al die lêers wat laaste gegenereer is deur die simulasié se laaste uitbreiding "xxxxxxxx.s". Hierdie is grafies vertoonbaar met bogenoemde twee programme. As die tydvlak voorstelling wil waargeneem word van enige uitset moet die volgende ingetik word.

- pl "Lêernaam.s" "Enter".

Verdere hulp word verleen deur F1 te druk terwyl u in die grafiese modus is. In die grafiese modus verteenwoordig die y-as die amplitude in volt, en die x-as die aantal monsters wat ooreenstem met die monsterfrekwensie.

Om die drywingsdigtheid spektrum van enige uitset te kan waarneem, moet die volgende ingetik word.

- dds      "Enter"

Die program sal dan die volgende gegewens aanvra.

- Inset lêernaam.
- Reële of kompleks data.
- Lineêre uitsetlêernaam.
- Logaritmiese uitsetlêernaam.
- FFT blok grote ( NB ! magte van twee bv.  $2^{11}$ )
- Aantal blokke waaroer gemiddeld bepaal moet word.

Ekstra hulp is bekombaar deur F1 te druk in die grafiese uitset modus. In die grafiese modus verteenwoordig die X-as dB of gewone amplitude afhangende of dit 'n lineêre of logaritmiese skaal is, en die y-as is die aantal monsters wat ooreenstem met die monsterfrekwensie.

Dit als handel nou die sagteware implementering en gebruiksaanwysings af. Die volgende hoofstuk sal handel oor die simulasiereultate wat met die sagteware gegenereer is.

## Hoofstuk 6

### 6-1) Inleiding.

Hierdie hoofstuk handel oor die resultate wat die sagteware gelewer het t.o.v die kwadri-korrelator. Die hoofstuk is verder in twee basiese dele uiteengesit wat die twee tegnieke in hoofstukke twee en drie verduidelik. Die eerste deel sal die resultate van die kwadri-korrelator gee, en daarna sal die resultate van die inverse bandlaatfilter in die tweede deel van hoofstuk getoon word. Ten slotte sal die twee tegnieke met mekaar vergelyk word en ooreenkomsste en verskille sowel as sterk en swak punte sal bespreek word.

### 6-2) Resultate van kwadri-korrelator.

Elke tegniek word onder twee basiese toestande nl. statiese en dinamiese frekwensie afsette getoets. Die statiese toestand simulasies sal verder uitgebrei word deur ruis op die inset van twee tegnieke te sommeer. Die spesifikasies waaronder die simulasies gedoen is, is presies soos in hoofstuk 5 beskryf is. In die statiese toets sal die sein tot ruis verhouding tot 8 dB strek, en die frekwensie afsette sal vanaf 0 - 300 (Hz) wissel om die limiete van die stelsel te toon. Grafiese uitsette van die simulasies sal in al die gevalle getoon word.

Die dinamiese toets wat gedoen is bestaan uit twee tipes nl. 'n trapinset toets en 'n varieërende toets. Die trapinset toets is gerealiseer deur vanaf 0 (Hz) tot 50 (Hz) te spring, en die varieërende toets is gerealiseer deur die konstante draer met 'n 5 (Hz) sinusvormige frekwensie te sommeer. Die laaste toetse wat gedoen is, is om te sien hoe vinnig die twee tegnieke frekwensie verskille kan detek en dit dan korrigeer. Die resultate sal in tabel vorm getoon word.

Alhoewel daar 'n legio van toetse is wat gedoen kan word, het die outeur gevind dat die bogenoemde toetse voldoende is om die karakteristieke van die twee tegnieke uit te lig. Aan die einde van die hoofstuk sal die resultate oorsigtelik saam bespreek word.

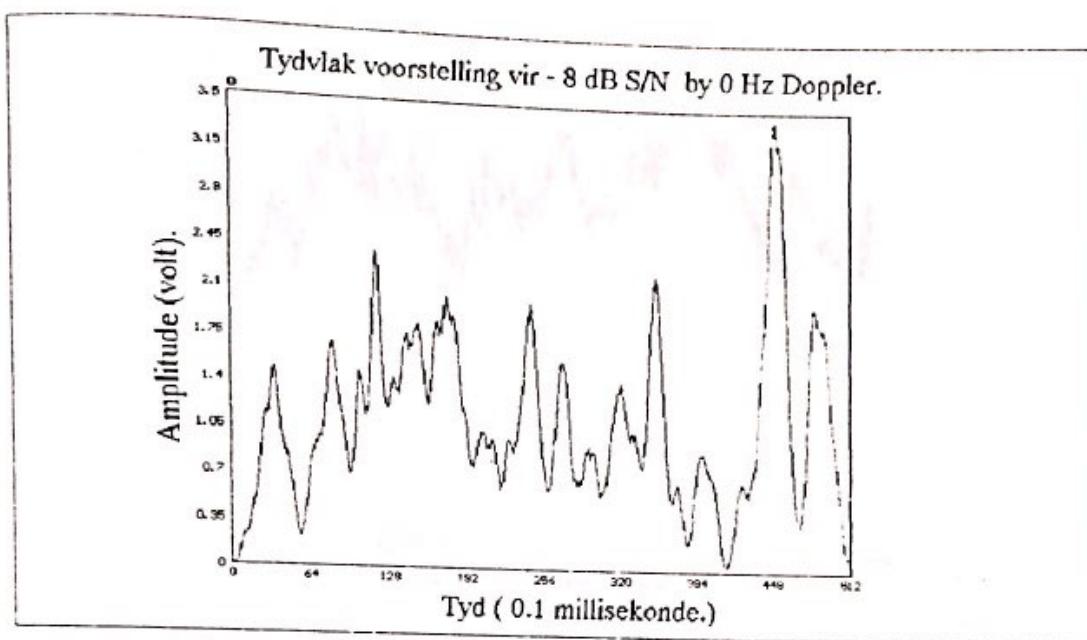
6-3) Statiese toets.6-3-1) Kwadri-korrelator.

Fig.(6-1) Uitset van Kwadri-korrelator by 8 dB S/N met 0 Hz Doppler.

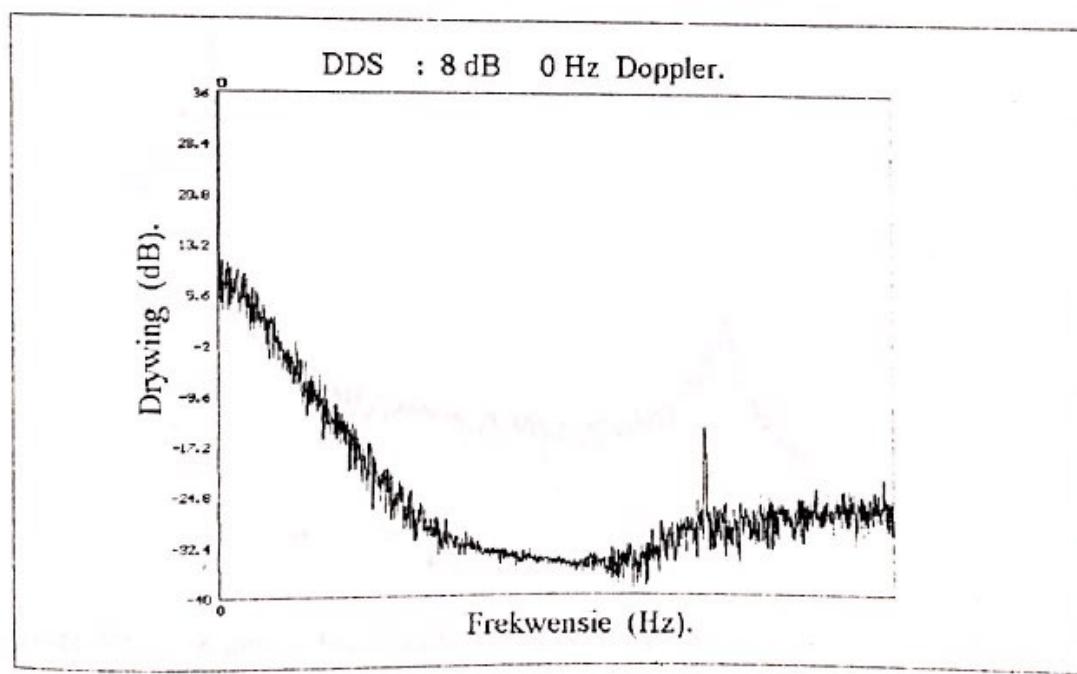


Fig.(6-2) DDS van Kwadri-korrelator se uitset met 8 dB S/N by 0 Hz Doppler.

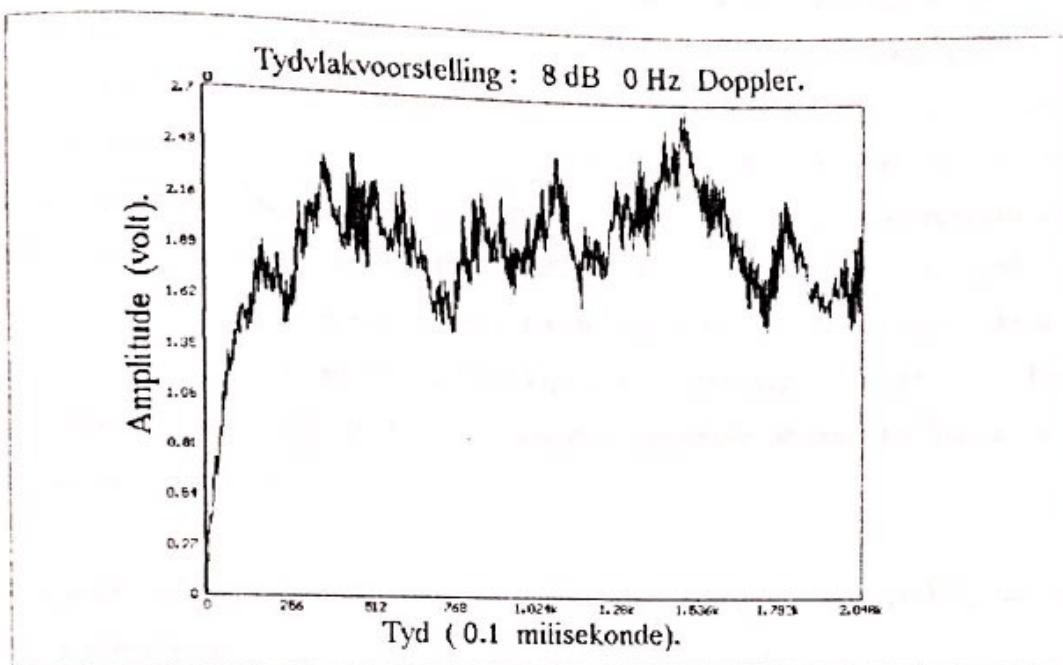
6-3-2) Inverse Bandlaatfilter.

Fig.(6-3) Inverse bandlaatfilter se uitset onder 8 dB S/N op 0 Hz Doppler.

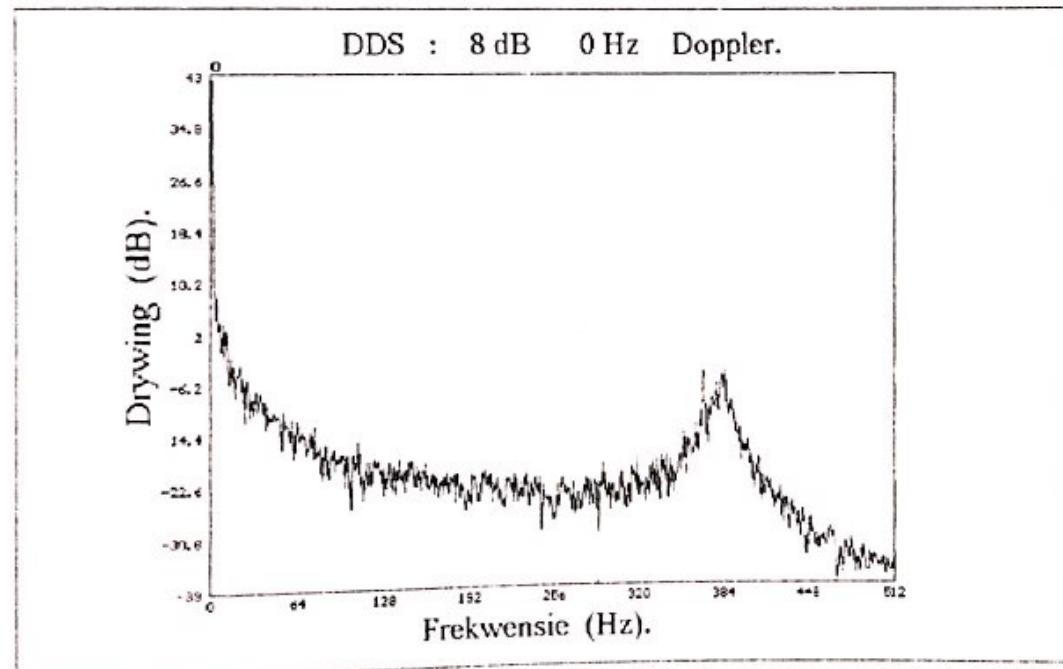


Fig.(6-4) DDS van inverse bandlaatfilter se uitset onder 8 dB S/N op 0.Hz Doppler.

### 6-3-3) Bespreking van statiese toets resultate.

Die vorige vier figure het die ekstreme sein tot ruis gevalle beskryf waaronder die twee tegnieke kan verkeur. Soos kan onderskei word tussen die twee tegnieke het die bandlaatfilter tegniek beter gevaaar as die kwadri-korrelator onder 'n hoë sein tot reis toestand. In fig.(6-2) en (6-4) kan waargeneem word dat 'n hoër drywing bestaan by die GS punt van die inverse bandlaatfilter. D.w.s dat die frekwensie volgingslus meer effektief die GS komponent sal volg as enige ander frekwensie onder hierdie omstandighede. 'n Aanvaarbare 20 dB verskil tussen GS en enige ander frekwensie komponent is waarneembaar in fig.(6-2), teenoor 'n skrale 4 dB verskil in fig.(6-4). Die bogenoemde bewerings word gestaaf in fig.(6-1) en (6-3). Die GS afset is duidelik sigbaar in fig.(6-3) teenoor die groot amplitude deviasies rondom die nulpunt wat in fig.(6-1) sigbaar is.

Die volgende afdeling sal die dinamiese toets se resultate weergee en 'n bespreking daarvan sal daarna gelewer word.

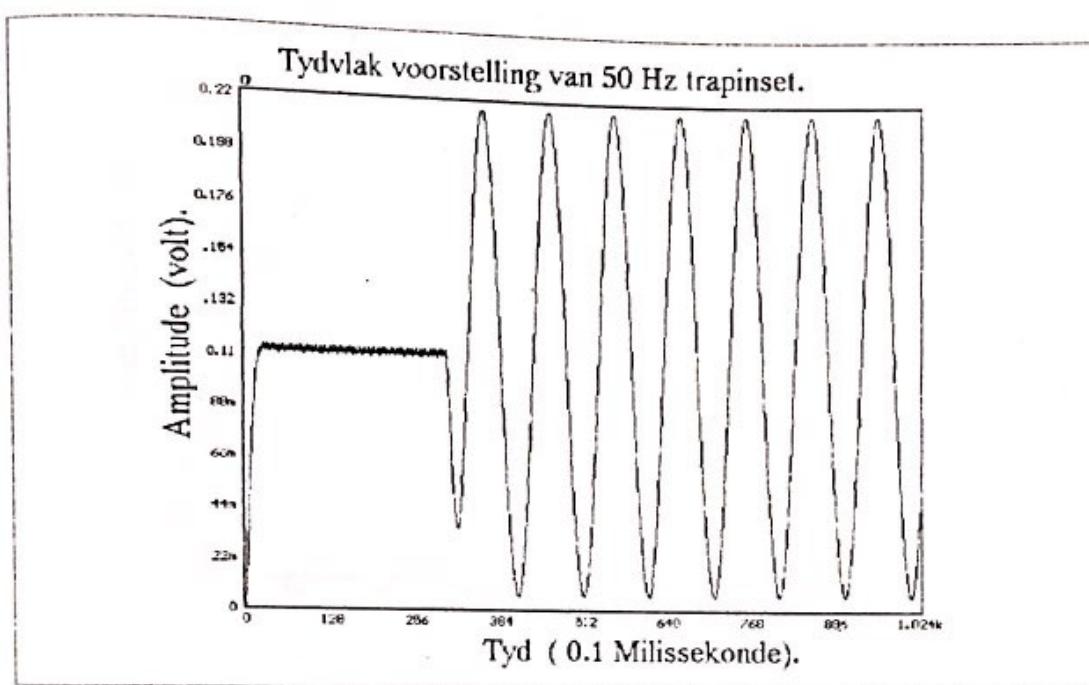
6-4) Dinamiese frekwensie afset toets.6-4-1) Kwadri-korrelator.

Fig.(6-5) Tydvlak voorstelling van 50 Hz trapinset.

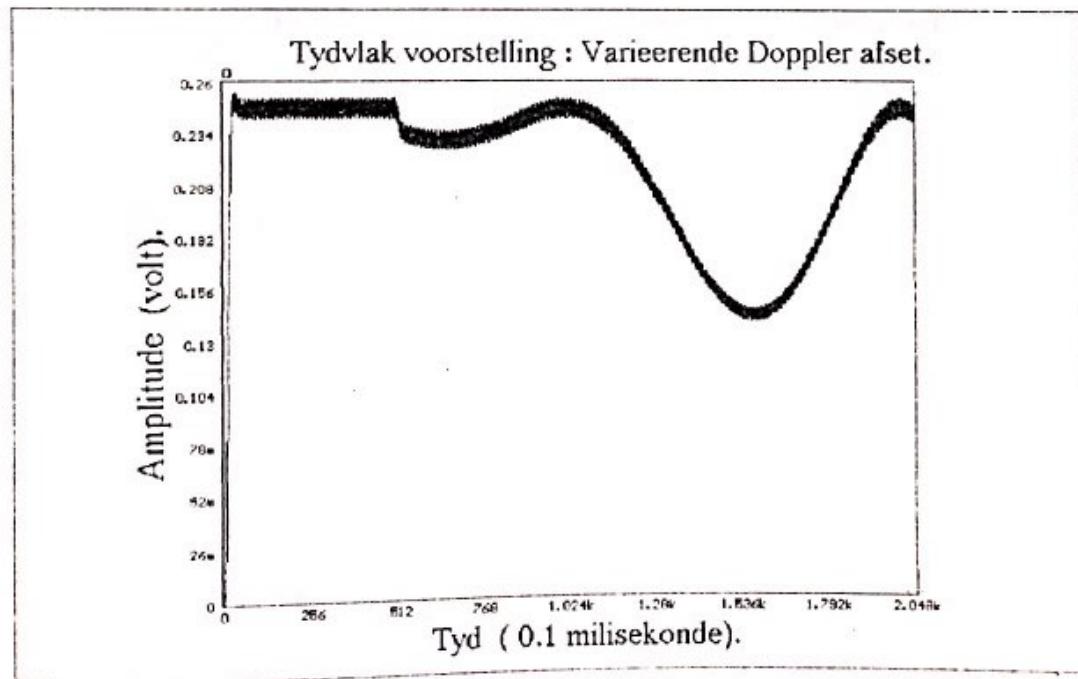


Fig.(6-6) Tydvoorstelling van varieerende frekwensie afset.

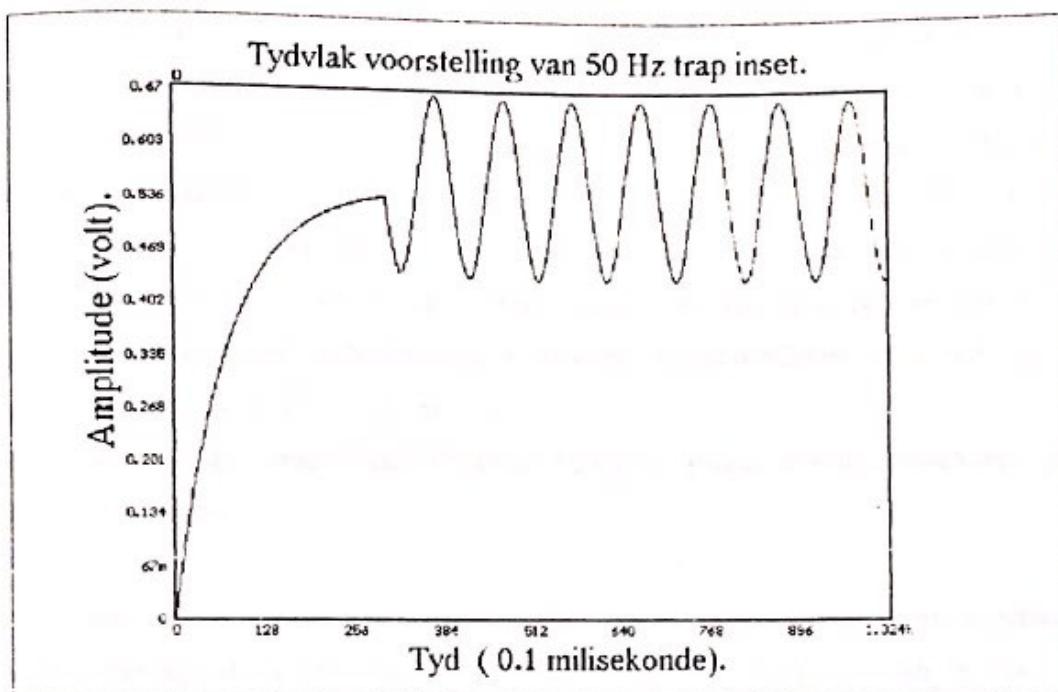
6-4-2) Inverse bandlaatfilter.

Fig.(6-7) Tydvlak voorstelling van 50 Hz trapinset.

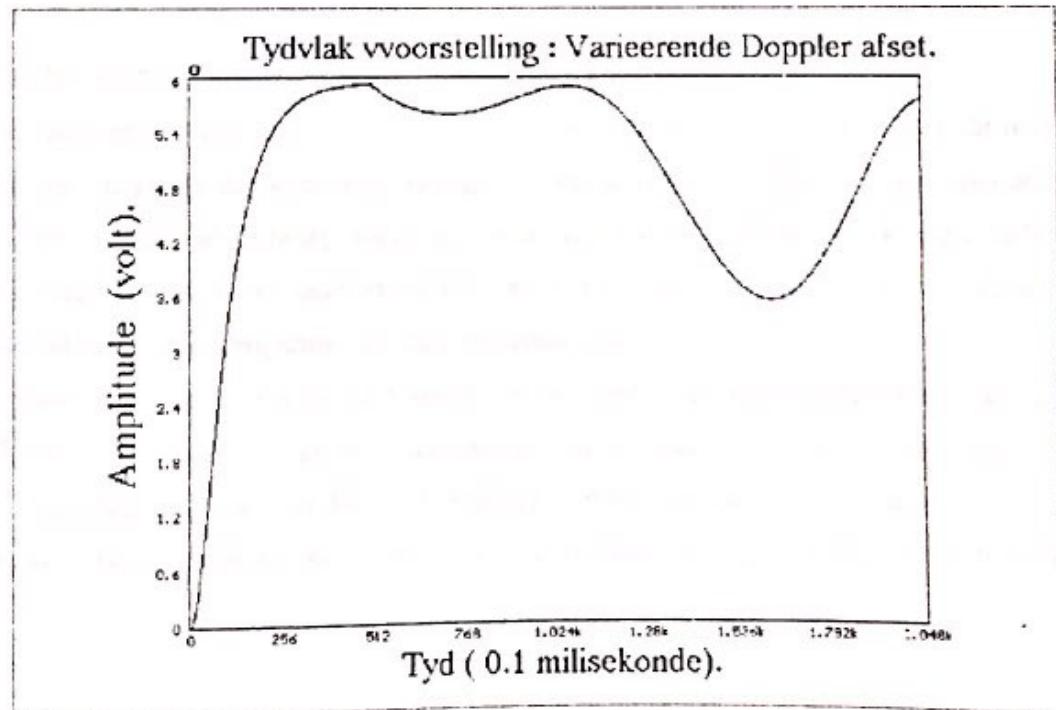


Fig.(6-8) Tydvlakvoorstelling van varieerende frekwensie afset.

### 6-4-3) Bespreking van dinamiese frekwensie afset toets.

Fig.(6-5) - (6-8) gee grafiese voorstellings van wat in die dinamiese toetse gebeur het. Beide die kwadri-korrelator en die inverse bandlaatfilter het goeie vermoë om trapinsette sowel as variërende afsette te volg. Die parameters wat gekies is om die toetse mee te doen is weereens as ekstreme geneem en die waarskynlikheid dat dit in die praktyk sal oorskry word is klein (hoofstuk 3). Albei die tegnieke was getoets met 'n begintoestand wat stabiel was by 0 Hz frekwensie afset, d.w.s by die sluitingspunt. Beide tegnieke het die frekwensie variasies sonder twyfeling direk begin volg. Die enigste verskil wat tussen die twee tegnieke verskyn het is dat die inverse bandlaatfilter die hoëfrekwensie komponent baie meer effektief onderdruk het as die kwadri-korrelator (vergelyk fig.(6-6) en (6-8)).

Afgesien van die bogenoemde verskil het beide die tegniek presies dieselfde eienskappe getoon in die dinamiese toets.

Die volgende deel verskaf die resultate wat gevind is by toetse wat gedoen is om te bepaal hoe lank dit beide tegniek gencem het om frekwensie afsette te bepaal en dan te ook om te korrigeer.

### 6-5) Deteksie en korrigerings toetse.

Beide die tegnieke was ook onderwerp aan twee toetse wat bepaal het hoe lank dit neem om frekwensie afsette te detek en om te korrigeer. Hierdie resultate is ongelukkig nie net afhanklik van albei tegnieke se ontwerp alleen nie, maar ander ontwerps metodes wat die lusfilter en SBO insluit moet ook in aanmerking geneem word. Die lusfilter en SBO het derhalwe 'n direkte effek op die korrigering van die frekwensie afset.

Die ontwerpe wat gevolg is vir die lusfilter was niks anders as 'n gewone tweede orde Yulewalk laatlaatfilter, en die SBO was net 'n aanpassing van die lineêre verband wat die lusfilter bepaal het. Albei tegnieke was met die selfde lusfilter en SBO getoets om konsensie tussen die twee tegnieke te behou. Tabelle (6-1) - (6-4) toon die resultate wat behaal is deur beide tegnieke.

### 6-5-1) Deteksie van frekwensie afsette.

Frekwensie (Doppler) afset (Hz).			
Sein tot ruis (dB).	100 Hz	200 Hz	300 Hz
30 dB	1 ms	2 ms	3 ms
20 dB	2 ms	3 ms	6 ms
10 dB	20 ms	30 ms	onbepaald.

Tabel.(6-1) Deteksie tye van kwadri-korrelator onder verskeie sein tot ruis toestande.

Frekwensie (Doppler) afset (Hz).			
Sein tot ruis (dB).	100 Hz	200 Hz	300 Hz
30 dB	1 ms	2 ms	3 ms
20 dB	2 ms	3 ms	5 ms
10 dB	12 ms	15 ms	onbepaald.

Tabel.(6-2) Deteksie tye van inverse bandlaatfilter onder verskeie sein tot ruis toestande.

### 6-5-2) Korrigering van Frekwensie afset.

Frekwensie (Doppler) afset (Hz).			
Sein tot ruis (dB).	100 Hz	200 Hz	300 Hz
30 dB	10 ms	12 ms	16 ms
20 dB	12 ms	14 ms	18 ms
10 dB	22 ms	28 ms	onbepaald.

Tabel.(6-3) Korrigerings tye van kwadri-korrelator onder verskeie sein tot ruis toestande.

Frekwensie (Doppler) afset (Hz).			
Sein tot ruis (dB).	100 Hz	200 Hz	300 Hz
30 dB	10 ms	12 ms	16 ms
20 dB	11 ms	14 ms	17 ms
10 dB	15 ms	19 ms	onbepaald.

Tabel.(6-4) Korrigerings tye van inverse bandlaatfilter onder verskeie sein tot ruis toestande.

### 6-6) Bespreking van deteksie en korrigerings resultate.

Beide die twee tegnieke het uitstekende resultate getoon onder al die verskeie toestande wat in tabelle (6-1) - (6-4) gegee is. Aangesien die inverse bandlaatfilter ditself bewys het om meer bestand te wees tot hoë sein tot ruis toestande het dit op sommige plekke beter gevaaar as die kwadri-korrelator. Nogtans het beide die tegnieke uitsonderlik goed gevaaar aangesien meeste van die toestande waaronder dit getoets is baie ekstreem is, en dat die draer slegs op 1.8 KHz gelê het. D.w.s onder matige en normale omstandighede betreffende sein tot ruis en grote van frekwensie afsette vergelyk die twee tegnieke baie goed met faselsluit lusse ,dubelle filter tegnieke en frekwensie veeg tegnieke.

Hierdie hoofstuk het nou 'n duidelikke uiteensetting gegee van die verskillende toetse wat op beide die tegnieke uitgevoer is. Alle resultate toon daarop dat die twee tegniek die moeite werd is om verder in hardware te realiseer.

Die volgende hoofstuk sal 'n opspommende woord lewer oor wat in die projek beruik is en wat die vooruitsigtinge is vir wat toegepas is.

## Ten slotte.

Hierdie projek het gehandel oor die ondersoek van tegnieke om frekwensie afsette wat onder mobiele omstandighede plaasvind te estimeer en te minimeer. Eertstens het die projek begin met 'n agtergrond studie oor oombliklike frekwensie. Daarna was twee frekwensie verskil tegnieke ondersoek en uiteengesit. Die tweede tegniek wat in hoofstuk 3 verduidelik word is deur die outeur self ontwikkel en het besondere goeie resultate getoon teenoor die tegniek wat in hoofstuk twee ondersoek is. Verder in hoofstuk vier is die twee digitale modulasie tegniek wat gebruik is om die frekwensie verskil detektors mee te toets bespreek, asook die tegniek wat geïmplementeer is om draersherwinning te bevorder.

Hoofstuk vyf het gehandel oor die sagteware simulasie en hoe dit gerealiseer is. Alle spesifikasies van die sagteware en die ontwerp word ook in hierdie hoofstuk gegee. Hoofstuk ses het alle simulasie resultate wat gedoen is getoon en dit deeglik verduidelik en bespreek.

Die direkte implikasie van die projek wat tot die outeur deurgedring het is dat daar 'n menigte maniere is waarop probleme opgelos kan word, en dat die meerderheid van oplossing baie keer in die eenvoudigste vorme voorkom. Albei tegnieke wat ondersoek is het besonderse eienskappe en sodoende is albei geregverdig in die opsig. Die inverse bandlaatfilter tegniek het die voordeel bo die kwadri-korrelator dat dit uit minder komponente gerealiseer kan word as dat dit beter reageer onder hoë sein tot ruis omstandighede. Aan die anderkant word die kwadri-korrelator en verskeie vorme daarvan weer beskou as die beste tegnick om frekwensie deteksie en volging mee te bevorder.

'n Alternatiewe voorstel is om die twee tegnieke te kombineer en sodoende dalk nog 'n beter tegniek te ontwikkel. 'n Belangrike punt om altyd ingedagte te hou is die implikasie van kostes wat styg sodra die ontwerpsmetodes te kompleks raak, maar dit is relatief en verskil van ontwerp tot ontwerp.

Die projek regverdig dit self in die sin dat dit wat bereik is en bepaal is kan nuttig toegepas word , en daar is ruimte vir verbetering. Die feit dat 'n tweede tegniek ontwikkel is uit die eerste en met die implikasie van die minder komponente en verskeie beter kenmerke kan aanvaar word dat dit 'n goeie begin punt is verdere navorsing op die gebied.

Die laaste deel van die projek waar die stelsel op 'n DSP platform gerealiseer en simuleer moes word het ongelukkig nie plaasgevind nie. Die rede hiervoor is dat probleme t.o.v draerherwinning meer aandag moes geniet as wat aanvanklik voorsien is. Gevolglik het die outhouer en sy projekleier besluit om die sagteware af te rond ten koste van die realisering van die DSP platform.

1995

Lys van verwysings.

- [1] D.Gabor, " Theory of communication, " Proc. Inst. Elec. Eng., vol.93, pp.429-457, 1946.
- [2] J.Ville. " Theorie et applications de la notion de la signal analytique, " Cables et Transmission, vol. 2A. pp.61-74, 1984.
- [3] J.Slabassi, " Discrete-Time Instantaneous Frequency and its Computation, " Trans. on signal processing, vol. 41, no. 5, pp. 1867, Mei 1993.
- [4] L.M. Fink, " Relation between the spectrum and instantaneous frequency of a signal, " translated in : Problems Inform. Transmission, vol. 2, pp. 11-21, 1966.
- [5] L. Mandel, " Interpretation of instantaneous frequency, " Amer. J. Phys., vol.42, pp. 840-864, 1974.
- [6] F.W. Sears, M.W. Zemansky, H.D. Young, " University Physics seventh edition , " Addison-Wesley Publishing Company, pp. 519-520.
- [7] F.M. Gardner, " Properties of Frequency Difference Detectors, " IEEE Trans. Common., vol. com-33, no. 2, Februarie 1985.
- [8] A.N. D' Andrea en U. Mengali, " Design of Quadrature Correlator for Automatic Frequency Control Systems, " IEEE Trans. Common., vol. 41, no. 6, Junie 1993.
- [9] A. N. d' Andrea en U. Mengali, " Performance of a Quadrature Correlator Driven by Modulated Signals, " IEEE Trans. Common., vol. 38, no. 11, November 1990.
- [10] F. D. Natali, " AFC Tracking Algorithms, " IEEE Trans. Common., vol. com-32, no.8, Augustus 1984.
- [11] H. Sari en S. Moridi, " New Phase and Frequency Detectors for Carrier Recovery in PSK and QAM Systems, " IEEE Trans. Common., vol. 36, no. 9, September 1988.
- [12] S. Haykin, " Digital Communications, " John Wiley & Sons, 1988.