

TECHNISCHE UNIVERSITEIT DELFT

Aard : Afstudeerverslag
Omvang : 52 pagina's + bijlagen
Datum : 12 november 1987
INSPEC : -

Vakgroep : Telecommunicatie- en Verkeersbegeleidingssystemen
Codenummer :
Auteur : A.P. Nauta

Titel : De dynamiek van pulskompressie-radar

Korte inhoud: De dynamiek van pulskompressie-radarsystemen wordt beperkt door het ontstaan van tijd-zijlussen bij pulskompressie en door het begrenzen van te sterke echo's, waardoor verdringing optreedt.)

Bij het afstuderen is aandacht besteed aan twee technieken om de dynamiek te verhogen. Bij beide technieken wordt getracht het begrenzen te vervangen door een lineaire bewerking, namelijk kompensatie. Bij de eerste methode "moving target indication (MTI) vóór pulskompressie" worden echo's van opeenvolgende hits van elkaar afgetrokken. Verdringing ten gevolge van clutter kan hierdoor voorkomen worden. Bij de tweede methode "de anti-verdringingslus" wordt na detectie van een te sterke echo een puls gegenereerd, die van de ontvangen puls afgetrokken wordt. MTI voor pulskompressie blijkt goed te werken. De efficiency van de AVL is afhankelijk van de centrale frekwentie en de bandbreedte. De dynamiek kan met meer dan 10 dB vergroot worden. De toepassing is echter nog beperkt tot puntclutters.

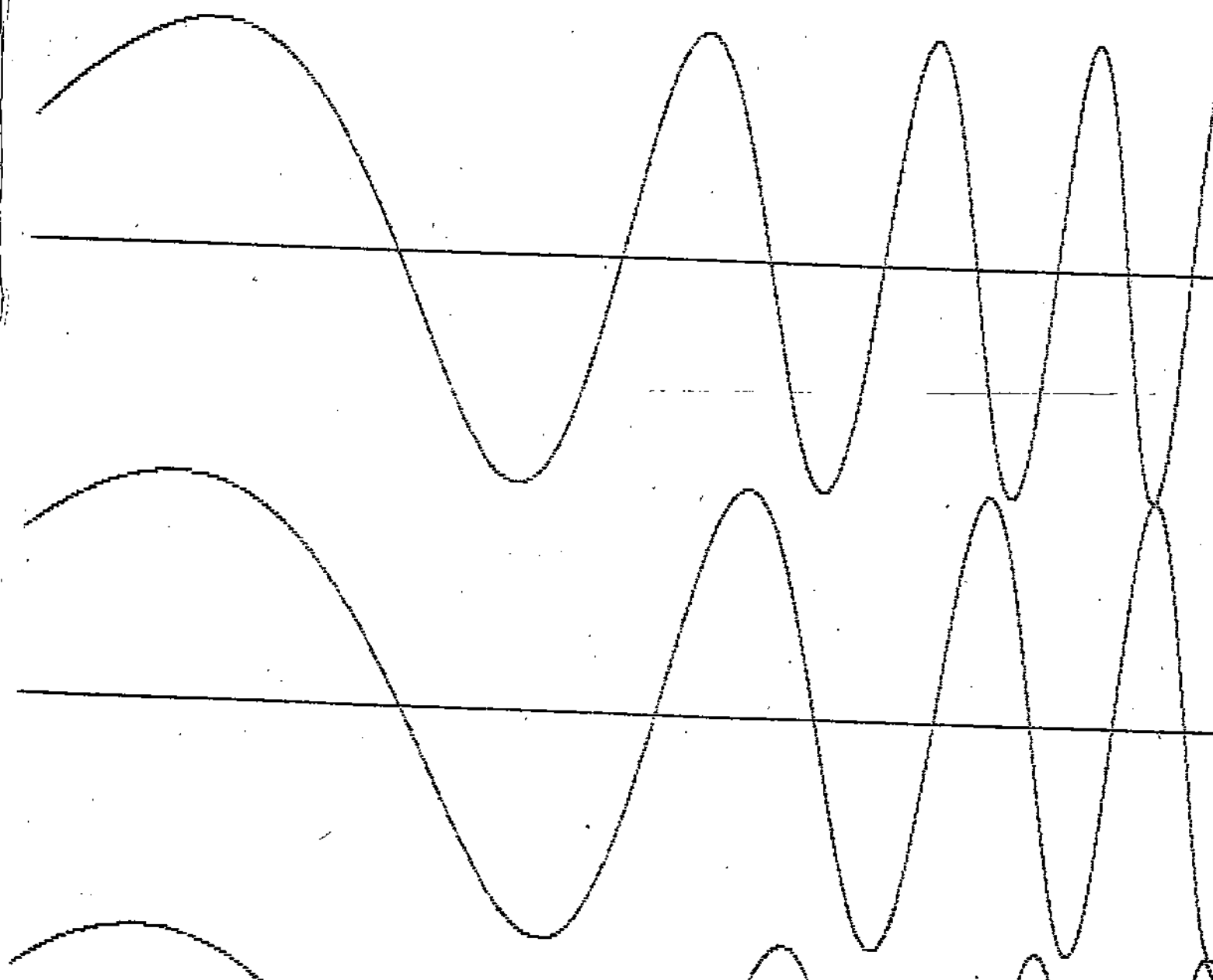
De werkzaamheden zijn uitgevoerd bij
Hollandse Signaalapparaten B.V. (H.S.A.)
in het kader van een afstudeeropdracht van
de T.U. Delft, fakulteit der Elektrotechniek.

Afstudeerdocent: Prof.ir. E. Goldbohm
Mentoren : Ing. G. Koops
Drs. B.J. Reits
Ir. L.R. Nieuwkerk

DE DYNAMIEK VAN PULSKOMPRESSIE-RADAR

Een onderzoek naar het vergroten
van het dynamische gebied
en de beperkingen hiervan

AUKE P. NAUTA



DE DYNAMIEK VAN PULSKOMPRESSIE-RADAR

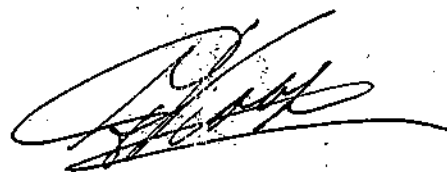
Een onderzoek naar het vergroten
van het dynamische gebied, en de
beperkingen hiervan

AUKE P. NAUTA

Hollandse Signaalapparaten B.V.
Hengelo (Ov.) , Nederland

Begeleid door:
Prof.ir. E. Goldbohm
Ing. G. Koops
Drs. B.J. Reits
Ir. L.R. Nieuwkerk

12 november 1987



HOLLANDSE SIGNAALAPPARATEN B.V.
SOCIALE ZAKEN - FOMATIS

Het probleem bij de huidige pulskompressieradarsystemen is een te kleine dynamiek. De dynamiek van pulskompressieradar wordt beperkt door het ontstaan van tijd-zijlussen bij het komprimeren van een lange puls en door het begrenzen (Engels: *limiten*) van te sterke echo's, waardoor verdringing (Engels: *capturing*) van kleine echo's plaatsvindt. Verhogen van het begrenzingsnivo vermindert de verdringing, waardoor meer kleine doelen zichtbaar worden maar levert ook tijd-zijlussen van gekomprimeerde pulsen boven de detektiedrempel op, waardoor valse doelen ontstaan.

Het vermogensverschil tussen de hoofdlus en de hoogste zijlus van een gekomprimeerde puls bepaalt de maximale dynamiek. Tegenwoordig ligt de dynamiek van pulskompressiesystemen rond de 43dB.

Er is onderzocht wat de mogelijkheden c.q. beperkingen zijn om het vermogensverschil tussen de zijlussen en de hoofdlus te vergroten. Literatuuronderzoek heeft uitgewezen dat de mogelijkheden om op deze manier de dynamiek te vergroten uitgeput lijken.

Bij het onderhavige afstudeerwerk is verder aandacht besteed aan twee speciale technieken om de dynamiek te verhogen. Bij beide technieken wordt getracht het verdringen ten gevolge van begrenzen te vervangen door een bewerking waarbij geen verdringing plaatsvindt. Bij de eerste, *moving target indication* (MTI) vóór pulskompressie (PC), worden pulsen van opeenvolgende hits van elkaar afgetrokken. Clutters worden daardoor sterk verzwakt. Hierdoor wordt verdringing ten gevolge van clutters voorkomen. Bij de tweede techniek, de *anti-verdringingslus* (AVL), wordt na detektie van een te sterke echo door de AVL zelf een puls gegenereerd die van de ontvangenspuls afgetrokken wordt.

Van MTI vóór PC is gesimuleerd wat het effect van cancellen voor PC op de het hoofdlus-zijlus vermogensverschil van de gekomprimeerde puls is. Als van gecancelde clutters dit vermogensverschil veel kleiner wordt, komen de tijd-zijlussen boven de detektiedrempel en ontstaan valse doelen. Het simulatieprogramma bleek niet helemaal naar behoren te werken, want hoewel de jitter als fraktie van de golflengte genomen wordt, blijkt het hoofdlus-zijlus vermogensverschil toch afhankelijk van de draaggolffrekwentie van de pulsen. Toch kan er geconcludeerd worden dat het hoofdlus-zijlus vermogensverschil na kompressie slechts tienden van dB's slechter wordt.

Van de AVL is gesimuleerd wat het effect op de hoogte van de tijd-zijlussen van gekomprimeerde pulsen is. De efficiency van de AVL is afhankelijk van de centrale frekwentie en van de bandbreedte. De dynamiek kan bij gunstige systemen, met een kleine bandbreedte/centrale frekwentie verhouding, met meer dan 10dB

SAMENVATTING

vergroot worden. De toepassing is echter beperkt tot puntolutters. Bij een digitale zender/ontvanger is het mogelijk de AVL ook voor aaneengesloten clutters geschikt te maken.

Van een gerealiseerd proefmodel van de AVL blijkt de winst vergeleken met de simulatieresultaten tegen te vallen. De tijd-zijflussen van een ontvangen puls kunnen ongeveer 3dB verzwakt worden. Een in de proefopstelling gebruikte vertraginglijn blijkt echter veel vervorming van de pulsen te geven en bovendien is de tijdvertraging te kort waardoor interferentie met de tijd-zijflussen van voor- en naijlende pulsen plaatsvindt. Omdat er geen andere vertraginglijn voorhanden was moest de proef toch met deze lijn worden uitgevoerd.

SAMENVATTING

INLEIDING

1	HET RADARSYSTEEM	
1.1	De zender	1
1.1.1	De expander	1
1.1.2	De mixer	1
1.1.3	De eindversterker	3
1.2	De ontvanger	4
1.2.1	De low-noise versterker en mixer	5
1.2.2	De kompressor	6
1.2.3	De limiter	6
1.2.4	De MTI-processor	8
		8
2	LEVELDIAGRAMMEN	
2.1	De canceller	10
2.2	De FFT-processor	10
		11
3	DYNAMIEKBEPERKENDE FAKTOREN	
3.1	Tijd-zijlussen	12
3.2	Verdringing	12
3.2.1	Smalbandige begrenzing	12
3.2.2	Breedbandige begrenzing	13
		14
4	VERGROTEN VAN DE HOOFDLUS/ZIJLUS-AFSTAND	
4.1	De invloed van het TB-produkt	16
4.2	Oorzaken van tijd-zijlus degradatie	16
4.3	De begrenzing van het TB-produkt	17
4.4	Vergroten van het TB-produkt	19
		20
5	DE ONTVANGER KONFIGURATIE	
5.1	MTI vóór PC	22
5.2	De simulatie	22
5.1.1	Simulatieresultaten	25
		27

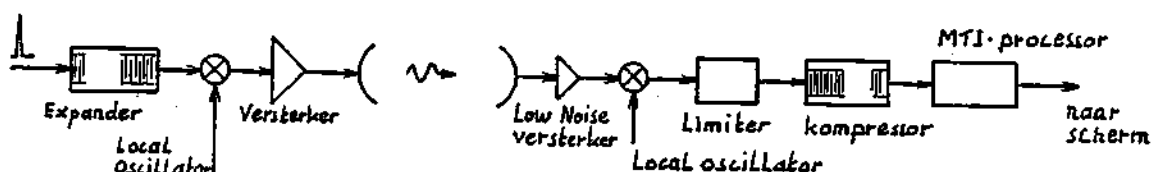
6	DE ANTI-VERDRINGINGSLUS (AVL)	29
6.1	Het principe van de AVL	29
6.2	De uitvoering van de AVL	31
6.2.1	Analoog	31
6.2.1.1	De expanderschakeling	32
6.2.1.1.1	De modifikatie van de expander	34
6.2.1.2	De detektor/regelaar	35
6.2.1.2.1	De drempeldetektor	36
6.2.1.2.2	De pulsgenerator	36
6.2.1.2.3	De fasekorrelator	39
6.2.1.2.4	De amplituderegelaar	40
6.2.1.2.5	De fasedraaier	40
6.2.2	Digitaal	41
6.3	De AVL improvement-faktor	42
6.4	De simulatie	44
6.3.1	Simulatieresultaten	45
6.4	Metingen	46
6.4.1	De meetopstelling	46
6.4.2	De meetresultaten	47
7	DIVERSITY	49
8	KONKLUSIES	50
9	LITERATUUR	51
APPENDIX A	Frequentieband benamingen	53
APPENDIX B	Het protokol van het simulatie- programma	54
APPENDIX C	Foutenbeschouwing van de vektormodulator	56
DE SYMBOLENLIJST		58

Van de verschillende soorten radarsystemen: pulsradar, pulskompressieradar en continue-golfradar, wordt voor grote vermogens om economische redenen veelal een pulskompressie-radarsysteem gebruikt. Voor sommige toepassingen blijkt een pulskompressie-radarsysteem echter niet goed te voldoen. In omgevingen met veel clutter, zoals: kustlijnen, eilanden, boorplatforms en hoge gebouwen, worden kleine doelen onvoldoende zichtbaar. Dit betekent dat de dynamiek van de radarontvanger groter moet worden. Naar aanleiding van dit probleem is een afstudeeropdracht geformuleerd, waarvan hier verslag gedaan wordt.

De afstudeeropdracht is uitgevoerd bij Hollandse Signaalapparaten B.V. (HSA). Binnen HSA werd de technische ondersteuning verzorgd door de groepen "radar voorontwikkeling" en "zenders/ontvangers".

Voor lezers die niet bekend zijn met pulskompressie-radarsystemen wordt in hoofdstuk 1 een beschrijving van het radarsysteem gegeven. In hoofdstuk 2 volgt een beschrijving van levelediagrammen, waarmee op een eenvoudige wijze het signaalverloop door de ontvanger kan worden beoordeeld. Hoofdstuk 3 geeft de problemen van pulskompressie-radar weer. In elk van de hoofdstukken 4 tot en met 7 wordt een methode voor het vergroten van de dynamiek beschreven. Tot slot zijn een uitgebreide lijst met referenties en een lijst met de gebruikte symbolen toegevoegd aan dit verslag.

Het radarsysteem waar onderzoek naar gedaan wordt betreft puls-radar met pulskompressie (PC) (engels: pulsecompression) en met moving target indication (MTI) voor het scheiden van de gewenste, bewegende doelen van de ongewenste, stilstaande doelen (Engels: clutter). In het blokschema van figuur 1.1 zijn de hoofdkomponenten van dit systeem aangegeven. Links is de zender aangegeven, rechts de ontvanger. De functies van de diverse onderdelen wordt in de paragrafen 1.1 en 1.2 behandeld.



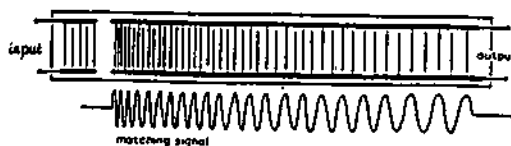
Figuur 1.1. Het blokschema van het radarsysteem.

1.1 DE ZENDER

De hoofdkomponenten van de zender zijn achtereenvolgens: de expander, de mixer en de eindversterker [fig. 1.1].

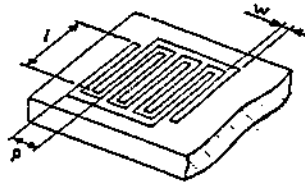
1.1.1 De expander

In de zender van dit radarsysteem wordt met een bepaalde herhalingsfrequentie (PRF) (Engels: pulse repetition frequency) een korte Dirac-puls aan een expander toegevoerd. De expander is een dispersief filter. De eigenschap van een dispersief filter is, dat de fasesnelheid afhankelijk is van de frequentie. De aan het filter aangeboden korte puls, met een bijbehorend breed spectrum, wordt als gevolg van de dispersieve werking uitgerekt. Er ontstaat aan de uitgang dus een lange (geëxpandeerde) puls.



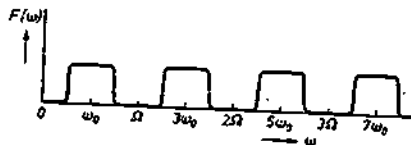
Figuur 1.2. Het schema van een SAW dispersief filter. Met bijbehorende chirp.

Een voorbeeld van een veelgebruikt dispersief filter is afgebeeld in figuur 1.2. Het betreft hier een surface acoustic wave (SAW) filter met interdigitale omzetters (IDT) (Engels: interdigital transducer) voor het omzetten van elektromagnetische (EM) golven in akoestische golven en omgekeerd. De IDT's liggen als een dun metalen geleider patroon op een piezo-elektrisch bulkmateriaal. Omdat de geluidssnelheid veel lager is dan de lichtsnelheid (ongeveer een faktor 10^4 - 10^5 , afhankelijk van het bulkmateriaal) kan het SAW-filter veel korter uitgevoerd worden dan een EM bouwsteen. Het bulkmateriaal van het SAW-filter is niet dispersief, deze eigenschap wordt door de IDT's gerealiseerd. De IDT's bestaan uit paren positieve en negatieve elektroden. De afstand tussen een elektrodenpaar bepaalt de frekwentie die op die plaats omgezet kan worden.



Figuur 1.3. Een eenvoudige IDT.

Is de afstand tussen een elektrodenpaar λ_p , dan worden frequenties met een golflengte $\lambda = p/2n$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) geblokkeerd. Frequenties met een golflengte $\lambda = p/(2n-1)$ worden wel omgezet van EM naar akoestisch. De frekwentiekarakteristiek van een elektrodenpaar met zeer dunne elektroden ziet eruit als in figuur 1.4 is aangegeven.



Figuur 1.4. De frekwentiekarakteristiek van een ideaal elektrodenpaar.

$$\Omega = 4\pi v/p$$

$$\begin{aligned} v &= \text{fasesnelheid van de oppervlaktegolf} \\ p &= \text{afstand elektrodenpaar} \end{aligned} \quad (1.1)$$

Bij een werkelijke omzetter zijn de doorlaatbanden als gevolg van de eindige breedte van de elektroden niet meer onderling gelijk. Omzetters waarbij $w = \lambda_p$ (w = elektrodebreedte) missen de doorlaatband rond $3\omega_0$, dit wordt bij de meeste IDT's zo uitgevoerd. De nog hogere frekwentiebanden liggen buiten het frekwentiebereik waarvoor het radarsysteem geschikt is. Voor de werking van de expander is dus alleen de frekwentieband rond ω_0 van belang. Door nu, zoals in figuur 1.2 is aangegeven, bij de uitgangs IDT de afstand tussen de elektroden geleidelijk te veranderen, kan de dispersieve werking gerealiseerd worden. De akoestische golf loopt langzaam onder de omzetter door, er ontstaat dus een tijdsverschil tussen de afname van de hoge en lage frequenties. Aan de uitgang ontstaat dus een lange frekwentiegemoduleerde (FM) puls. De omhullende van de uitgaande puls wordt bepaald door de overlap van de positieve en negatieve elektroden. Immers, wanneer de overlap, l in figuur 1.3, tussen de elektroden kleiner wordt, zal het elektrische veld tussen deze elektroden kleiner worden en is de excitatie voor de akoestische golven kleiner. Deze techniek

noemt men wegen. De amplitude en de FM van de puls die verzonden wordt kunnen met de omzetter dus min of meer naar wens gerealiseerd worden.

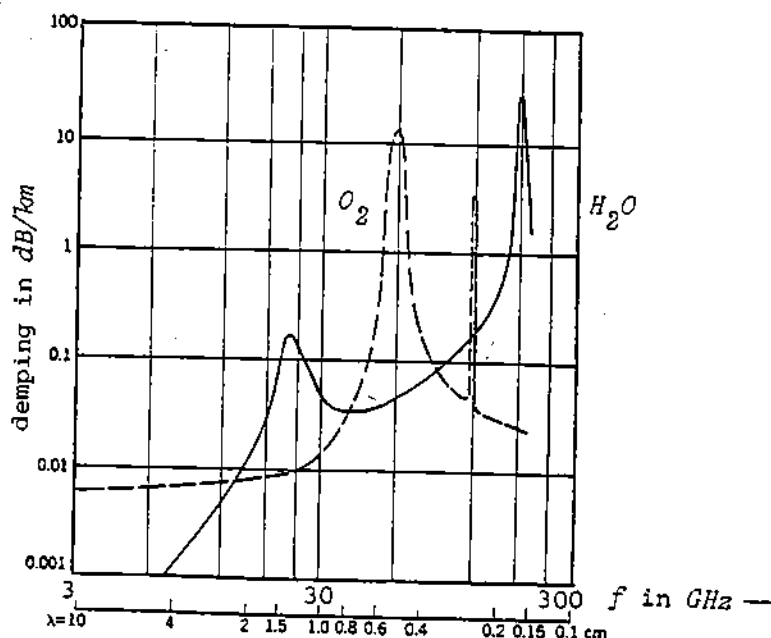
Het gedrag van het radarsysteem hangt in belangrijke mate af van de gekozen modulatievorm. Een lineair verlopende frekwentiemodulatie is het eenvoudigst en bovendien Doppler-tolerant [lit. 16], maar niet-lineaire modulatie bijvoorbeeld kwadratische modulatie, levert een beter gedrag qua scheidend vermogen in afstand en in snelheid. Ook clutteronderdrukking is beter met deze modulatievorm. Met behulp van een ambiguity diagram kan het gedrag van een radarsysteem goed beoordeeld worden. Een dergelijk diagram levert de volgende informatie:

- scheidend vermogen in afstand
- scheidend vermogen in snelheid
- mate van clutteronderdrukking
- dubbelzinnigheid van een meting
- nauwkeurigheid van een meting in afstand en in snelheid

De in de literatuurlijst genoemde nummers 5, 16, 29, 32, 34 en 36 geven een goede behandeling van ambiguity diagrammen. Een nadeel van niet-lineaire FM is de slechte tolerantie ten opzichte van Doppler-frekventieverschuiving. Het gebruik van meerdere compressiefilters kan dit bezwaar wegnemen.

1.1.2 De mixer

De lange puls uit de expander wordt in een mixer gemengd tegen een lokale oscillator zodat de draaggolf op de gewenste radiofrequentie (RF) komt. De RF-keuze wordt vooral bepaald door de dempings- en scatterkarakteristiek van de atmosfeer [fig. 1.5] [lit. 3, blz. 4.33] [lit.16, §7.2.2], en door het gewenste oplossende vermogen in hoek van de radar bij een gegeven antenneafmeting [form.1.2].



Figuur 1.5. Theoretische waarden van atmosferische damping door zuurstof en niet gekondenseerde waterdamp op zeeniveau bij 20°C en verticale doorgang

Daarnaast hangt deze keuze ook samen met de gevoeligheid voor blinde snelheden bij MTI-radar en met de gewenste maximale radar-afstand [form. 1.3 en 1.4]. Bij MTI worden namelijk niet alleen stilstaande doelen geëlimineerd, maar ook doelen waarvan de Doppler-frekwentie gelijk aan, of een veelvoud van $PRF/2$ is. Deze relatieve snelheden, waarbij de responsie na MTI nul is, worden blinde snelheden genoemd [lit. 32, blz. 107-108].

$$\theta_B = \lambda / D_a \quad [\text{rad.}] \quad (1.2)$$

λ = golflengte

θ_B = bundelbreedte in azimuth

D_a = breedte van de antenne apertuur

$$v_n = \pm n \cdot \lambda \cdot PRF \quad (1.3)$$

$n = 1, 2, 3, \dots$

v_n = blinde snelheid

PRF = puls herhalings frekwentie

$$R^4 = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot P_r} \quad (1.4)$$

R = afstand

P_t = uitgezonden vermogen

P_r = onvangen vermogen

G = antennewinst

$$G = 4 \pi A_e / \lambda^2 \quad (1.5)$$

σ = radardoorsnede

A_e = effectief antenne oppervlak.

1.1.3 De eindversterker

Na menging wordt de puls versterkt en uitgezonden. Voor clutter-onderdrukking d.m.v. MTI, hetgeen wordt besproken in §1.2, is het noodzakelijk "koherente" versterkers te gebruiken, omdat anders niet in fase afgetrokken kan worden. Huidige types versterkers zijn:

- een travelling wave tube (TWT)
- een klystron
- een crossed field versterker (CFA)
- een solid state versterker (SSA)

Er zijn er nog meer, b.v. combinaties van bovengenoemden, maar de belangrijkste typen zijn hiermee wel genoemd.

Het piekvermogen van een TWT is laag, maar een TWT heeft wel een hoog gemiddeld vermogen, en is breedbandig. Een klystron kan hoge piekvermogens leveren, maar de duty-cycle is erg laag. De bandbreedte van een klystron is erg smal. Een CFA levert ook hoge piekvermogens bij een lage duty-cycle, maar de bandbreedte is wat breder dan van het klystron. De transistoren in een solid-state-versterker kunnen met een hoge duty-cycle bedreven worden, maar zijn erg beperkt in het maximale vermogen. Dit kan worden opgelost door veel transistoren parallel te zetten. Een solid-state-versterker heeft vooral bij de hoge frekquenties een groter volume dan de TWT. Voor L-band (1-2GHz) [appendix A] is echter al een radarsysteem met solid-state-versterker ontwikkeld, waarbij het volume gelijk is aan het vergelijkbare systeem met TWT.

Voor grote vermogens wordt tegenwoordig meestal een TWT toegepast. TWT's zijn duurder dan klystrons en CFA's maar omdat ten gevolge van de lagere piekvermogens de eisen aan de voedingsbron en aan isolatie gemakkelijker gerealiseerd kunnen worden weegt dit op tegen de hogere prijs. TWT's hebben daarnaast nog het voordeel van breedbandigheid, wat de systeemontwerper wat meer vrijheden van AF-keuze laat en wat eveneens zeer belangrijk is voor militaire toepassingen. Door herhaaldelijk op andere frequenties te zenden (Engels: agility) wordt het namelijk voor een opponent zeer moeilijk de radar te vinden c.q. te storen. Bovendien kan agility, naast het toepassen van staggering, gebruikt worden om de eerste blinde snelheid hoger te leggen [lit. 1].

Het piekvermogen van een TWT is betrekkelijk laag, maar het gemiddelde vermogen is hoog. Omdat de maximale radarafstand door de uitgezonden energie bepaald wordt, moeten dus lange pulsen uitgezonden worden. De omhullende van de uitgezonden puls is meestal een rechthoek (in het tijddomein). Omdat de versterker in verzadiging werkt staat deze een tapering over de uitgezonden puls niet toe. De lengte van de uitgezonden puls wordt begrensd door de maximale lengte van de expander, die op zijn beurt een limiet heeft door fabrikagemogelijkheden [hfdst. 4].

1.2 DE ONTVANGER

De hoofdkomponenten van de ontvanger zijn achtereenvolgens: de low-noise voorversterker, de mixer, de limiter, de kompressor en de MTI processor. Deze zijn aan de rechterkant in figuur 1.1 aangegeven.

1.2.1 De low-noise versterker en mixer

In de ontvanger worden de ontvangen echo's eerst in een low-noise voorversterker versterkt en vervolgens in een mixer naar een lagere frekwentie gebracht. Deze lagere frekwentie wordt de midden frekwentie (IF) (Engels: intermediate frequency) genoemd.

1.2.2 De kompressor

Het nadeel van het gebruik van lange uniforme pulsen is de slechte afstands-resolutie. Bij een rechthoekige zendpuls komt de afstandsresolutie overeen met:

$$\delta R = \frac{1}{2} c T \quad (1.6)$$

δR = afstands resolutie
 c = lichtsnelheid
 T = pulslengte

Met behulp van pulskompressie kan, ondanks het zenden van lange pulsen, toch een goede resolutie in afstand bereikt worden. Bij ontvangst van een puls wordt eenzelfde techniek toegepast als bij de expander, maar dan in omgekeerde richting. Hierdoor kan de lange FM puls komprimeerd worden tot een korte puls. Pulskompressie wordt gekenmerkt door de pulskompressiefactor (PCF).

$$PCF = 10 \cdot 10 \log(T1/T2) \quad [\text{dB}]$$

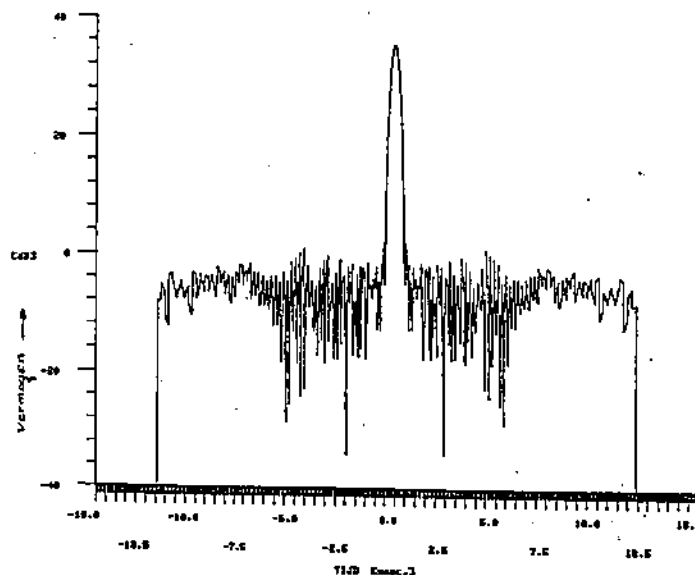
(1.7)

T1 = lengte lange puls

T2 = lengte gekomprimeerde puls

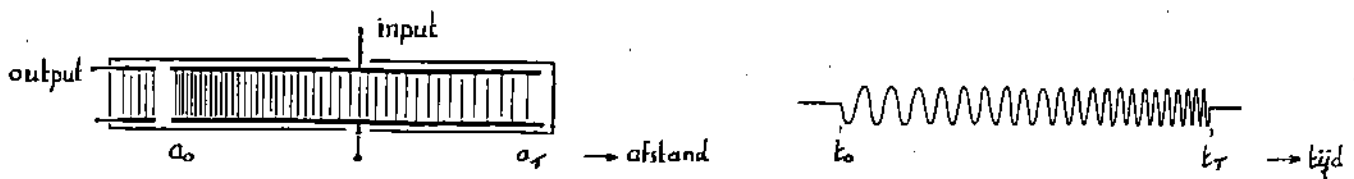
Door middel van expanderen/komprimeren is het uitzenden van lange pulsen met een laag piekvermogen gekombineerd met een goede afstandsresolutie. Het gebruik van een TWT samen met pulskompressie is dus een geschikte combinatie.

Een natuurlijk bijverschijnsel van pulskompressie is het ontstaan van tijd-zijlussen. Na kompressie wordt een puls verkregen als aangegeven in figuur 1.6. Deze figuur heeft betrekking op een lange puls van 12 μsec . die na kompressie tot 0.6 μsec . is teruggebracht.



Figuur 1.6. Het tijd-zijlussen gedrag van een gekomprimeerde puls, waarbij een weging op het ontvangen signaalspektrum toegepast is.

In de gekomprimeerde puls is de FM nog steeds aanwezig. De frequentie karakteristiek is nu echter tegengesteld: een oplopende FM in de geëxpandeerde puls resulteert in een aflopende FM in de gekomprimeerde puls [lit. 20]. Om het ontstaan van de gekomprimeerde puls met een lengte van tweemaal de pulslengte en met de inverse FM te kunnen begrijpen, zijn in figuur 1.7 een chirp en een kompressor getekend. Op tijdstip t_0 wordt de kompressor geëxiteerd door een lage frequentie. Op plaats a_r past [§1.1.1] deze frequentie bij de afstand tussen de elektroden. Een oppervlaktegolf met dezelfde frequentie en een hoge amplitude zal het gevolg zijn.



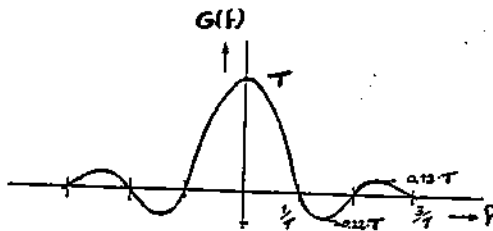
Figuur 1.7. Een chirppuls met bijbehorende kompressor.

Door het tijdbegrenzen van de chirp zal echter het spectrum van de chirp breder zijn dan de bandbreedte B die door de FM doorlopen wordt. Hierdoor zullen op hetzelfde moment de andere elektrodenparen ook geëxiteerd worden, zij het met een veel lagere amplitude. Het spectrum van een rechthoek met lengte T heeft de gedaante:

$$G(f) = T \operatorname{sinc}(Tf)$$

(1.8)

In figuur 1.8 is de sinc-functie aangegeven, hieruit blijkt dat de hoofdpijk smaller wordt bij een grotere T .



Figuur 1.8. De $\operatorname{sinc}(Tf)$ -functie.

Wanneer de overlap tussen de elektroden ter plaatse a_0 en a_T gelijk zijn, dan is bij een chirp met bandbreedte B de amplitude verhouding tussen de golven, afkomstig van a_0 en a_T , gelijk aan $G(B)/G(0)$. Ter plaatse van a_T ontstaat dus tijdens t_0 een golf met een hoge frekwentie en lage amplitude. Het substraat van de kompressor op zich is niet dispersief, de golven afkomstig van a_0 en a_T halen elkaar dus niet in. De hoogfrekwente golf afkomstig van a_0 , zal nu het eerst de uitgangs-IDT bereiken. Op tijdstip $t=t_T$ wordt de ingangs-IDT geëxiteerd door een hoge frekwentie, ter plaatse van a_0 ontstaat een hoogfrekwente golf met een hoge amplitude, terwijl door het tijdbegrenzen ter plaatse van a_T een laagfrekwente golf met een lage amplitude ontstaat. Deze laagfrekwente golf zal pas na $2T$ bij de uitgangs-IDT aankomen. De tijd-zijlussen beslaan dus tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte, en de FM is invers aan de uitgezonden FM.

De expander en kompressor zijn elkaars gekonjugeerde en kunnen dan ook als een matched pair uitgevoerd worden. Indien de overlap tussen de vingers van de omzeters uniform is, zijn de tijd-zijlussen slechts $\approx 13\text{dB}$ lager dan de hoofdpijk. Teneinde lagere tijd-zijlussen te krijgen, wordt op de kompressor een weging [§1.1.1] toegepast. De amplitudekarakteristiek van de overdrachtfunctie van het ontvangerfilter wordt dus aangepast. Omdat de eindversterker, de TWT, in verzadiging bedreven wordt laat deze een tapering van het zendfilter, de expander, niet toe. Hierdoor zijn expander en kompressor nu niet meer een matched pair, en treedt een verslechtering van signaal/ruis (S/N)-verhouding in de ontvanger op. In tabel 1.1 is van enkele weegfuncties het (S/N)-verlies weergegeven.

Bij pulskompressie moet met de volgende vier aspecten rekening worden gehouden:

- de pulsbreedte (op het -3 dB nivo)
- de zijlus-onderdrukking
- het (S/N)-verlies wanneer de ontvanger niet gematched is
- de invloed van Doppler-frekventieverschuiving op de gekompri-meerde puls

Tabel 1.1. Eigenschappen van de verschillende weegfuncties.

Weegfunctie	S/N verlies [dB]	-3dB hoofd- lus breedte	Hoofd/zij- lus niveau [dB]
Uniform	0.	0.886/B	-13.2
Driehoekig	1.25	1.27/B	-26.4
Taylor (n=8)	1.14	1.25/B	-40
Hamming	1.34	1.33/B	-42.8
$\cos^2(\pi f/B)$	1.76	1.46/B	-31.7
$\cos^3(\pi f/B)$	2.38	1.66/B	-39.1
$\cos^4(\pi f/B)$	2.88	1.94/B	-47

1.2.3 De limiter

In het algemeen wordt de uitgangsdynamiek in de ontvanger zo gekozen dat de tijd-zijlussen niet boven de ontvangerruis komen. Dit om geen valse doelen af te beelden en, om in het ergste geval verzadiging van het radarscherm door te sterke echo's tegen te gaan. Te sterke echo's, die zijlussen boven het ruisniveau gaan leveren, moeten dus worden begrensd. Daartoe wordt een begrenzer (Engels: limiter) voor de kompressor in de ontvanger geplaatst.

1.2.4 De MTI-processor

Na de kompressor gaat het signaal door een MTI-processor. In de MTI-processor wordt de fase van de ontvangen puls vergeleken met de fase van de uitgezonden puls, er wordt dus fase-detectie toegepast. Als fase-detektor wordt een mixer gebruikt [lit. 8], waarin de echopuls gemengd wordt met een referentiesignaal dat in fase is met de uitgezonden puls. Wanneer de FM even buiten beschouwing wordt gelaten, dan kan het referentiesignaal beschreven worden door:

$$U_{ref} = U_1 \sin(2\pi f_e t) \quad (1.8)$$

U_1 = amplitude
 f_e = zend frekwentie

en het Doppler verschoven echo-signaal als:

$$U_{echo} = U_2 \sin[2\pi(f_e \pm f_d) - 4\pi f_e R/c] \quad (1.9)$$

R = afstand antenne - doel
 c = lichtsnelheid
 f_d = Doppler-frekventieverschuiving

Alleen de lage frekwentiecomponent uit de fase-detektor (mixer) is van belang, en deze heeft een spanning:

$$U_{diff} = U_0 \sin(2\pi f_e t - 4\pi f_e R/c) \quad (1.10)$$

U_{diff} van opeenvolgende echo-pulsen, afkomstig van één bewegend doel, wordt dus in amplitude gemoduleerd. Door nu de pulsen met amplitude U_{diff} van opeenvolgende echo's van elkaar af te trekken

kunnen bewegende van stilstaande doelen onderscheiden worden. Na aftrekken (Engels: cancelling) zijn de ongewenste echo's verdwenen en de gezochte bewegende doelen nog aanwezig. De canceller wordt gekenmerkt door de MTI improvement factor (MIF), en wordt uniform gemiddeld over het van belang zijnde Doppler-frekventie-interval.

$$MIF = (S/C)_{out} / (S/C)_{in} \quad [dB] \quad (1.11)$$

S = signaalvermogen
C = cluttervermogen

In het ideale geval, wanneer de MTI geen invloed heeft op het gewenste signaal, is de MIF gelijk aan de clutterverzwakking. De digitale versie van een canceller kan als een fast-Fourier-transformer (FFT) uitgevoerd worden. Van een N punts FFT zijn alle N ruisbijdragen in principe stochastisch onafhankelijk en uniform verdeeld in fase, terwijl alle N signaalbijdragen in principe coherent opgeteld kunnen worden. Door de koherente signaalintegratie verbetert de S/N-verhouding. De ruis die de FFT binnengaat wordt verdeeld over N filters (Doppler-filters). Een doel komt echter in één filter terecht. De S/N-verbetering wordt weergegeven met de FFT improvement faktor (FIF)

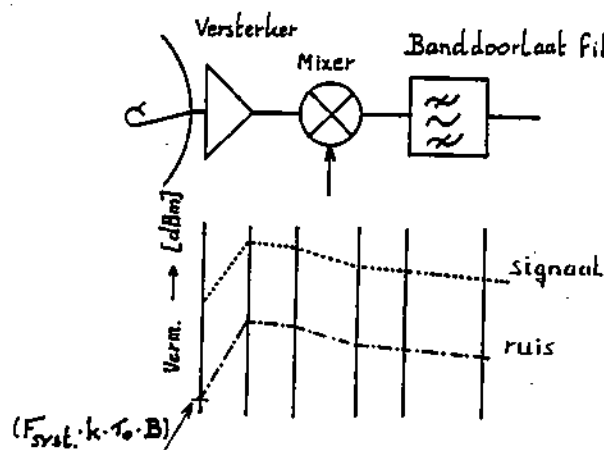
$$FIF = 10 \log(N) = 3 \log(N) \quad [dB] \quad (1.12)$$

N = aantal punten van de FFT.

De MIF die met een FFT-processor kan worden gehaald wordt bepaald door de overspraak van het filter waar de clutter in terecht komt naar de overige filters. Deze overspraak wordt veroorzaakt door de zijlussen van deze filters, die zonder weging 13dB lager zijn dan de doorlaatband. De overspraak kan worden verminderd door over de ingangsdata een wegingsfunctie (in signaaltheorie: een venster) te leggen [lit. 36]. De weging resulteert in een verkleining van de overspraak, ten koste van een kleine afname van de S/N-verbetering, en er treedt wat verbreding van de Doppler-filters op. In tabel 1.1 zijn enkele eigenschappen van bekende weegfuncties aangegeven. In [lit. 17] zijn de eigenschappen van vele verschillende weegfuncties behandeld.

Van de ontvanger kan het signaalverloop door de diverse componenten op een duidelijke manier met behulp van leveldiagrammen aangegeven worden. Langs de verticale as worden zowel de signaal- als ruisvermogens aangegeven, in dBm. Horizontaal staan de opeenvolgende onderdelen van de ontvanger aangegeven. De horizontale as heeft verder niets te maken met de tijdsduur van signaalverwerking of met de lengte van de bouwstenen. Voor het berekenen van de vermogens wordt voor de bandbreedte van alle componenten, uitgegaan van het component met de kleinste bandbreedte. Dit is meestal de kompressor in pulskompressie systemen. Door met een vaste bandbreedte te werken kan aan de hand van ruisgetallen, versterkings factoren (in dB), de PCF en de FIF zeer snel een leveldiagram getekend worden.

Een voorbeeld van leveldiagrammen is in figuur 2.1 aangegeven. Hierin is het verloop van een signaalvermogen en het ruisvermogen door een versterker met mixer, filter en transmissie lijnen weergegeven. Omdat de bandbreedte van alle drie de componenten even groot genomen wordt, zal het ruisvermogen na het filter niet veel kleiner zijn als aan de ingang van het filter. Dat het ruisvermogen iets daalt komt door het verlies ten gevolge van het filter zelf.

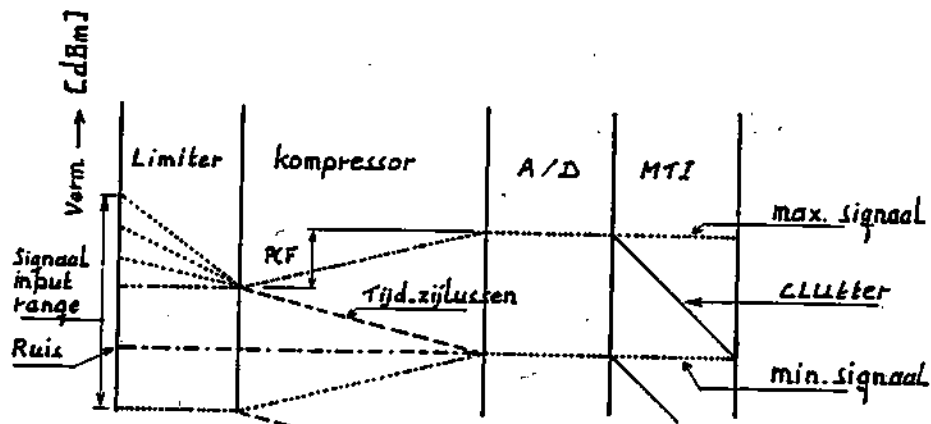


Figuur 2.1. Een leveldiagram van een versterker met mixer en filter.

2.1 DE CANCELLER

In figuur 2.2 is het leveldiagram van het IF gedeelte van een ontvanger met canceller gegeven. Omdat in de achtereenvolgende componenten de bandbreedte konstant blijft, en omdat de componenten ruisarm worden verondersteld is het ruisniveau konstant. Het ruisvermogen wordt weergegeven met de streep-stip lijn. De stip-

peilijnen geven het verloop van zowel de maximale als minimale signaalvermogens. Deze lijnen hebben betrekking op het vermogen van de hoofdlus van de gekomprimeerde puls. De onderbroken lijn in de kompressor geeft het verloop van het signaalvermogen van de hoogste tijd-zijlus aan. De getrokken lijn in de canceller geeft het vermogen van de hoofdlus van de gekomprimeerde puls van een clutter weer.

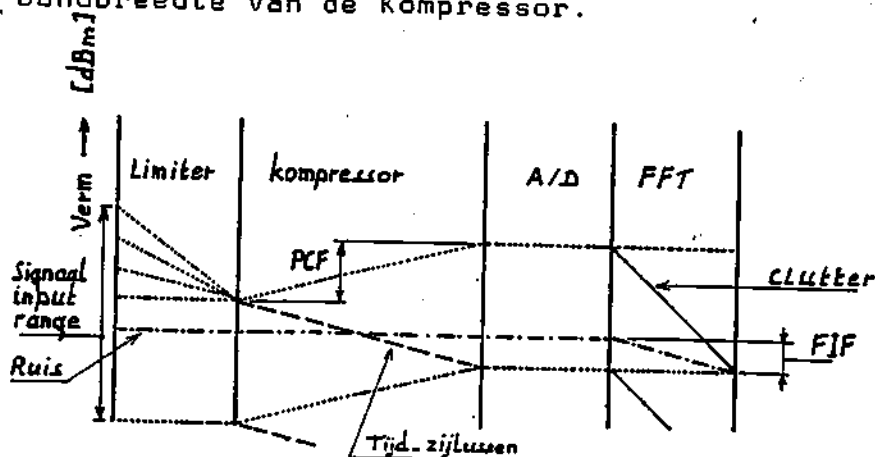


Figuur 2.2. Een leveldiagram met canceller.

2.2 DE FFT-PROCESSOR

In figuur 2.3 is het leveldiagram van het IF gedeelte van een ontvanger met FFT-processor aangegeven. Hier geldt hetzelfde als voor de ontvanger met canceller, met uitzondering van het ruis-niveau in de FFT-processor. Door de verdeling van de ruis over de verschillende Doppler-filters neemt het ruisvermogen af in de FFT-processor [§1.2]. Uit het leveldiagram blijkt dat door het toepassen van een FFT-processor signalen een faktor FIF dieper uit de ruis gehaald kunnen worden. De S/N-verhouding aan de ingang van de ontvanger kan lager zijn dan bij de ontvanger met canceller.

Voor het opstellen van dit leveldiagram wordt dus niet de bandbreedte van één Doppler-filter genomen (de kleinste bandbreedte), maar de bandbreedte van de kompressor.



Figuur 2.3. Een leveldiagram met FFT-processor.

DYNAMIEKBEPERKENDE FAKTOREN

De dynamiek aan de uitgang van de ontvanger van een pulskompresie radarsysteem wordt gedefinieerd, als het vermogensinterval vanaf het ruisnivo tot het maximale vermogen dat ontvangen mag worden. De dynamiek wordt aan de onderkant dus begrensd door het ruisvermogen. De tijd-zijlussen van gekomprimeerde pulsen mogen maximaal tot aan het ruisnivo komen, hierdoor wordt de bovenkant van het dynamische bereik bepaald door het maximale verschil in hoofd- en zijlus vermogen.

De tijd-zijlussen mogen niet boven het ruisnivo komen, omdat anders valse doelen op het radarscherm afgebeeld worden. Het hoofdlus-zijlus nivoverschil na kompressie bepaalt dus de dynamiek van de ontvanger. Met behulp van het levelediagram kan dan de dynamiek aan de ingang van de ontvanger berekend worden. Een grotere ingangsdynamiek is bovendien nutteloos omdat de hoofdlussen van zwakke doelen, ten gevolge van de zijlussen van sterke doelen of van clutter toch niet zichtbaar worden, over tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte.

Te sterke signalen aan de ingang van de ontvanger moeten dus begrensd worden. Door het begrenzen treedt verdringing op, dit begrip wordt in §3.2 behandeld.

3.1 TIJD-ZIJLUSSEN

Het huidige maximaal realiseerbare hoofdlus-zijlus nivo ligt op $\approx 43\text{dB}$, en strekt zich uit over tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte [fig. 1.6]. Het nivo verschil tussen de hoofdlus en de hoogste zijlus wordt aangegeven met de HZ-afstand. De grootste PCF die bij HSA gebruikt wordt is 20dB . De ingangsdynamiek van de pulskompresor ligt dus van 20dB onder het ruisnivo tot, $(-20 + 43) = 23\text{dB}$ boven ruis, of algemener, van $-\text{PCF} [\text{dB}]$ beneden het ruisnivo tot $(-\text{PCF} + \text{HZ}) [\text{dB}]$ boven het ruisnivo. Signalen sterker dan $(-\text{PCF} + \text{HZ}) [\text{dB}]$ moeten begrensd worden.

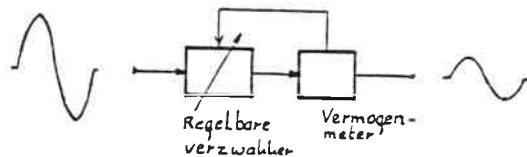
De MIF die dus niet veel groter dan 43dB hoeft te zijn, omdat de hoofdlussen van de grootste clutters dan aan de uitgang van de ontvanger al onder het ruisnivo zitten [fig. 2.2], kan gerealiseerd worden met een 8 punts FFT-processor. De FIF is dan ongeveer 9dB , [form. 1.12].

3.2 VERDRINGING (Engels: capturing)

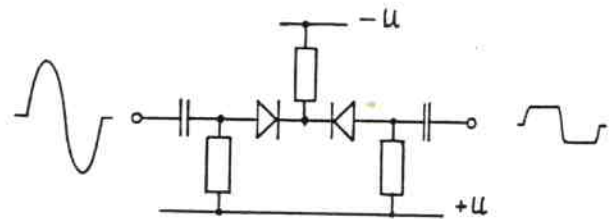
Wanneer het signaal aan de ingang van de ontvanger sterk varieert in amplitude wordt een begrenzer toegepast. Het signaal aan de

uitgang van de begrenzer is vrijwel konstant bij een grote amplitude-variatie aan de ingang. De smalbandige begrenzer wordt vaak gebruikt om in de aanwezigheid van variërende interferentie een konstante vals-alarm-verhouding (CFAR) (Engels: continuous false alarm ratio) te bewerkstelligen [lit. 16, blz. 3.39]

Het uitgangssignaal van een smalbandige begrenzer is sinusvormig, terwijl het uitgangssignaal van een breedbandige begrenzer een rechthoekige vorm benadert [fig. 3.1 en 3.2]



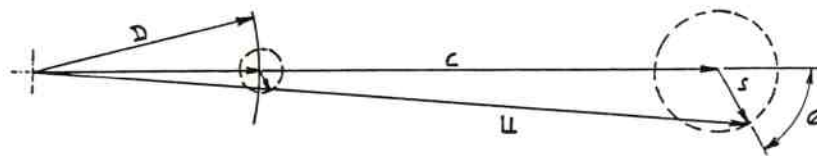
Figuur 3.1. De smalbandige begrenzer.



Figuur 3.2. De breedbandige begrenzer.

3.2.1 Smalbandige begrenzing

Voor dit geval kan het volgende vektordiagram, figuur 3.3, voor clutter {C} en signaal {S} getekend worden.

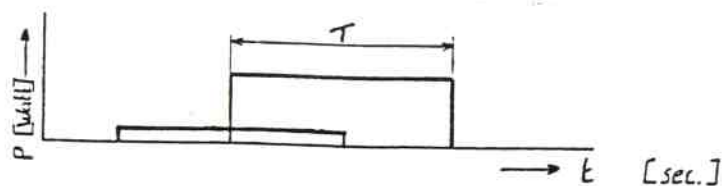


Figuur 3.3. De begrenzing van clutter en doelsecho ten gevolge van een smalbandige begrenzer.

Door de begrenzer wordt U gemiddeld tot D begrensd. Er vindt dus voor S en voor C een verzwakking plaats ter grootte van:

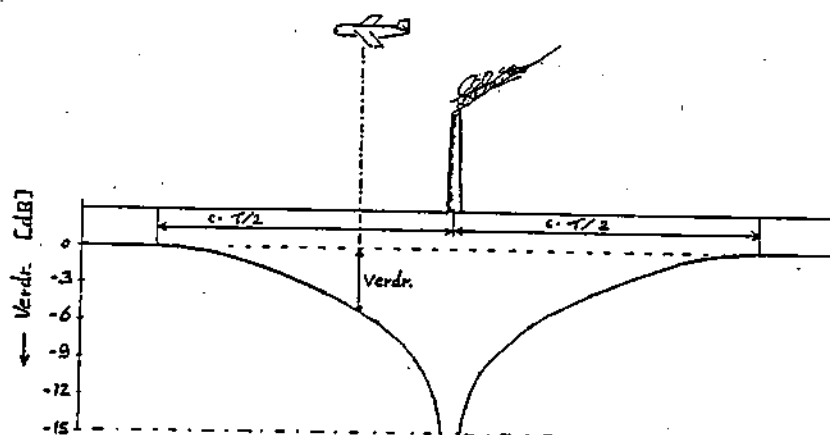
$$Att = 10 \log(|U| / |D|) = 10 \log(|C| / |D|) \quad [\text{dB}] \quad (3.1)$$

Stel dat de clutter de ontvanger 20dB in verzadiging brengt. De begrenzer verzwakt het signaal S en de clutter C met 20dB. De clutter wordt door het cancellen volledig onderdrukt als we het bewegen van de antenne (Engels: scanning motion) buiten beschouwing laten, maar het signaal S wordt nu zoveel verzwakt, dat het aan de uitgang niet boven de ruis uitkomt. Dit effect wordt verdringing genoemd. Verdringing wordt veroorzaakt door begrenzing van de ongekomprimeerde puls en zal dus over een gebied ter lengte cT (c = lichtsnelheid) kleine doelen maskeren.



Figuur 3.4. De overlap van twee ongekomprimeerde pulsen.

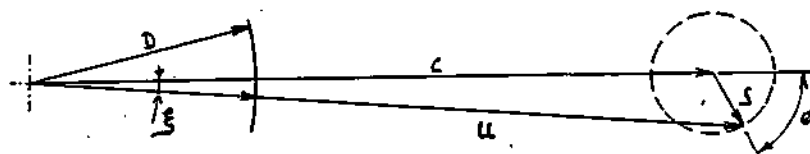
Willen echo's van een doel en een puntclutter elkaar niet overlappen dan dienen zij een onderlinge afstand te hebben van minimaal $\frac{1}{2}cT$. In figuur 3.4 overlappen beide pulsen elkaar voor 50%, dus onderlinge afstand tussen de doelen $\frac{1}{2}cT$, de helft van de kleine echo wordt dan verzwakt. De kleine echo is dus ongeveer de helft van de energie kwijt, dus ongeveer 3dB. De verdringing rond een puntclutter wordt in figuur 3.5 aangegeven. De situatie met meer puntclutters kan op dezelfde manier benaderd worden, maar zal verder niet behandeld worden.



Figuur 3.5. De verdringing rond een puntclutter.

3.2.2 Breedbandige begrenzing

Voor breedbandige begrenzing (Engels: hard limiting) kan het volgende vektordiagram, figuur 3.6, voor clutter {C} en signaal {S} getekend worden.



Figuur 3.6. Het signaal verloop ten gevolge van breedbandige begrenzing.

Voor het effect van hard limiten op twee monochromatische signalen kan het volgende worden afgeleid:

$$u(t) = |C| \cos(\omega \cdot t) + |S| \cos(\omega \cdot t - \theta) \quad (3.2)$$

Na limiten ontstaat:

$$u(t) = |D| \cos(\omega t + \xi) \quad (3.3)$$

Na fase-démodulatie, mixen met $\cos(\omega \cdot t)$ ontstaat:

$$u(C/S, \theta) = \frac{1}{2} |D| \cos(\xi) = \frac{1}{2} |D| \cos\left[\arctan\left(\frac{|S| \sin \theta}{|C| + |S| \cos \theta}\right)\right] \quad (3.4)$$

In de situatie zonder clutter ($C=0$) ontstaat:

$$u(0,0) = k|D|\cos(0). \quad (3.5)$$

Dus de vektor S, maar nu met amplitude D.

Wanneer $C \gg S$, dan zal in formule (3.4) de term $\arctan() \approx 0$ zijn, en dus de term $\cos() \approx 1$. In dat geval is $u(0) = k|D|$, een konstante. Na cancellen voor MTI zal er dus geen doel meer te zien zijn, omdat u van opeenvolgende fase-gedetekteerde pulsen nagenoeg gelijk is, onafhankelijk van θ .

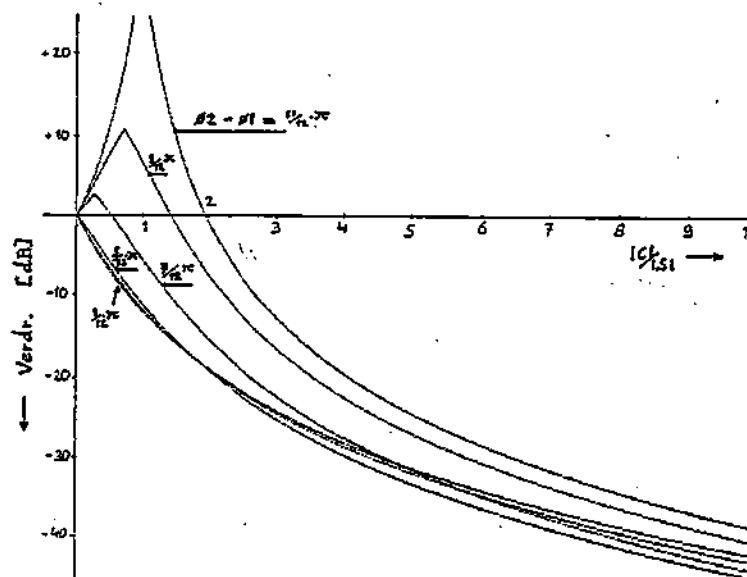
Voor het gemak wordt er nu aangenomen dat de ontvanger voor MTI over een enkelvoudige canceller beschikt. De verdringing over het overlappende gedeelte van een kleine doelsecho kan dan als volgt worden berekend.

$$u(C/S,0) = u(C/S,01) - u(C/S,02) \quad (3.6)$$

u is afhankelijk van de verhouding C/S, en van de fasedraaiing tussen twee opeenvolgende echo's afkomstig van het bewegende doel. De verdringing is dan:

$$\text{Verdr.} = 20 \log \left[\frac{u(C/S,01) - u(C/S,02)}{u(0,01) - u(0,02)} \right] \quad (3.7)$$

In figuur 3.7 is de verdringing als functie van de C/S-verhouding aangegeven, met parameter de fasedraaiing θ . Voor kleine C/S-verhoudingen kan er zowel verdringing als versterking* optreden, afhankelijk van de fasedraaiing tussen de opeenvolgende echo's. Dus afhankelijk van de snelheid van het doel. Uit figuur 3.7 blijkt verder dat er voor grotere C/S-verhoudingen altijd verdringing optreedt.



Figuur 3.7. De verdringing als functie van C/S en θ .

Het gedeelte van de doelsecho dat overlapt met een clutter, waarbij $C \gg S$, is bij benadering als volledig verdwenen te beschouwen. De situatie is dan gelijk als aangegeven in figuur 3.6, bij smalbandige begrenzing.

* De versterking is een gevolg van de definitie van de verdringing met formule 3.7. In de praktijk zal dit niet plaatsvinden.

 VERGROTEN VAN DE HOOFDLUS/ZIJLUS-AFSTAND

De dynamiek van de ontvanger ligt vast door de HZ afstand die maximaal realiseerbaar is bij pulskompressie [hfdst. 3]. Om de dynamiek te vergroten moet de HZ afstand dus vergroot worden. Hier is reeds veel onderzoek naar gedaan, en valt weinig winst meer te verwachten. In dit hoofdstuk wordt een overzicht van de problematiek gegeven.

4.1 DE INVLOED VAN HET TB-PRODUKT

Uit het artikel van Klauder en anderen [lit. 23] en [lit. 27], blijkt dat er tussen de beide omhullenden in het tijddomein van het ingangssignaal van de expander en het uitgangssignaal van de kompressor, de Fourier-transformatie-relatie bestaat. Blijkbaar werkt het expander/kompressor paar als Fourier-transformator. Ook treedt er een schaaalfaktor $(-B/T)$ op, die om dimensieredenen noodzakelijk is en die tevens aangeeft, op welke schaal het ingangssignaal aan de uitgang verschijnt. Is $s(t)$ de omhullende van het ingangssignaal, en $S(f)$ de Fourier-getransformeerde van $s(t)$, dan is de omhullende van het uitgangssignaal $u(t)$:

$$u(t) \sim S(-\frac{B}{T}t) \quad (4.1)$$

De hiervoor beschreven Fourier-transformatie relatie heeft een sterke analogie met de optika. Een lens werkt tussen zijn beide brandvlakken ook als Fourier-transformator [lit. 11].

Om lage tijd-zijlussen te krijgen moet er van een venster (weging) gebruik gemaakt worden. Een eenvoudige manier om weging toe te passen is het variëren van de overlap l van de elektroden van de IDT's [§1.1.1]. Dit betekent dat er een vermenigvuldiging met een venster in het frekwentiedomein plaatsvindt. In het tijddomein komt dit neer op een konvolutie met het venster.

$$u(t) \sim S(-\frac{B}{T}t) * w(t) \quad (4.2)$$

* = konvolutie operator
w(t) = venster

Wanneer in formule (4.2) enige voorbeeldfuncties ingevuld worden, dan kan de afhankelijkheid van het tijd-zijlus-nivo als functie de bandbreedte B aangetoond worden. Dit geldt ook algemener, [lit. 2], [lit. 16, blz 5.26], [lit. 32, blz 426].

$$s(t) = \text{rect}(\frac{t}{T}) \quad (4.3)$$

$$S(-\frac{B}{T}t) = T \text{ sinc}[T(-\frac{B}{T})t] = T \text{ sinc}[Bt] \quad (4.4)$$

Voor de weegfunctie wordt de Hammingfunctie genomen.

$$W(f) = \sqrt{\left(\frac{T}{B}\right)} [H + (1-H) \cos^2\left(\frac{\pi f}{B}\right)] \quad \text{waarbij } H=0.08 \quad (4.5)$$

$$w(t) = \sqrt{(TB)} [0.54 \operatorname{sinc}(Bt) + 0.23 (\operatorname{sinc}(1+Bt) + \operatorname{sinc}(1-Bt))] \quad (4.6)$$

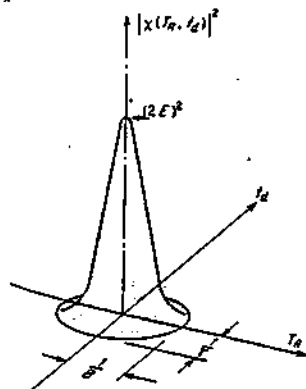
In figuur 1.8 is de sinc-functie aangegeven, hieruit blijkt dat de hoofdpijk smaller wordt bij grotere B.

Voor de responsie $u(t)$ van de kompressor moet (4.4) gekonvolueerd worden met (4.6). Konvolutie betekent populair gezegd: schuif een functie over de andere en integreer het produkt van de twee. Door het over elkaar schuiven van twee functies met een zekere breedte ontstaat een "uitsmeereffekt". Voor het verkrijgen van een smalle hoofdpijk na konvolueren moeten de hoofdpijken van de beide formules (4.4) en (4.6) dus smal zijn, dus B moet groot genomen worden. Zwaarder wegen, om lagere tijd-zijlussen te krijgen, moet om dezelfde resolutie te houden gekompenseerd worden door een grotere bandbreedte te nemen.

Bovenstaande geldt voor de resolutie in afstand. Voor de resolutie in snelheid geldt iets dergelijks. Langs de Doppler-as [lit. 16] is de responsie van een lineaire FM puls met een omhullende als aangegeven in formule 4.3:

$$u(v) \sim \operatorname{sinc}[T \cdot v] \quad v = \text{snelheid} \quad (4.7)$$

Voor het verkrijgen van een piek als afgebeeld in figuur 4.1 moeten dus zowel B als T groot zijn. Voor figuur 4.1 moet bovendien een random FM gebruikt worden [lit. 32, blz. 418]. Het BT-produkt moet groot zijn om een laag zijlus-nivo te combineren met een smalle hoofdpijk. In de praktijk zal echter iedere amplitude- en fasevervorming aanleiding zijn tot een veel slechter gedrag qua tijd-zijlussen en breedte van de hoofdpijk.



Figuur 4.1. De ideale responsie.

4.2 OORZAKEN VAN TIJD-ZIJLUS DEGRADATIE

Amplitude- en fasevervormingen worden geïntroduceerd door de expander, mixers, filters, versterkers (vooral door de eindversterker (TWT)) en door de kompressor.

Bronnen die in een dispersief filter ongewenste signalen doen ontstaan zijn:

- bulkgolven: deze bewegen vlak onder het oppervlak of onder een hoek dieper het substraat in. De eerste soort bulkgolven heeft

een hogere voortplantingssnelheid dan de oppervlaktegolven. De voortplantingssnelheid van de oppervlaktegolf kan door koppeling aan deze bulk golf beïnvloed worden. De tweede soort bulkgolven reflektiert tegen de onderzijde van het substraat en interfereert dan met de oppervlaktegolf [lit. 24]

- reflekties tegen de uiteinden van het kristal (substraat)
- akoestische reflekties tegen de randen van de elektroden. Dit kan verbeterd worden door gespleten elektroden (Engels: split-fingers) te gebruiken. Akoestische reflekties tegen de elektroden kan beperkt worden door het materiaal van de IDT af te stemmen op het substraatmateriaal. Bij quartz worden aluminium IDT's gebruikt omdat de akoestische impedantie van aluminium vrijwel gelijk is aan het quartz
- doorspraak van elektromagnetische signalen meteen zonder vertraging van ingangs-IDT naar de uitgangs-IDT

Oorzaken van een slecht gedrag van de dispersieve delaylijnen zijn:

- variatie van de voortplantingssnelheid. De oorzaken hiervan zijn in een volgende alinea beschreven
- produktiebeperkingen. Voor het verkrijgen van een langere puls wordt een IDT gemaakt uit delen afkomstig van verschillende maskers (Engels: piecing) of door het stapsgewijs belichten van de IDT, door het samenstellen worden fasefouten geïntroduceerd
- uitzetting van het materiaal ten gevolge van temperatuurwisselingen. Hierdoor verandert zowel de frekwentieband als de centrale frekwentie
- diffraktie verliezen. Dit is echter geen groot probleem, omdat het "stralingsdiagram" slechts over het oppervlak gespreid is, en niet in drie dimensies, zoals bij bulkgolven. Omdat de akoestische bundelbreedte varieert met de golflengte moet om een specifieke weegfunctie te krijgen, de overlap tussen de elektroden gecorrigeerd worden
- konversie verliezen
- damping, in kristallijne materialen volgt de damping als functie van de frekwentie een kwadratische curve, het werkgebied van SAW's moet daarom beneden een paar GHz. blijven

Een afwijking in de absolute afstand tussen de IDT's op een expander (of kompressor) geeft alleen een andere vertragingstijd tussen trigger en chirp, maar verandert het tijd-zijlus-gedrag niet.

De variaties in de voortplantingssnelheid ontstaan door:

- dispersie. Slechts voor frekwenties beneden een paar GHz. kan de akoestische golfsnelheid onafhankelijk van de frekwentie verondersteld worden
- temperatuurvariatie
- variatie in de metaalfilmdikte. De akoestische golfsnelheid is onder de metalen elektroden lager dan in de open ruimtes
- variaties in de verhouding van elektrodebreedte en de afstand tussen de elektroden
- toleranties op de vlakheid van het substraat
- interacties met de aangesloten elektrische belasting
- doordat het substraatmateriaal anisotroop (richtingsafhankelijk) is, ook door afwijkingen in de plaatsing van het masker (oftewel IDT) ten opzichte van de kristalrichting

- bovendien wordt het gedrag van de SAW-lijn beïnvloed door vervuiling van het oppervlak. Door de SAW-lijn in een hermetisch afgesloten doos te monteren kan dit eenvoudig opgelost worden

4.3 DE BEGRENZING VAN HET TB-PRODUKT

De praktische begrenzingen van de pulslengte (T) zijn: de maximale substraatlengte die gebruikt kan worden en de maximale afmeting van het masker dat gemaakt kan worden. De begrenzing van de bandbreedte (B) wordt bepaald door de minimale elektrodebreedte die gemaakt kan worden.

Er zijn drie methoden om dispersieve SAW-filters met grote IDT's te maken [lit. 28]:

- foto-kompositie [lit. 9]
- stapsgewijze belichting met een kamera
- het stapsgewijze elektron-straal proces

Bij het standaard lithografische proces is de maximale frekwentie afhankelijk van de reductie door middel van lenzen en van het getekende masker. Grotere reducties geven smallere elektrodën, hierdoor is echter de totale lengte van de IDT ook afgenomen, dus qua TB-produkt geen verbetering. Een oplossing kan zijn om stukken IDT aaneen te schakelen (Engels: piecing). Door de fasefouten die hierdoor geïntroduceerd worden zal het maximaal haalbare tijd-zijlus-nivo echter slechts ongeveer -36dB zijn [lit. 25].

In plaats van piecing kan ook stapsgewijze belichting plaatsvinden. Bij geïntegreerde circuits (IC) wordt deze methode gebruikt wanneer er van een IC meer dan één op een wafer passen. Over de wafer wordt dan een raster gelegd, waarna elke maas afzonderlijk belicht wordt. Bij grote IDT's moeten de mazen nauwkeurig aansluiten, dit in tegenstelling tot IC's. Wanneer er geen FM gebruikt wordt en de maaswijdte gelijk aan de breedte van het kristal genomen wordt, kan voor elke maas hetzelfde masker gebruikt worden. Wanneer er wel FM gebruikt wordt, moet er voor de verschillende mazen een ander masker gebruikt worden. Een speciale toepassing is het gebruiken van een masker dat bestaat uit twee tegenover elkaar liggende "winkelhaken", hiermee kan een masker met een rechthoekig of vierkant gat gemaakt worden. Zowel de winkelhaken als het plateau, waarop het kristal onder de belichter doorgeschoven wordt, worden mechanisch aangedreven. De controle van de opening van het masker en van de plaatsing van het plateau wordt met behulp van laser gedaan. Elke elektrode en elke toe- en afvoer metaalbaan (Engels: bonding pad) worden nu afzonderlijk belicht, waarbij de opening van het masker steeds wordt veranderd om de verhouding elektrodebreedte/tussenruimte konstant te houden. Bij lange pulskompressiefilters kan het aantal belichtingen tot enkele tienduizenden oplopen. Een afwijking van 0.5" (sec.) in de evenwijdigheid van de twee winkelhaken vermindert het zijlus-nivo van een 35dB Taylor gewogen filter met 1.5dB [lit. 28]. De resolutie gaat tot $\approx 0.7\mu\text{m}$.

Een andere fabrikagemethode is het elektron beam proces. De resolutie gaat tot $\approx 0.1\mu\text{m}$, maar het oppervlak dat dan nog bestreken kan worden is $\approx 4\text{mm}^2$. Bij Hewlett Packard zijn SAW-oscillatoren

gemaakt met een elektrodebreedte van 500 en 300 nm [lit. 13], [lit. 30]. Om grotere IDT's te maken wordt gebruik gemaakt van een zeer nauwkeurig mechanisch beweegbaar plateau, zodat opeenvolgend stukjes (frames) van het oppervlak bestreken kunnen worden. De besturing van de beste typen plateau's wordt met behulp van laser geregeld. De afwijkingen die geïntroduceerd worden op de scheidingslijnen tussen de frames beperken weer het tijd-zijlus gedrag van de op deze wijze gefabriceerde SAW's. Hoewel de aansluitingsfouten tussen de frames ongeveer even groot zijn als bij de aansluitingen van de mazen van het optische proces, is het effect slechter omdat ten gevolge van de hogere frequenties de geïntroduceerde fasefouten groter zijn. In §1.1 is beschreven dat de open ruimte tussen de elektroden evengroot is als de elektrodebreedte. Smallere elektroden gaat dus samen met hogere frequenties.

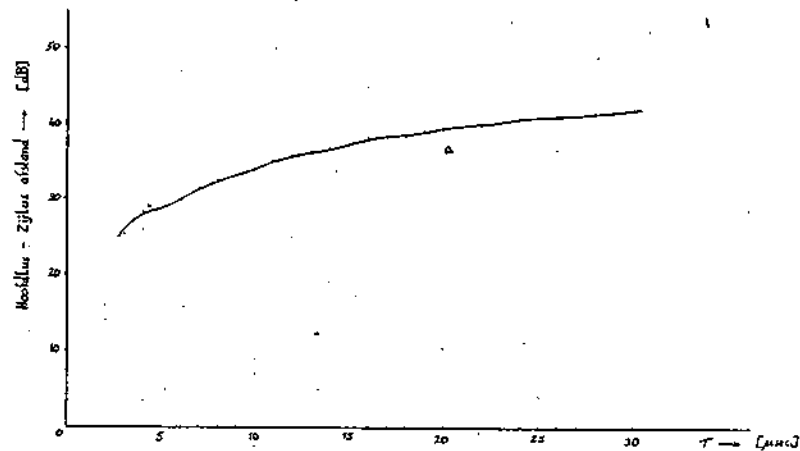
4.4 VERGROTEN VAN HET TB PRODUKT

De beperking van de pulslengte door het fabricageproces van de expander geldt niet voor een digitale pulsgenerator. De maximale pulslengte is afhankelijk van de geheugeninhoud. De maximale bandbreedte is wel beperkt. Signaalgeneratoren tot 50MHz met een amplituderesolutie van 12 bits, of tot 100MHz met een amplituderesolutie van 8 bits, zijn echter reeds verkrijgbaar [lit. 26]. Deze digitale pulsgenerator komt in de plaats van de expander. Deze twee moeten dus qua fase- en amplitudestabiliteit vergeleken worden. De konsekwentie van het digitaal genereren van langere pulsen is: dat de kompressie dan ook digitaal gedaan moet worden omdat anders de IDT op de kompressor niet meer matched met de pulslengte.

Digitale pulskompressie heeft echter weer andere specifieke problemen. De eerste drie hierna te noemen problemen worden uitvoerig behandeld in twee memo's van HSA, [lit. 21 en 22].

- misbemonsteren. Dit treedt op doordat de korrelator opgeslagen is in de vorm van monsters, die een tijdsinterval T_s uit elkaar liggen. De chirp kan bij de korrelatie maximaal een halve bemonstertijd verschoven zijn. De HZ-afstand neemt hierdoor af. Bij een hogere bemonsteringsfrequentie wordt de invloed van misbemonsteren kleiner
- beperkte bemonsterfrequentie. Naast verbetering van de HZ afstand door afname van misbemonstering, geeft een hogere bemonsterfrequentie ook een verbetering van HZ-afstand doordat de overlap van de spektra afneemt. De periodieke herhaling van het spektrum is inherent aan bemonsteren.
- beperkte korrelatielengte. Doordat de gekomprimeerde puls door middel van korrelatie berekend wordt, moet in principe over een oneindig lange tijd gekorreleerd worden [lit. 16, blz. 5.32]. Dit kan natuurlijk niet, de impulsresponsie wordt dus na een bepaalde tijd afgekept, de HZ-afstand neemt hierdoor af
- spektrumoverlap. Naast de overlap van het spektrum door een lage bemonsterfrequentie, is de overlap ook erg afhankelijk van de pulslengte. Immers een korte puls geeft een veel breder spektrum dan een lange puls. Dat dit tot een behoorlijke vergroting van de HZ-afstand kan leiden is in grafiek 4.1 aangegeven

De invloed van de pulslengte op de HZ-afstand bij een digitaal systeem is met een simulatieprogramma gesimuleerd. Het protocol van het programma is in appendix B weergegeven. De parameters van het gesimuleerde systeem zijn: $f_c = 10\text{MHz}$, $f_o = 2.5\text{MHz}$, $B = 4\text{MHz}$, niet-lineaire FM op basis van Taylorweging met -30dB zijlussen en met reciprocal ripple compensatie (rrk) op basis van Hamming weging.



Grafiek 4.1. De invloed van de pulslengte op de HZ-afstand bij een digitaal systeem.

Digitaliseren van de pulskompensatie is dus ook behept met veel problemen. Uit de simulatieresultaten van digitale pulskompensatie [lit. 21 en 22] blijkt dat ook voor digitale systemen de grens aan de maximale HZ-afstand $\approx 43\text{dB}$ is.

DE ONTVANGER-CONFIGURATIE

Het IF gedeelte van de ontvanger, beschreven in §1.2, is opgebouwd uit de volgende bouwstenen: een begrenzer, een kompressor, indien digitale onderdelen gebruikt worden een A/D-konverter (ADC), een MTI-processor en eventueel nog een IF-filter. Met uitzondering van het begrenzen zijn de bewerkingen lineair en in principe dus onderling te verwisselen. Om de dynamiek van de ontvanger zo groot mogelijk te maken moet uitgezocht worden wat de meest gunstige volgorde van deze bouwstenen is..

Het IF-filter kan verder buiten beschouwing gelaten worden, omdat deze functie door het kompressorfilter overgenomen is. Bij de A/D-omzetting wordt het interval zodanig gekozen dat een paar bits onder het ruisnivo zitten. In het ideale geval heeft de ADC dan geen invloed op het signaal en maakt het dus niet uit of deze wel of niet in de beschouwing meegenomen wordt. Rest nog de volgorde van MTI-processor en pulskompressor te bepalen. In dit hoofdstuk wordt MTI vóór PC nader bekaken.

5.1 MTI Vóór PC

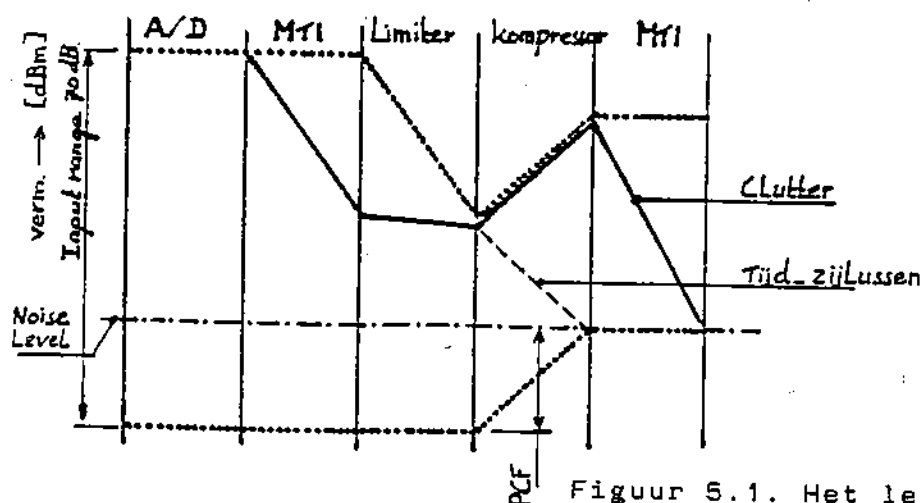
Voor de kompressor hebben we te maken met lange pulsen op een FM draaggolf. Bij een enkelvoudige cancelling, waarbij dus de echo's van twee opeenvolgend gezonden pulsen van elkaar afgetrokken worden, is een niet dispersief vertragingselement nodig met een vertragingstijd gelijk aan de PRT. Voor lange-afstand-radar ligt de puls repetitiefrekwentie (PRF) op $\approx 1000 - 500$ Hz.

$$T_d = PRT = 1/PRF \approx 1 - 2 \text{ msec.}$$

(5.1)

Met akoestische bulk delay lijnen zijn dergelijke grote vertragingen wel te realiseren, echter de dynamiek van deze lijnen is niet groot genoeg. Door de sterke damping komen zwakke signalen in de ruis terecht. Een analoge canceller voor de pulskompressor lijkt dus uitgesloten. Cancelling na PC vergt natuurlijk ook een $T_d = PRT$, deze systemen waarbij analoge cancellers gebruikt worden hebben een beperkte dynamiek.

Digitaal kan een dergelijke grote vertragingstijd wel gerealiseerd worden. Wordt er aangenomen dat de ingangsdynamiek van de ontvanger uitgebreid kan worden tot 70 dB, waarvan 50 dB boven het ruisniveau [fig. 5.1], dan is voor de 50 dB boven het ruisniveau ≈ 9 bits nodig en voor het gedeelte in de ruis 1 tot 2 bits. Dit betekent een ADC met minstens 10 bits. De bemonsterfrequentie van een 10 bits ADC is ongeveer 20 MHz. Volgens Nyquist moet de bemonsterfrequentie minstens tweemaal de hoogste signaalfrequentie zijn, dus de hoogste signaalfrequentie moet na mixen (vermenigvuldigen) < 10 MHz zijn. Om overlapping van de deelspektra (Engels: aliasing) te voorkomen moet de bandbreedte nog iets kleiner genomen worden.



Figuur 5.1. Het leveldiagram met 70 dB dynamiek en cancelling voor pulskompressie.

De gekomprimeerde puls van een puls met lineaire FM en uniforme amplitude heeft de gedaante $\text{sinc}(Bt)$ langs de tijd as , [lit. 16, blz. 5.27]. De -3dB breedte van de centrale piek is dan $\approx 1/B$. Bij een bandbreedte van 4 resp. 2 MHz is dat 250 resp. 500 nsec. Bij HSA wordt een afstandsresolutie geëist van $\approx 75\text{m}$, wat overeenkomt met een gekomprimeerde pulsbreedte van 500 nsec, dus voor lineaire FM moet de bandbreedte in ieder geval groter dan 2 MHz zijn. In tabel 5.1 is voor twee systemen met resp. een bandbreedte van 2 en 4 MHz de invloed van verschillende wegingen op de pulsbreedte aangegeven. Voor zwaardere wegingen dan de Hamming weging wordt de pulsbreedte nog groter.

Tabel 5.1. De -3dB pulsbreedte

	B=2MHz [nsec.]	B=4MHz [nsec.]
Lin. FM + matched filter	498	250
Lin. FM + Hamming weging	667	332
Lin. FM + Hamming weging + rrk*	663	332
Niet lin. FM + matched filter	500	251
Niet lin. FM + Hamming weging + rrk	661	332

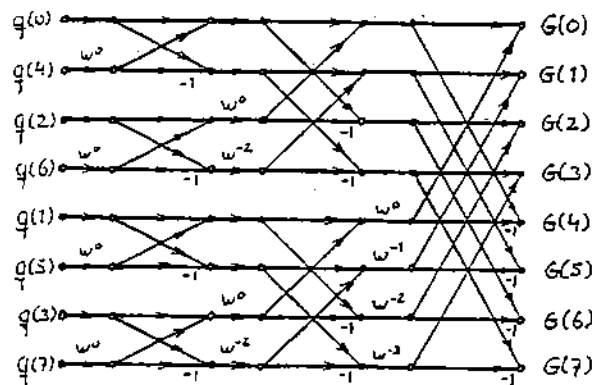
Uit tabel 5.1 blijkt dat een bandbreedte van 4 MHz ruim voldoende is om aan de eis van 75 m resolutie te voldoen. Dus qua bandbreedte is een digitale canceller voorafgaand aan de kompressor mogelijk.

MTI met FFT-processor.

Wordt in plaats van een canceller FFT-processing toegepast, dan kan het volgende opgemerkt worden. Het signaal-stroomschema van een FFT is opgebouwd uit zogenaamde vlinders (Engels: butterflies), zie figuur 5.2, waarin een 8 punts FFT weergegeven is. De

* rrk = reciprocal ripple kompensatie

waarden, aangegeven langs de takken in figuur 5.2, betekenen een vermenigvuldiging met deze waarde****, het samenkomen van takken betekent een optel bewerking. Indien er 1 FFT-processor gebruikt wordt, dan moet de n punts FFT binnen $1/(\text{sample frequentie})$ uitgerekend zijn, dus in het beschouwde geval $< 0.05 \mu\text{sec}$. Er kunnen ook processoren parallel gezet worden, waardoor de rekentijd per processor evenredig kan toenemen. Bij een 8 punts FFT moeten er 12 vlinders uitgerekend worden, waarvan steeds 4 parallel. Bij de huidige systemen van HSA is voor het doorlopen van 1 volledige vlinder $\approx 0.5 \mu\text{sec}$. nodig. Dus het spektrum is uitgerekend na $3 \cdot 0.5 = 1.5 \mu\text{sec}$ (een 8 punts FFT heeft 3 schillen). In dit geval moeten er dus minstens 30 FFT-processoren gebruikt worden. Voor een 16 punts FFT, welke 4 schillen heeft, is de rekentijd $4 \cdot 0.5 = 2 \mu\text{sec}$. In de hier beschouwde situatie is dan een aantal processoren nodig gelijk aan: $2 / 0.1 = 40$.



Figuur 5.2. Het signaal-stroom schema van een 8 punts FFT.

De hardware voor de FFT-processoren neemt natuurlijk enige ruimte in, er zal enige software nodig zijn voor de besturing, en er is een behoorlijk grote hoeveelheid geheugenruimte nodig, maar de hiervoor beschreven configuratie van MTI vóór PC is mogelijk.

Met formule 5.2 kan de nodige geheugen capaciteit berekend worden.

$$\text{mem.} = (1/\text{PRF} - T) * f_s * n * l \quad (5.2)$$

mem. = geheugen capaciteit
 PRF = puls-repetitiefrekwentie
 T = pulslengte
 f_s = sample frekwentie
 n = aantal punten van de FFT
 l = aantal bits per sample

**** Vermenigvuldigen met w^0 duidt een vermenigvuldiging met 1 aan, hetgeen betekent dat er geen mathematische bewerking nodig is. Vermenigvuldigen met -1 en optellen zijn zeer eenvoudige bewerkingen, uit figuur 5.2 blijkt dat er nog maar weinig rekenwerk overblijft, vandaar de naam Fast Fourier Transform.

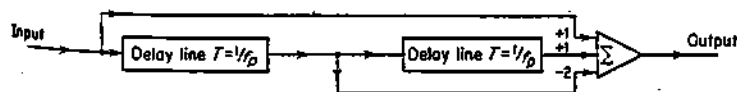
Bijvoorbeeld: PRF = 500Hz, $f_c = 10\text{MHz}$, $T = 30\mu\text{sec.}$, $n = 8$ en $l = 12$. Dan is een geheugen van 2Mbit nodig.

Het grote voordeel van cancelling vóór de begrenzer is, zoals uit het leveldiagram van figuur 5.1 blijkt, dat er geen verdringing ten gevolge van clutter meer plaatsvindt. Verdringing treedt slechts op bij te sterke bewegende doelen, omdat deze door de Doppler-frekventieverschuiving niet gecancelled worden. Maar deze situatie zal niet veel voorkomen, vooral niet bij militaire toepassingen waarbij de opponent zijn radaroppervlak (SCS) (Engels: scatter cross section) zo klein mogelijk zal proberen te maken.

Bij het toepassen van digitale cancelling of FFT-processing, ligt het voor de hand de pulskompresie ook digitaal uit te voeren. Momenteel vraagt digitale kompressie nog wat meer ruimte en is ook nog wat duurder dan de analoge komponent. Bij lange pulsen zijn de volume en prijsverhoudingen bijna in evenwicht, voor korte pulsen komt analoog gunstiger uit.

5.2 DE SIMULATIE

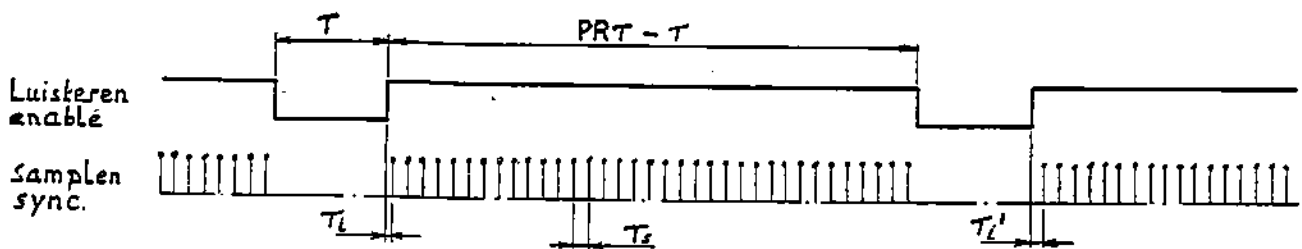
Om na te gaan wat de invloed van cancelling vóór pulskompresie op de HZ-afstand is, is met behulp van een computerprogramma dit radarsysteem gesimuleerd. In het programma is slechts enkelvoudige cancelling meegenomen. Voor meervoudige cancelling, zoals aangegeven in figuur 5.3, wordt de situatie alleen maar gunstiger, omdat amplitudeverschillen tussen opeenvolgende pulsen uitgemiddeld worden.



Figuur 5.3. Een drie-puls canceller.

Hoewel er voor MTI fasedetektie toegepast wordt [§1.2.3], komt MTI met behulp van cancelling neer op het aftrekken van chirpen. Fasedetektie komt voor chirpen overeen met mixen naar een andere frekwentieband. De responsie van de fasedetektor op een chirp is opnieuw een chirp, waarbij de frekwentieband verschoven is. Gelukkig maar, anders was pulskompresie na cancelling niet eens mogelijk. Als twee opeenvolgende pulsen dezelfde afstand afgelegd hebben, (stilstaand doel) zal de fase van de pulsen bij ontvangst gelijk zijn en is het residu na cancelling nul. Bij een bewegend doel zal de fase van twee opeenvolgende pulsen bij ontvangst variëren, afhankelijk van de radiële snelheid van het doel, zodat er na cancelling een residu overblijft.

Gedurende de luistertijd ($PRT - T$) moet het ontvangen signaal bemonsterd worden. De monsters worden in een geheugen opgeslagen. Na een tijd T , waarin opnieuw een puls uitgezonden wordt en de ontvanger dus uitgeschakeld is, moet er weer gedurende de luistertijd bemonsterd worden. De synchronisatie van het bemonsteren tussen opeenvolgende zendpulsen zal enige jitter vertonen, de monsters worden niet op hetzelfde tijdstip na de zendpuls genomen, $T_1 \neq T_1'$ in figuur 5.4. Dit wordt misbemonsteren genoemd.

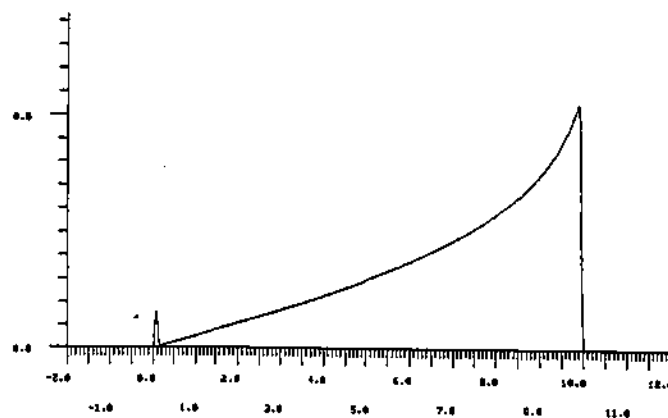


Figuur 5.4. Het timing patroon voor bemonsteren.

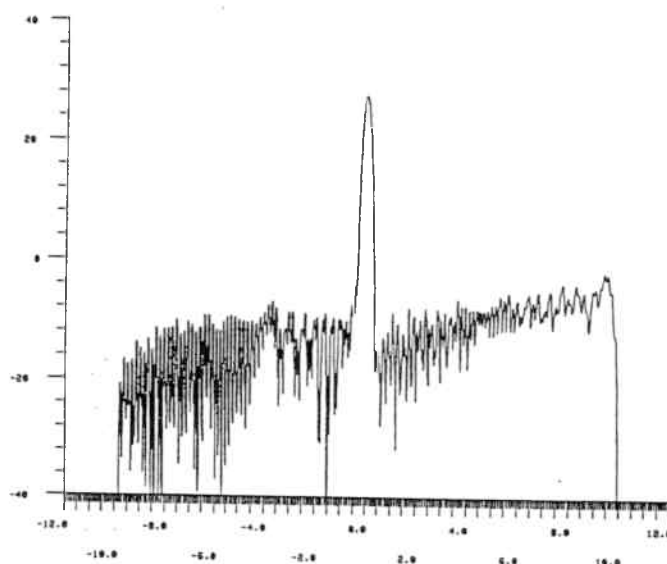
Om het effect van misbemonsteren op het systeem van cancelling vóór PC te kunnen simuleren, wordt er in het simulatieprogramma viermaal overbemonsterd. Er kan dan gesimuleerd worden dat de misbemonstering tussen opeenvolgende luistertijden gelijk aan $T_s n/4$ ($n=1,2$) is.

Echter door het misbemonsteren kunnen na cancelling pieken aan de voor- en achterkant van het residu van een puls ontstaan. Dit komt doordat de ontvangen rechthoekige pulsen niet meer geheel overlappen, maar een tijd $T_s n/4$ verschoven liggen. Deze pieken hebben een erg nadelige invloed op de HZ-afstand na pulskompresie. In werkelijkheid kan een puls niet exakt rechthoekig zijn, maar is altijd enigszins getaperd. Door in het simulatieprogramma ook een kleine tapering op de ontvangen pulsen aan te brengen, wordt het effect van de pieken op de pulskompresie weggenomen. De invloed van misbemonsteren op pulskompresie kan dan goed gesimuleerd worden.

Als functie van het misbemonsteren (timing jitter) is nu nagegaan wat de invloed op de HZ-afstand is. Een parameter die van belang is bij het cancellen van chirpen is de bandbreedte. Immers bij chirpen zal een afwijking tussen de begintijdstippen van de twee chirpen, na cancelling aanleiding geven tot een omhullende van het residu als aangegeven in figuur 5.5. Timing jitter geeft bij systemen met een grote bandbreedte een grotere afwijking van de rechthoekvorm dan bij systemen met een kleine bandbreedte. In figuur 5.6 is de gekomprimeerde puls van het residu in figuur 5.5 afgebeeld, de gekomprimeerde puls is nu natuurlijk niet meer symmetrisch.



Figuur 5.5. De omhullende van het residu na cancelling.



Figuur 5.6. De gekomprimeerde puls van de chirp van figuur 5.4.

5.1.1 Simulatie resultaten

De resultaten zijn weergegeven in tabel 5.2. Omdat de jitter als fraktie van de centrale-frekwentie van de chirp genomen wordt, moet de afname van de HZ-afstand onafhankelijk van de gekozen centrale-frekwentie zijn. Zoals uit tabel 5.2 blijkt is dat niet het geval. Waarschijnlijk is dit een fout in het simulatieprogramma. De oorzaak kon in het ter beschikking staande tijdsbestek niet meer achterhaald worden.

De parameters van het systeem waarmee gesimuleerd is, zijn: $T=10$ μ sec., niet-lineaire FM op basis van Taylorweging met -30 dB zijlussen en met reciprocal ripple compensatie (rrk) op basis van Hamming weging. De resterende parameters zijn in de tabel aangegeven.

Tabel 5.2. De afname van de HZ-afstand bij MTI voor PC

f_c [MHz]	f_0 [MHz]	B [MHz]	taper [%]	jitter $nT_0/8$ [nsec.]		δ -HZ [dB]
12.5	3.12	6	5	n=1	20	-3.93
12.5	3.12	6	10	1	20	-1.86
12.5	3.12	2	5	1	20	-0.99
15	3.75	6	5	1	16.7	-1.76
15	3.75	6	10	1	16.7	-0.21
15	3.75	2	5	1	16.7	-0.73
25	6.25	6	5	1	10	-0.68
25	6.25	6	10	1	10	-0.0
25	6.25	2	5	1	10	-0.51

Wat uit de simulatie wel duidelijk wordt is dat de HZ-afstand maar weinig verandert wanneer de omhullende van de residu-puls niet een nette rechthoek is. Deze resultaten worden bevestigd

door het artikel van De Haan [lit. 18]. Hoewel het simulatieprogramma dus nog verbeterd moet worden, kan er toch gekonkludeerd worden dat in het levelediagram van figuur 5.1 het vermogensverloop voor de tijd-zijlussen van clutters in de pulskompressor wel haalbaar is.

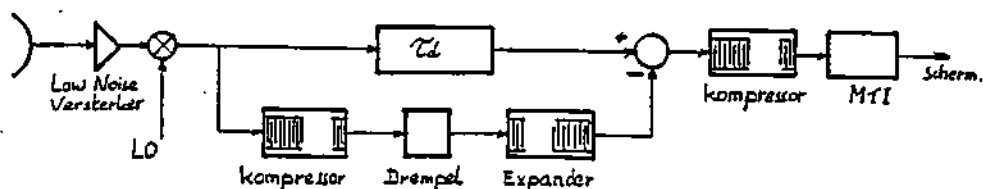
 DE ANTI-VERDRINGINGSLUS (AVL)

Het zwakste signaal dat ontvangen kan worden is een signaal waarvan de hoofdlus na pulskompressie net boven het ruisniveau komt. Het sterkste signaal dat zonder limiter ontvangen kan worden, is het signaal waarvan de tijd-zijlussen na pulskompressie net op het ruisniveau liggen. Nog sterkere signalen moeten begrensd worden, waardoor verdringing over tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte plaatsvindt [§3.2]. De AVL, die in dit hoofdstuk besproken wordt, is een schakeling die de signalen, die tijd-zijlussen boven het ruisniveau gaan opleveren, verzwakt zonder dat dit tot verdringing van zwakkere echo's leidt.

6.1 HET PRINCIPE VAN DE AVL

De AVL verzwakt een te sterke echo door van deze puls een qua vorm gelijke puls af te trekken. In de ontvanger moet daartoe een drempelniveau aangelegd worden, om onderscheid te maken tussen signalen die tijd-zijlussen beneden het ruisniveau gaan opleveren en signalen die tijd-zijlussen boven het ruisniveau gaan opleveren. Bij signalen die boven de drempel zitten moet de AVL in actie komen. Omdat de drempeloverschrijding een gevolg kan zijn van het overlappen van meerdere pulsen, wordt voorafgaand aan de drempeldetektor een kompressor gebruikt. Na kompressie is de afstandsresolutie veel beter, en is de kans veel groter dat de drempel door slechts één doel overschreden wordt.

De vorm van de puls waarmee afgetrokken moet worden is ook bekend. Die komt immers uit de expander. Voor het genereren van een aftrekpuls kan dan een tweede, gelijke expander gebruikt worden. Het blokschema van de AVL is aangegeven in figuur 6.1. De tijdvertraging die nodig is, is ongeveer tweemaal de pulslengte.



Figuur 6.1. Het blokschema van de AVL.

Te sterke echo's, zowel gewenste als ongewenste, worden slechts tot $(-PCF+HZ)$ dB boven het ruisniveau teruggebracht. Dit komt overeen met het signaalverloop in het leveldiagram van figuur 2.2. De aangegeven limiter moet dan vervangen worden gedacht door de AVL. De vermogens van te sterke signalen komen na de AVL, net als bij

de in figuur 2.2 aangegeven limiter, in één punt samen. Het verzwakken tot het $(-PCF+HZ)$ nivo wordt gedaan omdat anders de wel gewenste sterke doelen te ver verzwakt worden. Het restant van te sterke clutters wordt in een MTI-canceller wel verder onderdrukt. De amplitude van de aftrekpuls moet dus binnen nauwe grenzen geregeld kunnen worden.

De ontvangen puls mag alleen in amplitude verlaagd worden. Als er vervorming van de puls plaatsvindt zullen de tijd-zijlussen na pulskompressie niet mee omlaag gaan en is de efficiency van de AVL lager. De aftrekpuls moet dus nauwkeurig in fase zijn met de ontvangen puls, en ook het verloop van de FM moet voor beide pulsen exakt gelijk zijn.

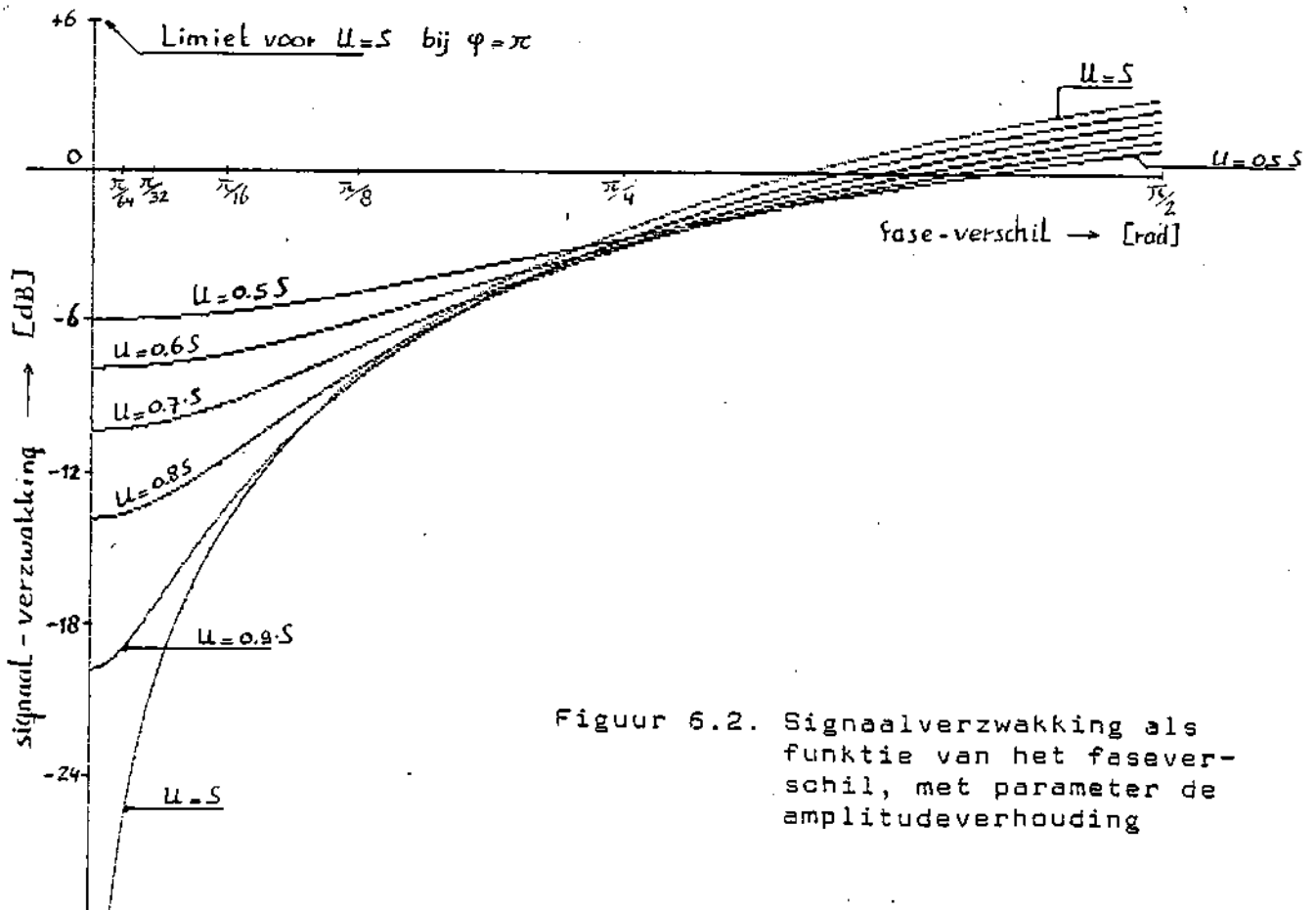
In hoeverre het verzwakken van de signaalsterkte, door middel van aftrekken, lukt afhankelijk van de fasegelijkloop en het amplitudeverschil tussen de twee signalen is in figuur 6.2 aangegeven. De verzwakking is aangegeven als functie van het faseverschil, en met de amplitudeverhouding als parameter. Formule 6.4 die hiervoor gebruikt is kan als volgt afgeleid worden:

$$s(t) = S \cdot \cos(\omega t) \quad (6.1)$$

$$u(t) = U \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (6.2)$$

$$\begin{aligned} r(t) &= S \cdot \cos(\omega t) - U \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ &= S \cdot \cos(\omega t) - U \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\varphi) + U \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(\varphi) \\ &= (S - U \cdot \cos(\varphi)) \cdot \cos(\omega t) + U \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\omega t) \\ &= \sqrt{(S - U \cdot \cos(\varphi))^2 + (U \cdot \sin(\varphi))^2} \cdot \cos(\omega t + \xi) \end{aligned} \quad (6.3)$$

$$\tan \xi = \frac{U \sin \varphi}{S - U \cos \varphi}$$



Figuur 6.2. Signaalverzwakking als functie van het faseverschil, met parameter de amplitudeverhouding

De genormaliseerde amplitude van het residu-signaal in dB, is:

$$R_n = 10^{10} \log (1 - 2 \cdot (u/s) \cdot \cos(\varphi) + (u/s)^2) \quad (6.4)$$

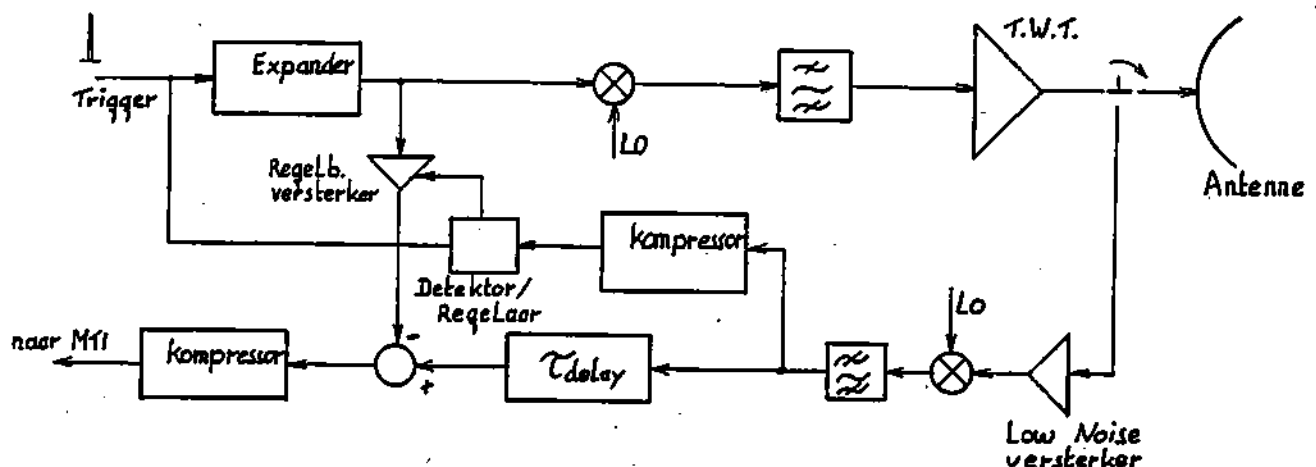
Het blijkt dat voor 30dB verzwakking de fase-afwijking in ieder geval kleiner dan $\pi/100$ ($\approx 1.8^\circ$) moet zijn.

Bij het aftrekken van FM pulsen ligt de zaak iets moeilijker. Een tijdsverschil tussen de ontvangen puls en de aftrekpuls kan per frekwentie vertaald worden in een fasefout, bij de hogere frequenties zal de fasefout echter veel groter zijn dan bij de lage frequenties. Door dit effect zal het residu geen rechthoekige omhullende hebben, maar een vorm als aangegeven in fig. 5.5. Bij een lineaire chirp zal de omhullende van het residu een zaagtand zijn. In §5.1.1 is reeds aangetoond dat dit geen ernstige nadelige gevolgen voor de pulskompressie hoeft te hebben.

6.2 DE UITVOERING VAN DE AVL

6.2.1 Analooog

Teneinde een goede aftrekking te krijgen moet de aftrekpuls qua vorm gelijk zijn aan de ontvangen puls. Na het zenden van een puls wordt de zender van een pulsradar uitgeschakeld, en wordt de ontvanger ingeschakeld. Tijdens de luistertijd kan de expander in de zender dus in principe ook de aftrekpuls genereren. Het voordeel hiervan is dat geen extra expander nodig is voor de AVL, en bovendien dat de aftrekpuls identiek is aan de uitgezonden puls. Het blokschema van deze AVL is aangegeven in figuur 6.3.



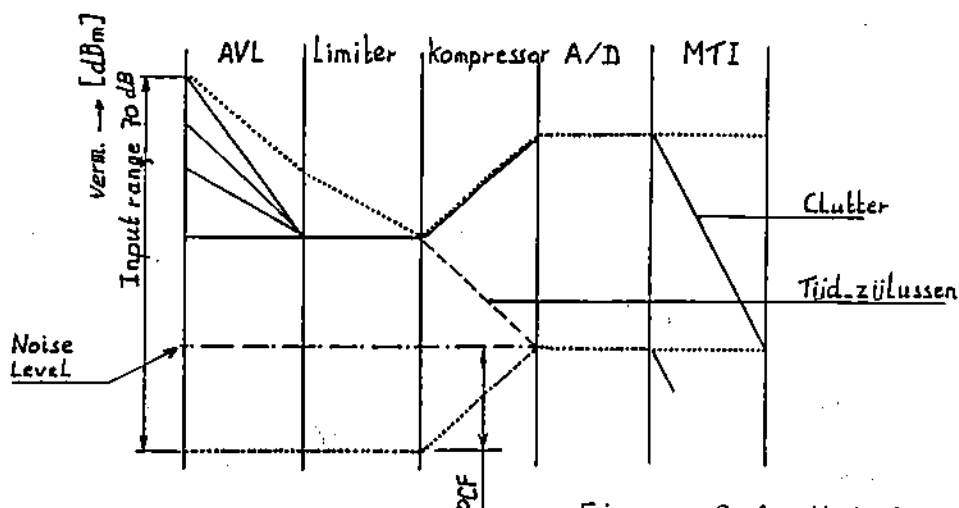
Figuur 6.3. Het blokschema van de ontvanger met AVL, zonder extra expander.

Bij het blokschema van figuur 6.1 is ervan uitgegaan dat er meerdere elkaar overlappende pulsen gegenereerd kunnen worden. De drempeldetektor werkt immers met een resolutie die evenredig is met de halve breedte van de hoofdpuls van de gekomprimeerde puls. Operevolgende pulsen die iets meer dan deze resolutie uit elkaar liggen kunnen dan door middel van aftrekken verzwakt worden. Bij

het gebruik van een kale SAW lijn als expander kan dit ook inderdaad. In het blokschema als aangegeven in figuur 6.3, kunnen aftrekpulsen slechts met een frekwentie van $1/T$ gegenereerd worden. In §6.2.1.1 zal namelijk blijken dat de geëxpandeerde puls door middel van een poort (Engels: gating) netjes rechthoekig gemaakt wordt. Wanneer twee aftrekpulsen nu te snel op elkaar volgen staat de "gate" gedurende de gehele tijd open zodat de eerste puls aan de achterzijde en de tweede puls aan de voorkant niet rechthoekig is. De vorm van de aftrekpulsen is dan niet gelijk aan de ontvangen pulsen, waardoor de AVL minder efficiënt werkt. Omdat namelijk de ontvangen puls en de aftrekpuls van ongelijke lengte zijn, heeft het residu aan de voor- of achterkant pieken. Deze pieken benadelen de pulskompressie in zeer ernstige mate, denk hierbij aan het konvolutieproces. Dit is ook de reden dat de uitvoering met het dubbel gebruik van de zendexpander toch nader bekeken is, ondanks het beperkte toepassingsgebied. Een kale SAW-lijn produceert namelijk een puls die nogal afwijkt van de puls zoals die uit de komplette expander komt (met gating). De HZ-afstand na kompressie wordt dan veel slechter.

De resolutie van de AVL is gelijk aan de pulslengte, en beperkt zich dus tot puntdoelen. Bij een AVL zonder extra expander, zoals in figuur 6.3, moet na deze lus nog een begrenzer gebruikt worden om een grote aaneengesloten clutterecho te begrenzen. Deze begrenzer is ook nodig om te sterke bewegende doelen te begrenzen, maar deze situatie komt niet veel voor, vooral niet bij militaire toepassingen waarbij de opponent zijn SCS zo klein mogelijk zal proberen te maken. Door het begrenzen ontstaat weer verdringing over tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte.

Het levelediagram van de uitvoering zoals aangegeven in figuur 6.3 is aangegeven in figuur 6.4 en is nagenoeg gelijk aan het levelediagram in figuur 5.1, de voorste MTI canceller wordt nu vervangen door de AVL.



Figuur 6.4. Het levelediagram van de ontvanger met AVL.

6.2.1.1 DE EXPANDER SCHAKELING

Tot nu toe is tegen de expander aangekeken alsof deze uitsluitend bestaat uit een SAW-lijn. Een komplette expander bestaat echter

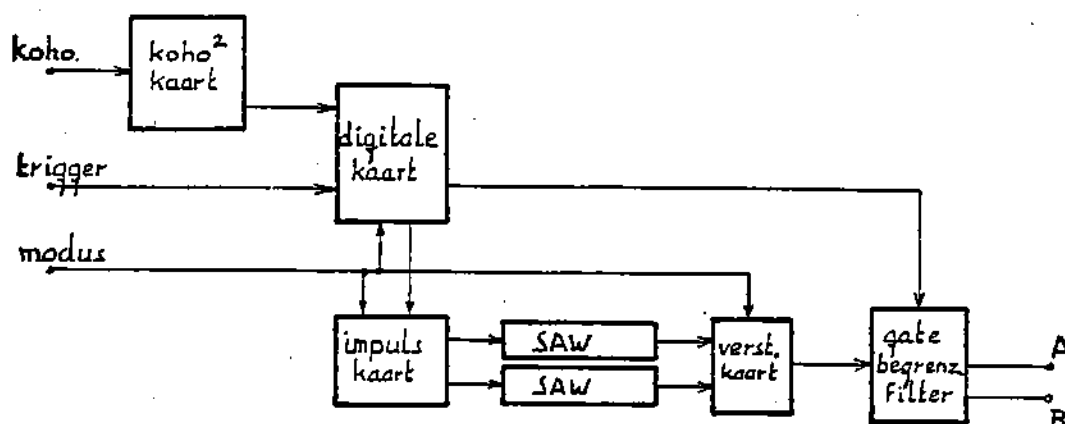
uit meerdere onderdelen, die voor een goed begrip van de werking van de AVL en de optredende moeilijkheden hier kort behandeld worden. Het blokschema is aangegeven in figuur 6.5. De afgebeelde expander kan twee pulslengtes genereren, vandaar dat er twee SAW-lijnen aanwezig zijn. Het probleem van blinde snelheden [§1.1.2] kan namelijk aangepakt worden door van twee PRT's gebruik te maken [lit. 1]. Om toch de zender optimaal te blijven benutten, moet dan, om het gemiddeld uitgezonden vermogen konstant te houden, van twee pulslengten gebruikt gemaakt worden. De duty cycle blijft dan konstant. De diverse onderdelen van de expander zijn:

- een enkelzijdige gelijkrichter
- een "timingcircuit"
- een pulsgenerator
- een versterker
- een "gatingcircuit" met filter
- twee SAW-lijnen, één voor een korte en één voor een lange puls

Op de expanderdoos moeten drie signalen aangesloten worden:

- een triggersignaal
- een coherent oscillator signaal (koho)
- een keuzesignaal voor de korte of lange puls.

Na enkelzijdig gelijkrichten en rechthoekig maken van het koho-signaal wordt dit signaal gebruikt als klok voor het timingcircuit. Het timingcircuit heeft het gelijkgerichte koho-signaal, de trigger-input en het keuzesignaal voor de lange of korte puls als ingangen. Op het moment dat het koho-signaal (de klok) en het trigger-sig-naal beide hoog zijn, wordt er door het timingcircuit een triggerpuls naar de pulsgenerator gestuurd en wordt na een aantal klokpulsen het gatingcircuit gesloten. Het gatingcircuit is een soort aan/uit schakelaar aan de uitgang van de expander. Afhankelijk van het keuzesignaal wordt het gating circuit na een bepaald aantal klokpulsen weer geopend. De puls die door de SAW-lijnen gegenereerd wordt, wordt dus zowel aan de voor- als aan de achterkant afgeknipt door het gating circuit. Op deze manier ontstaat een nette rechthoekige puls.



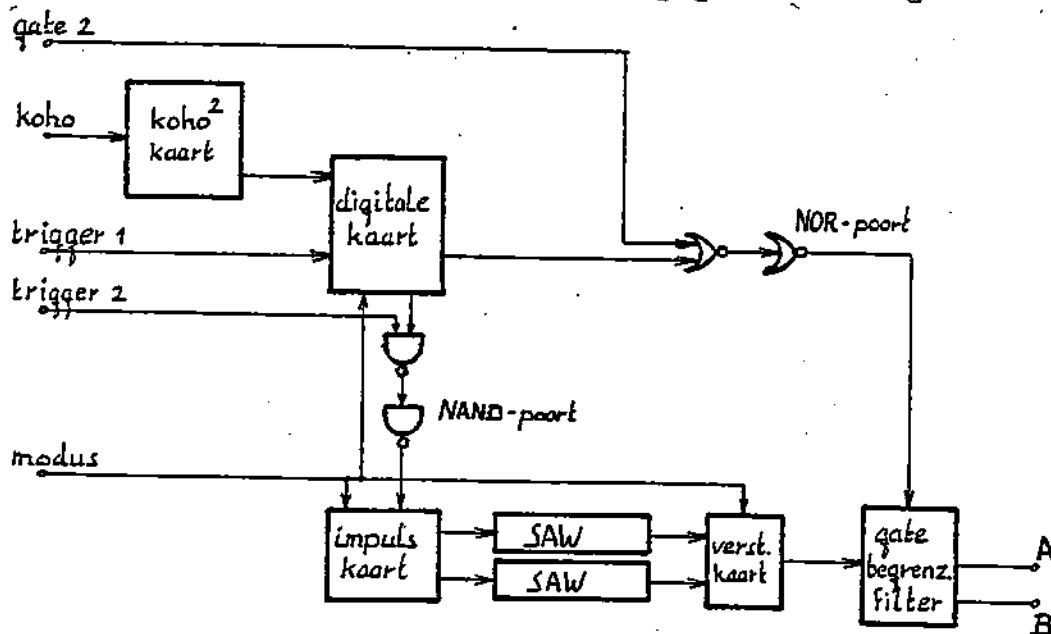
Figuur 6.5. Het blokschema van een expander.

De pulsgenerator wordt op de voorflank van de triggerpuls getriggerd en zendt dan, afhankelijk van het keuzesignaal dat ook op de pulsgenerator kaart aangesloten is, een Dirac-puls naar een van de twee SAW-lijnen. De FM wordt door de posities van de vinger-tjes van de IDT's bepaald [§1.1.1]. De chirp wordt versterkt, en

daarna begrensd om de bovenkant van de puls vlak te maken, en verlaat via het gating circuit en een filter de expander. Door de koppeling van Dirac-puls en gatingcircuit aan het koho-signaal wordt een coherent systeem verkregen.

6.2.1.1.1 De modifikatie van de expander

Om de aftrekpuls qua vorm gelijk te krijgen aan de zendpuls moet zoveel mogelijk gebruik gemaakt worden van de onderdelen van de expander. Voor de AVL is het echter nodig dat op ieder willekeurig tijdstip tijdens de luistertijd een aftrekpuls gegenereerd kan worden. De afhankelijkheid van de koho mag niet meer aanwezig zijn, zodat het timingcircuit uitgeschakeld moet zijn tijdens het genereren van de aftrekpuls. De rest van de expander (pulsgenerator, versterker, begrenzer, filter en gatingcircuit) kunnen wel gebruikt worden. De modifikatie is aangegeven in figuur 6.6.



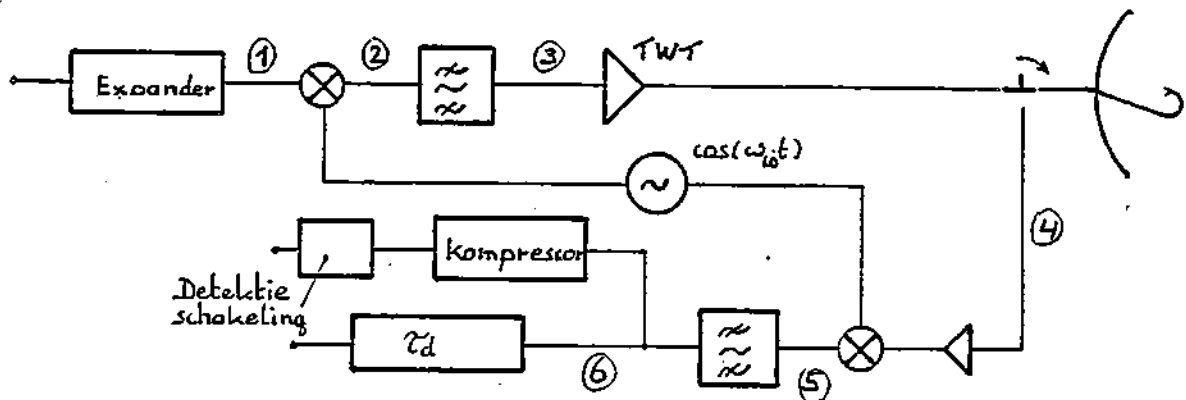
Figuur 6.6. De gemodificeerde expander.

De impulskaart van het in figuur 6.6 aangegeven voorbeeld reageert op de neergegaande flank van een puls. De digitale kaart produceert geïnverteerde pulsen, de impulskaart reageert dus op de voorflank van deze pulsen. Ingang "trigger 2", afkomstig van de detector/regelaar in figuur 6.3, wordt nu ook de inverterende-uitgang gebruikt. De expander moet op beide pulsen reageren, dit kan door de beide ingangen met een OR-schakeling te combineren. Omdat de ingangssignalen geïnverteerd zijn moet de OR-schakeling met behulp van twee NAND-poorten gemaakt worden.

Het gatingcircuit werkt met niet-geïnverteerde pulsen. Wanneer de signalen afkomstig van de digitale kaart en van ingang "gate 2", ook afkomstig van de detector/regelaar in figuur 6.3; overlappen moet de gate over de gehele lengte open blijven staan. Dit betekent dat de twee signalen met een OR-schakeling gekombineert moeten worden. Voor de niet-geïnverteerde ingangssignalen kan dit met twee NOR-poorten.

6.2.1.2 DE DETEKTOR/REGELEER

Om na te gaan welke regelingen er nodig zijn om het aftrekken goed te laten verlopen is in figuur 6.7 nogmaals het van belang zijnde zender/ontvanger gedeelte van de radarinstallatie afgebeeld. Het signaalverloop door de installatie wordt nu bij de aangegeven punten berekend. Om de afleiding niet onnodig moeilijk te maken wordt er uitgegaan van een monochromatische puls. Dit geeft reeds voldoende inzicht over het verloop van het signaal door de installatie.



Figuur 6.7. Het blokschema van het zender/ontvanger gedeelte van de radarinstallatie.

- 1) $s_1(t) = U_1 \sin(\omega_t t)$ (6.5)
- 2) $s_2(t) = U_1 \sin(\omega_t t) \cos(\omega_0 t)$
 $= \frac{1}{2} U_1 \sin[(\omega_t + \omega_0) t] + \frac{1}{2} U_1 \sin[(\omega_t - \omega_0) t]$ (6.6)
- 3) $s_3(t) = \frac{1}{2} U_1 \sin[(\omega_t + \omega_0) t]$ (6.7)
- 4) $s_4(t) = U_2 \sin[(\omega_t + \omega_0)(t - \tau)]$ (6.10)
- 5) $s_5(t) = U_2 \sin[(\omega_t + \omega_0)(t - \tau)] \cos(\omega_0 t)$ (6.11)
- 6) $s_6(t) = \frac{1}{2} U_2 \sin[\omega_t(t - \tau) - \omega_0 \tau]$ (6.12)

Het signaal aan de ingang van de AVL is in tijd vertraagd, weergegeven door de term $(t - \tau)$, en is bovendien met een faktor $\omega_0 \tau$ in fase gedraaid. Omdat de uitgezonden chirp een breedbandig signaal is kan deze fasedraaiing niet eenvoudig met een delay gecorrigeerd worden, maar moet er beslist fasedraaiing plaatsvinden***. ω_t doorloopt een frequentieinterval, van $(f_c - B/2)$ naar $(f_c + B/2)$.

De detector/regelaar in figuur 6.3, moet na het detekteren van een te sterke echo drie functies verrichten; op het juiste tijdstip de expander triggeren, de amplitude van de aftrekpuls regelen en de fase van de aftrekpuls regelen. Wanneer echter de procentuele bandbreedte [form. 6.13] klein is, dan kan een fasedraaiing wel in redelijke mate door middel van tijdvertraging

*** Met behulp van twee mixers, een oscillator en een vertraginglijn kan dus een frequentie onafhankelijke fasedraaiing gemaakt worden.

gecorrigeerd worden. Een lage α betekent dat het golflengte verschil over de chirp maar klein is.

$$\alpha = (B/f_0) * 100\% \quad (6.13)$$

α = procentuele bandbreedte

B = bandbreedte

f_0 = centrale frekwentie

Omdat deze oplossing veel besparing van hardware geeft is het regelen van de fase van de aftrekpuls buiten beschouwing gelaten. Het moment van triggeren moet nu aan de fase van het ontvangen signaal gerelateerd worden. Wanneer bij een monochromatische puls, de fase van de ontvangen puls 180° gedraaid is ten opzichte van de uitgezonden puls, dan zou de aftrekpuls $\frac{1}{2}T_0$ later gegenereerd moeten worden. Voor de FM puls wordt het corrigeren van het triggermoment aan de fase van de centrale frekwentie gerelateerd.

In de gekomprimeerde puls is de FM nog aanwezig (§1.2), door hiervan een kloksignaal af te leiden kan de fasecorrectie eenvoudig gerealiseerd worden. Het moment van triggeren valt dan tegelijk met de eerste nuldoorgang na het midden van de gekomprimeerde puls.

6.2.1.2.1 De drempeldetektor

Een drempel kan eenvoudig aangelegd worden met behulp van een komparator, waarvan één ingang op een referentiespanning aangesloten is. De komparator moet worden vooraf gegaan door een AM-démulator. Voor de proefopstelling is een drempel gemaakt door over een diode een sperspanning aan te leggen, zie figuur 6.8. Omdat de AM-démulatie met behulp van een diode (en een RC-circuit) gedaan is, hoeven er voor de drempeldetektor geen extra componenten gebruikt te worden.

6.2.1.2.2 De pulsgenerator

Integrator/komparator-circuit

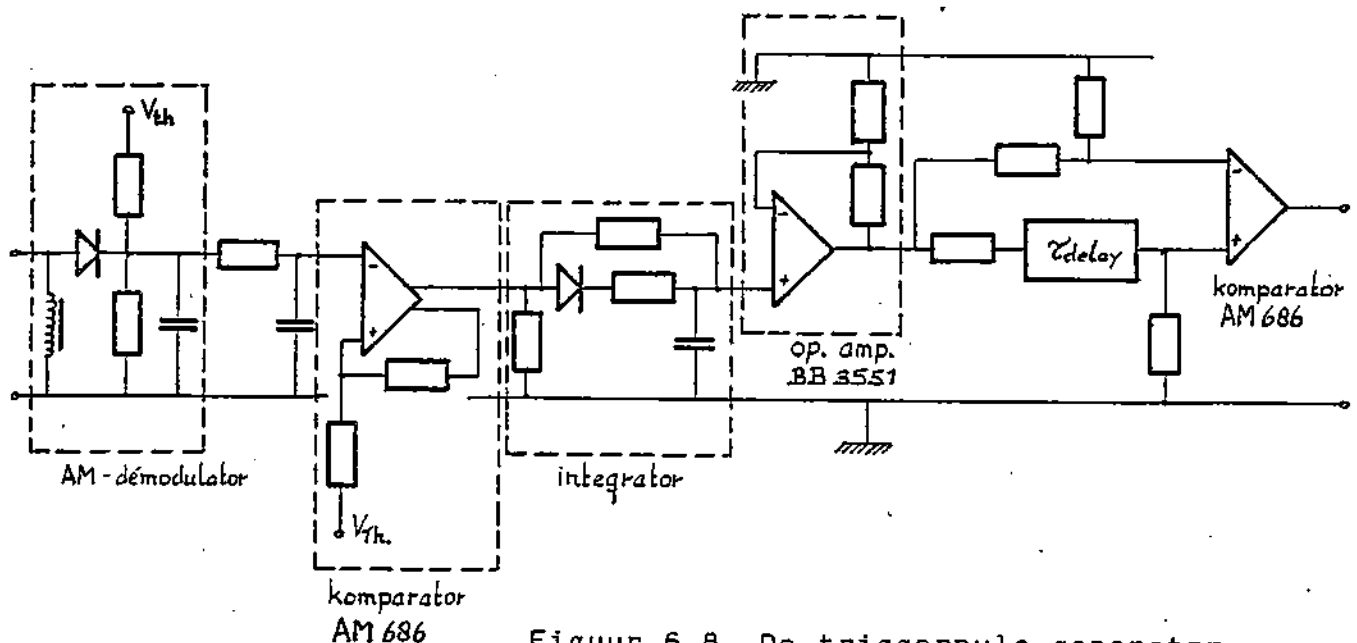
De voorflank van de te genereren triggerpuls moet op het midden van de gekomprimeerde puls liggen, omdat dit het enige punt van de gekomprimeerde puls is dat niet in tijd verschuift als functie van de amplitude. Het toepassen van een differentiator ligt erg voor de hand. Een differentiator is echter niet erg stabiel, en de top van de gekomprimeerde puls kan behoorlijk rond zijn zodat na differentiatie niet een scherpe nuldoorgang verkregen wordt. Voor het bepalen van het midden van de gekomprimeerde puls kan het volgende alternatief gebruikt worden. Na AM-démulatie volgt een komparator, waarna het signaal geïntegreerd wordt. De rechthoekige puls uit de komparator wordt geïntegreerd, zodat een oplopende spanning (Engels: ramp) verkregen wordt. De ramp wordt nu door twee takken gestuurd. In de ene tak wordt het signaal vertraagd, in de andere tak wordt het signaal met een faktor 2 verzwakt. De vertragingstijd is groter dan de ramptijd. Deze beide takken worden nu op een komparator aangesloten, op het moment dat de spanning van het vertraagde signaal gelijk wordt aan de eindwaarde van het signaal in de andere tak, slaat de

komparator om en geeft de triggerpuls af. Op deze manier is de voorflank van de triggerpuls aan het midden van de gekomprimeerde puls gerelateerd.

Met een integrator [lit. 7] is geprobeerd de schuin oplopende spanning te verkrijgen, maar deze integrator was erg instabiel en gaf nogal veel pieken aan het begin en einde van de helling. Omdat een laagdoorlaat-circuit met een grote tijdconstante over het eerste stuk van de responsie op een stapfunctie behoorlijk recht oploopt is voor deze oplossing gekozen. Het schema is aangegeven in figuur 6.8. Om er voor te zorgen dat de spanning na het integreren konstant blijft is een diode in de schakeling opgenomen. En is na het laagdoorlaat filter een versterker geplaatst.

Omdat er met korte pulsen gewerkt wordt moet er een snelle versterker gebruikt worden. In de specificatie van de versterker (Burr Brown, type 3551) is aangegeven dat de terugkoppelweerstand klein gekozen moeten worden voor een snelle werking en tevens om geen last te krijgen met oscillaties. Lage terugkoppelweerstand betekent voor een inverterende versterker ook een lage ingangsimpedantie [lit. 8, blz. G.46]. Er is dus gekozen voor een niet-inverterende versterker, waarbij de grootte van de terugkoppelweerstand niet van invloed is op de ingangsimpedantie. De verhouding tussen de twee weerstanden is hierop wel van invloed, maar de ingangsimpedantie wordt in dit geval alleen maar groter.

Om na verloop van tijd de spanning na de integrator (RC-circuit) weer laag te krijgen is parallel aan de condensator een FET in serie met een weerstand opgenomen. Deze FET wordt gestuurd door de uitgangsspanning van de komparator opnieuw door een vertraginglijn te sturen. Met behulp van de vertragingstijd van de tweede vertraginglijn kan de trigger-pulslengte geregeld worden.



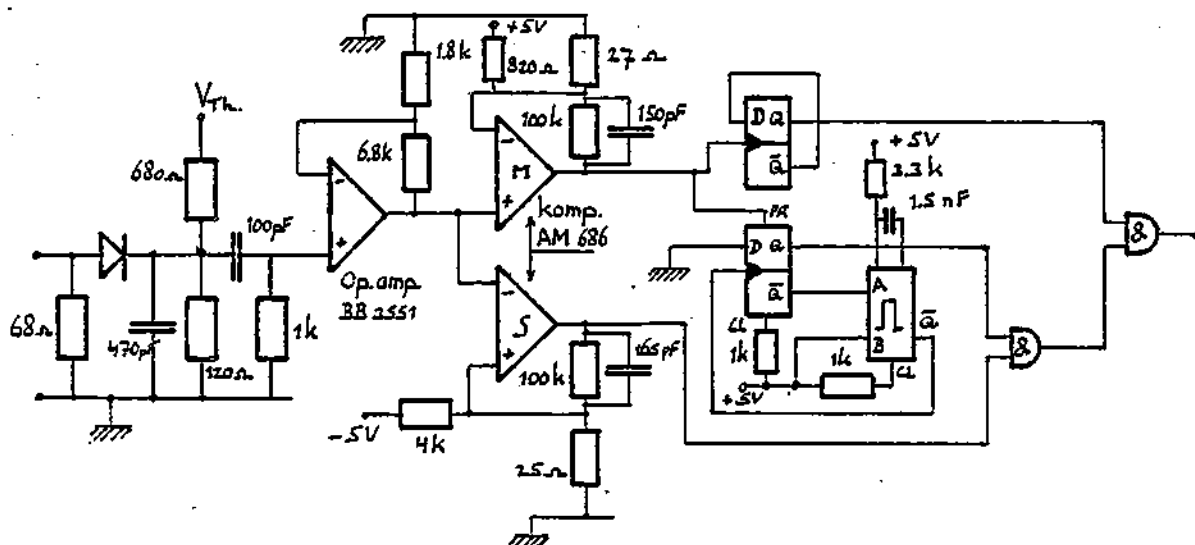
Figuur 6.8. De triggerpuls generator schakeling, met integrator.

De hiervóór beschreven schakeling blijkt niet erg goed te werken. Het grootste probleem vormt de uitgangsspanning van de komparator. Het laagniveau ligt tussen 0 - $\frac{1}{2}$ volt, het hoogniveau tussen 2 $\frac{1}{2}$ - 5 volt. Omdat de offset-spanning varieert met de drempelspanning wordt het erg lastig om aan de ingang van de tweede komparator een spanning gelijk aan (offset + $\frac{1}{2}$ pulshoogte) te realiseren.

Differentiator/komparator-circuit

Met een kleine modifikatie blijkt een differentiator toch erg goed te werken. In figuur 6.9 is de schakeling van AM-démulator, drempel, differentiator en komparator getekend. Het tijdsverschil tussen het midden van de gekomprimeerde puls en de nuldoorgang van het gedifferentieerde signaal blijkt bij variatie van de drempelspanning goed konstant. Wanneer de drempelspanning dicht bij de piekwaarde van de gekomprimeerde puls komt verloopt de vertragingstijd en gaat de komparator bovendien oscilleren. De oorzaak van dit probleem is dat de helling van het gedifferentieerde signaal op dat moment met een erg flauwe helling door nul gaat. Door het gebruiken van twee komparatoren kan dit probleem opgelost worden. De ene komparator bepaalt of er wel of niet een aftrekpuls gegenereerd wordt, de andere bepaalt de nuldoorgang. Dus wanneer de top van het gedifferentieerde signaal beneden een bepaalde drempelspanning ligt, komt het detectorcircuit niet in actie. De hoogte van de drempelspanning moet zó gekozen worden, dat het gedifferentieerde signaal van een gekomprimeerde puls, die net boven het drempelnivo komt, onder een behoorlijk grote hoek door nul gaat.

De komparator, die beslist of er een triggerpuls gegenereerd moet worden, wordt voor het gemak de master genoemd, de andere de slave. Het signaal van de master en slave, zie figuur 6.9, kan met een AND-poort gekombineerd worden. Omdat de puls van de master altijd vóór de puls van de slave ligt, moet deze masterpuls met behulp van een monostabiele multivibrator langer gemaakt worden.



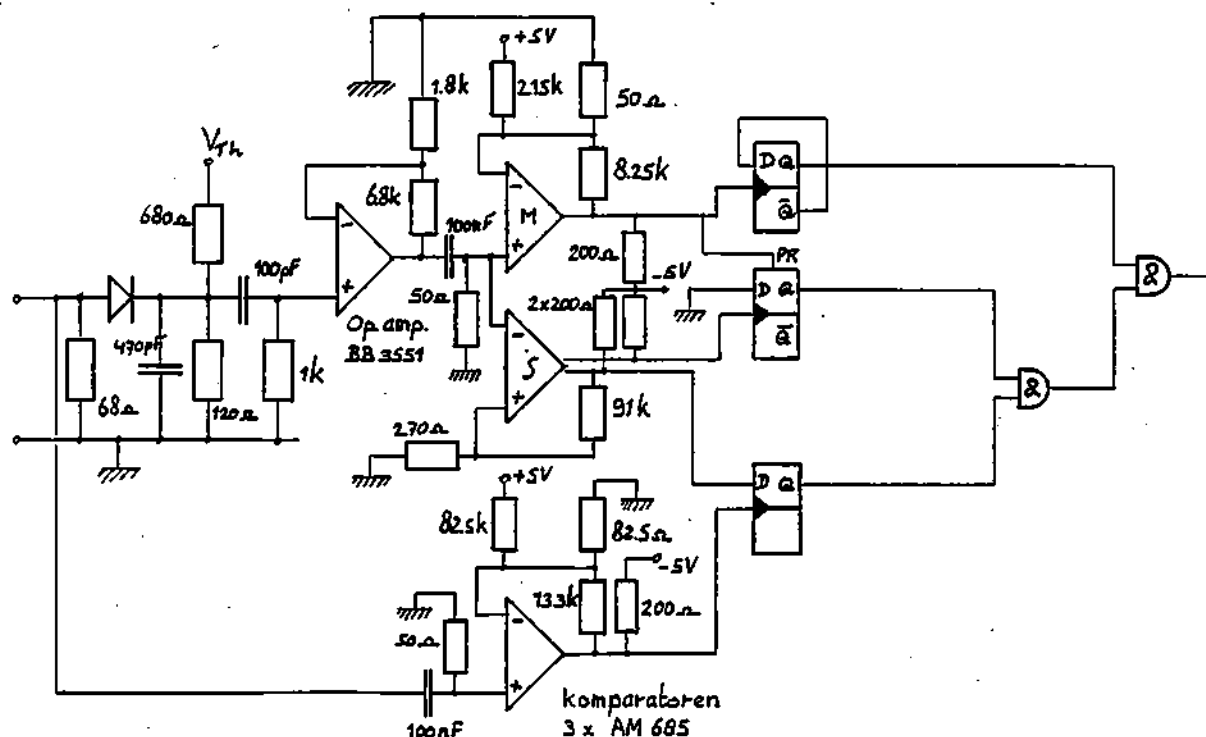
Figuur 6.9. De trigger-puls generator schakeling, met differentiator.

Een monostabiele multivibrator is echter te traag om via de AND-poort het slave-sigitaal door te laten. Met behulp van een D-FF, welke wordt geset door de master komparator, wordt nu het wel of niet doorlaten van de slave-puls via een AND-poort geregeld. De D-FF wordt gereset met behulp van de monostabiele multivibrator, waarna de AND-poort weer gesloten is.

Om te voorkomen dat de gerealiseerde schakeling in de proefopstelling gaat oscilleren doordat de detektor steeds op de door de schakeling zelf opgewekte pulsen reageert, is nog een extra D-FF en AND-poort in de schakeling opgenomen. Bij twee opeenvolgende gekomprimeerde pulsen reageert de schakeling nu alleen op de eerste. Mocht de eerste puls niet gezien worden door een of andere oorzaak, dan wordt de D-FF niet getriggerd, en komt de detektie schakeling niet in actie. Er kan op deze manier dus niet op de foutieve pulsen gereageerd worden.

6.2.1.2.3 De fasekorrelator

Voor het korreleren van de triggerpuls aan de fase van de ontvangen puls kan met een komparator een kloksignaal gemaakt worden van de draeggolf. Omdat transistor-transistor logika (TTL) niet snel genoeg is voor 60MHz, is besloten de gehele detektie schakeling in emitter-gekoppelde logika (ECL) uit te voeren. Bij ECL worden de transistoren niet in verzadiging gestuurd, en werkt daardoor sneller [lit. 6]. TTL werkt met insteltijden van $\approx 10-20$ nsec., ECL met insteltijden van $\approx 2-4$ nsec.



Figuur 6.10. De triggerpuls generator in ECL, met fasekorrelatie.

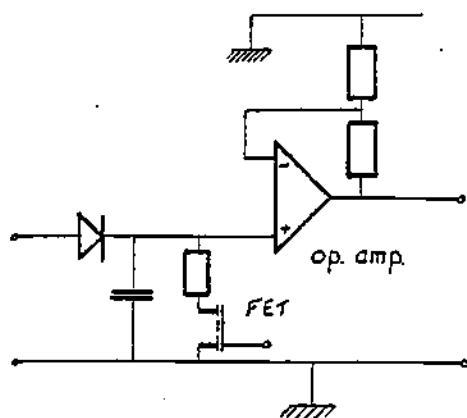
De detektor wordt hierdoor een stuk sneller, en door de koppeling aan de fase van de ontvangen puls in principe net zo stabiel als het koho-sigitaal. De totale schakeling ziet er dan uit als aangegeven in figuur 6.10.

De monostabiele multivibrator is in deze schakeling vervangen door gebruik te maken van de Q^{nec} uitgang van de slave komparator. De middelste D-FF in figuur 6.10 wordt gereset met behulp van de opgaande achterflank van het Q^{nec} signaal van de slave, waarna de AND-poort weer gesloten is.

6.2.1.2.4 De amplitude-regelaar

Parallel aan het genereren van een triggerpuls moet de amplitude van de door de drempeldetektor doorgelaten puls gemeten worden. De aftrekpuls moet immers tot op deze waarde verzwakt worden, zodat na aftrekken het residu de gewenste amplitude van $(-PCF+H_2)$ dB [§6.1] boven ruis zal hebben. Het meten van de amplitude kan bijvoorbeeld met een integrator schakeling gedaan worden. Het oppervlak van de gekomprimeerde puls boven de drempel is een maat voor de echo sterkte. De voorkeur moet echter gegeven worden aan een schakeling waarbij de amplitude van de gekomprimeerde puls gemeten wordt, omdat deze rechtevenredig is met de ontvangen signaalsterkte.

Een eenvoudige oplossing voor het meten van de amplitude is het gebruik van een diode en kondensator, zoals aangegeven in figuur 6.11. Het ontladen van de kondensator kan bijvoorbeeld met een FET gedaan worden, gestuurd uit een logische poort. Een logisch circuit kan gestart worden door de komparator van het pulsgenerator circuit. Na het starten zorgt een reeds lopende klok voor uitvoeren van een reset op alle circuits.



Figuur 6.11. Het amplitude-meetcircuit.

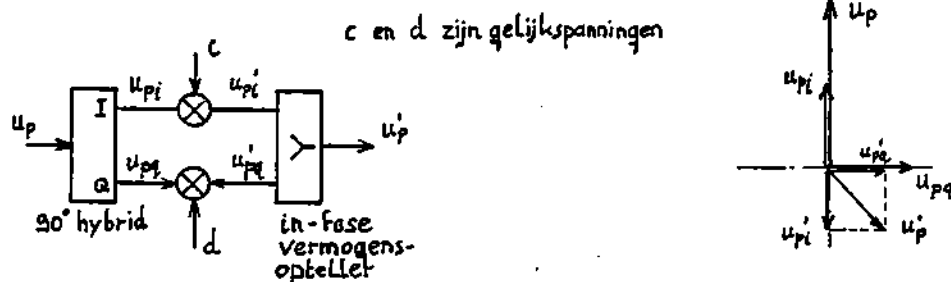
6.2.1.2.5. De fasedraaiier.

Zoals in §6.2.1.2 is afgeleid, is de fase van de ontvangen puls afhankelijk van de afgelegde afstand. In formule (6.12) aangegeven met de term ϕ . Op het moment () dat de AVL in aktie moet komen is de fase van de ontvangen puls dus bekend en kan de fase van de aftrekpuls zodanig gedraaid worden dat in-fase afgetrokken kan worden. Omdat er met chirpen gewerkt wordt, dus breedbandige signalen, moet de fasedraaiing frekwentie onafhankelijk zijn. Met

behulp van een vektormodulator kan frequentie onafhankelijk fase gedraaid worden, bovendien is met deze bouwsteen tegelijk ook de amplitude te regelen.

De vektormodulator

De werking van de vektormodulator is aangegeven in figuur 6.12. Het ontvangen signaal wordt gesplitst in een in-fase en quadratuur komponent. Door met behulp van mixers de amplitudes van de beide componenten afzonderlijk te regelen kan nu iedere gewenste fasedraaiing en uitgangsamplitude verkregen worden. Het toepassen van een vektormodulator in een systeem zonder terugkoppeling (FF) (Engels: feed forward) is door het grote aantal onnauwkeurige parameters echter niet mogelijk. In appendix C is een indruk gegeven hoe groot de maximale relatieve-afwijking dan kan worden.



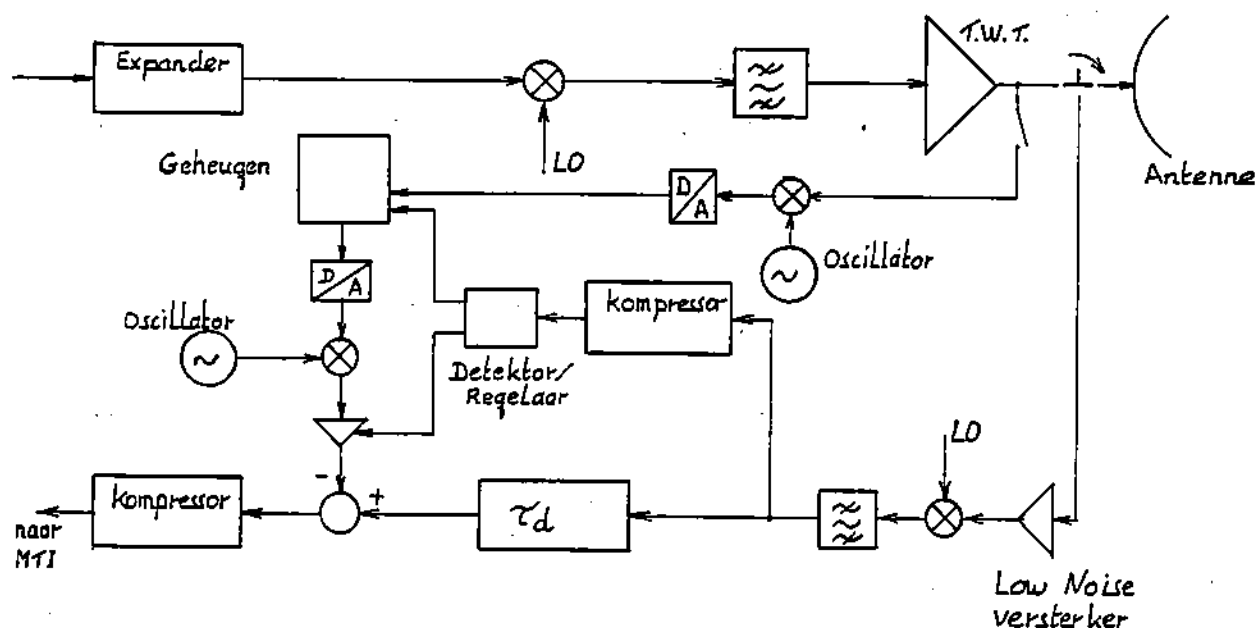
Figuur 6.12. De vektormodulator.

6.2.2 Digitaal

Een digitale uitvoering van de anti-verdringingslus staat aangegeven in figuur 6.13. Na detektie van een sterke echo wordt een programmable read only memory (PROM) uitgelezen, welk signaal na D/A-konversie van de ontvangen puls afgetrokken wordt. Het geheugen kan op ieder gewenst moment gelezen worden. Probleem is dat de huidige geheugens niet zo snel uitgelezen kunnen worden dat direkt een chirp met, bij HSA gebruikte, centrale frekwenties van 30 of 60MHz gegenereerd kan worden. Na D/A-konversie moet dus nog gemengd worden. Dit levert echter problemen op, omdat de faserelatie met het oscillator-signaal niet bekend is, is de aftrekpuls na mengen niet meer coherent met de ontvangen puls. Dus zelfs het corrigeren van de fase door middel van later beginnen met uitlezen, zoals voor analoge systemen met een lage procentuele bandbreedte voorgesteld is, gaat hier niet goed.

Een mogelijke oplossing is het starten van de meng-oscillator tegelijk met het uitlezen van het geheugen. Een andere en waarschijnlijk eenvoudiger oplossing is het overbodig maken van het mengen. Dit kan door de IF van het radarsysteem zodanig laag te kiezen dat de uitleessnelheid van het PROM hoog genoeg is. Een andere IF betekent een andere expander. Omdat er toch al een digitale expander gebruikt wordt is het logisch de zend-expander ook digitaal te maken. De situatie is nu weer gelijk als in het blokschema van figuur 6.1. In tegenstelling tot twee analoge expanders zijn twee digitale expanders wel precies gelijk te maken (op kwantisatie fouten na), zodat het systeem in het blokschema van figuur 6.1 nu wel goed bruikbaar is. Een geheugen kan slechts op één adres tegelijk gelezen worden, aaneengesloten

clutters kunnen dus net als bij de analoge situatie niet verwerkt worden. Omdat digitale expanders echter precies gelijk te maken zijn, kunnen er meerdere expanders parallel gezet worden in de AVL. Afhankelijk van het aantal parallele expanders kunnen er nu eenzelfde aantal overlappende pulsen verzwakt worden. Als de kwantisatie ruis niet te groot is, wat afhankelijk is van het aantal bits per woord, dan biedt een digitale AVL dus een goed perspectief.

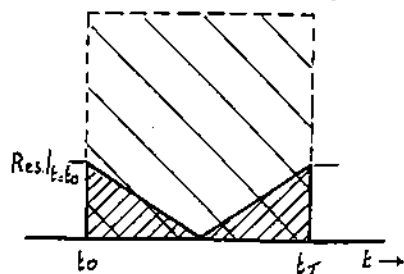


Figuur 6.13. AVL met PROM en mixer.

6.3 DE AVL IMPROVEMENT-FAKTOR

Omdat de goede werking van de AVL afhankelijk is van systeempara-
meters zoals, de bandbreedte en de centrale frekwentie. Het is
dus van belang van te voren de uitbreiding van de dynamiek die
met de AVL bereikt kan worden, te kunnen berekenen. Rekenen aan
FM pulsen leidt tot te grote problemen, echter een grove benede-
ring kan redelijk snel en eenvoudig uitgevoerd worden.

Wanneer aangenomen wordt dat de fasecorrectie goed werkt, dan is het residu in de midden nul [figuur 6.15]. Omdat de frekwenties aan het begin en einde van de chirp bekend zijn, kan de hoogte van het residu aan de uiteinden berekend worden. Het oppervlak van het residu onder de verbindinglijnen tussen de drie bekende punten, ten opzichte van het oppervlak van de ontvangen puls is een maat voor de energie afname van de van de ontvangen puls.



Figuur 6.14. De benadering van de residupuls-omhullende.

De ontvangen puls kan complex worden geschreven als [form. 6.12]:

$$U_2 \exp[j(\omega_f(t-\tau) - \omega_{f0}\tau)] \quad (6.13)$$

De aftrekpuls wordt een tijd $(\tau + \delta\tau)$ later gegenereerd, waarbij $\delta\tau$ de jitter voorstelt. Bovendien wordt het tijdstip van generatie gecorrigeerd naar de fase van de centrale frekwentie van de ontvangen puls, hiervoor wordt een term θ ingevoerd. De aftrekpuls kan dan worden geschreven als:

$$U_3 \exp[j(\omega_f(t - \tau - \delta\tau - \theta))] \quad (6.14)$$

$$\begin{aligned} \omega_f &= 2\pi * \text{gezonden frekwentie} \\ \omega_{f0} &= 2\pi * \text{mengfrekwentie} \\ \delta\tau &= \text{jitter} \\ \theta &= \text{fasecorrectie} \end{aligned}$$

De AVL improvement faktor (AIF) wordt berekend voor de situatie zonder jitter, $\delta\tau = 0$, en met gelijke amplitude van de twee af te trekken pulsen, $\frac{1}{2}U_2 = U_3$. De fase van de aftrekpuls moet in het midden van de puls, dus bij frekwentie f_0 , in fase zijn met de ontvangen puls. Voor θ kan dan het volgende afgeleidt worden:

$$[\omega_0 \cdot t - \omega_{f0} \cdot t] = [\omega_0(t - \theta)]$$

$$\theta = t \cdot f_{L0} / f_0 \quad (6.15)$$

Na aftrekken van formule 6.14 van 6.13, en uitwerken van de dan verkregen uitdrukking in het reële en imaginaire deel kan een uitdrukking voor de hoogte van het residu aan de einden afgeleid worden. Omdat de jitter $\delta\tau = 0$, genomen is, is het residu symmetrisch. Qua faseverschil tussen de ontvangen puls en de aftrekpuls wordt de slechtste situatie genomen, dus π radialen. Dit leidt tot formule 6.16.

$$\text{Res}|_{t=t_0} = \sqrt{[-1 - \cos(-\pi \frac{f_{L0}t_0}{f_0})]^2 + [-\sin(-\pi \frac{f_{L0}t_0}{f_0})]^2} \quad (6.16)$$

$$\begin{aligned} t &= \text{tijd} \\ t_0 &= \text{begintijdstip van de chirp} \\ t_T &= \text{eindtijdstip van de chirp} \\ f &= \text{frekwentie} \\ f_0 &= \text{centrale frekwentie} \end{aligned}$$

De AIF wordt dan:

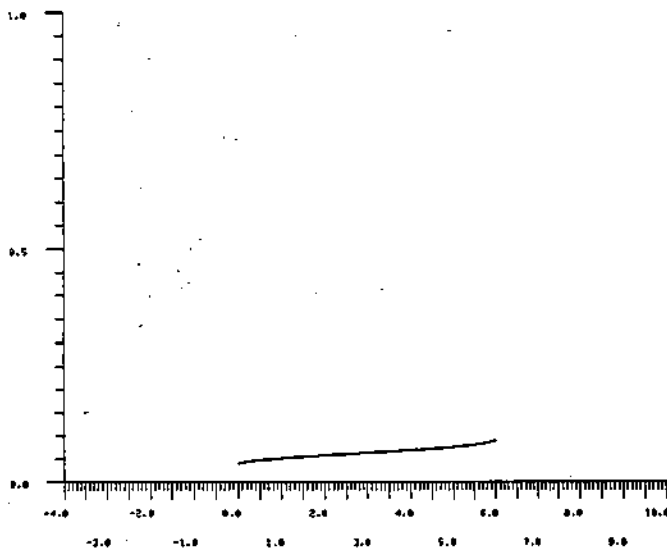
$$\text{AIF} = 10 \cdot \log\{\frac{1}{2} \text{Res}|_{t=t_0}\} \quad (6.17)$$

$$\begin{aligned} \text{AIF} &= \text{AVL improvement faktor} \\ T &= \text{puls lengte} \end{aligned}$$

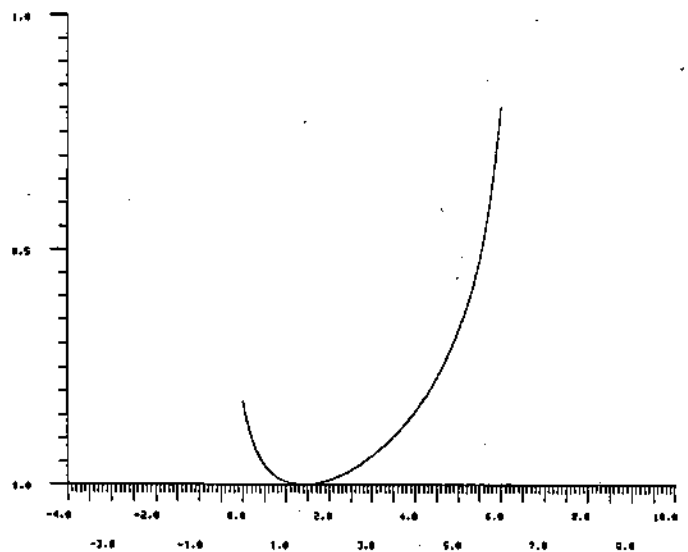
Formule 6.17 geeft een schatting van de dynamiek uitbreiding die met de AVL mogelijk is. Bij deze schatting wordt de soort FM niet meegenomen, maar dit leidt niet tot grote afwijkingen. Wat wel tot afwijkingen zal leiden is dat de omhullende van het residu niet meer netjes rechthoekig is. De HZ-afstand wordt hierdoor kleiner en daarmee ook de dynamiek.

6.3 DE SIMULATIE

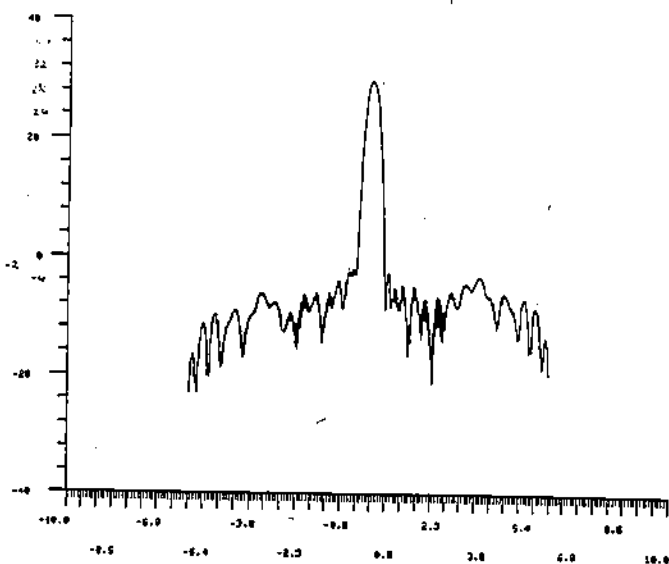
Met behulp van een komputerprogramma is de werking van de AVL gesimuleerd. Het protocol van het programma is in appendix B weergegeven. Bij de simulatie kan het faseverschil tussen de ontvangen puls en de aftrekpuls opgegeven worden, het amplitudeverschil en de jitter. Omdat de fase van de ontvangen puls nu volkomen willekeurig is, in tegenstelling tot de fase van de aftrekpuls die vast ligt, zal er afhankelijk van de fase een gebied zijn, waarbinnen het vermogen van de tijd-zijlussen na kompressie terechtkomt (het gearceerde gedeelte in de grafieken 6.1 en 6.2).



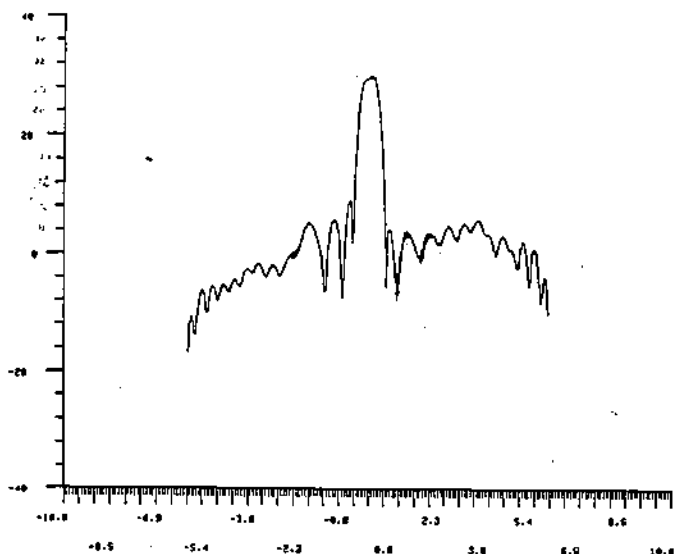
Figuur 6.15. Het residu van 0° faseverschil tussen ontvangen en aftrekpuls.



Figuur 6.16. Het residu van 180° faseverschil tussen ontvangen en aftrekpuls.



Figuur 6.17. De responsie op bovenstaande residu.



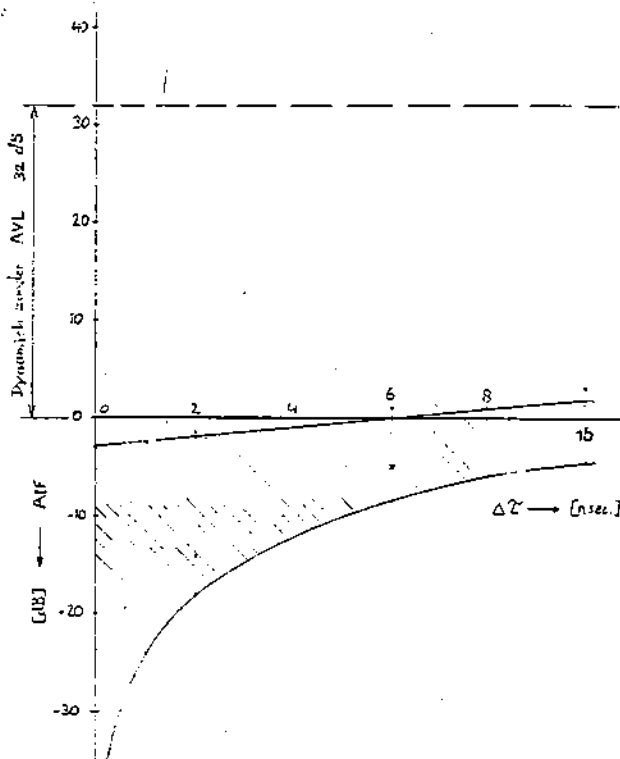
Figuur 6.18 De responsie op bovenstaande residu.

Als de fase van de ontvangen puls toevallig net gelijk is aan de fase van de aftrekpuls is het residu na aftrekken klein en zullen de tijd-zijlussen op een laag nivo terechtkomen. Wanneer echter de fase van de ontvangen puls juist 180° gedraaid is, wordt het tijdstip van genereren van de aftrekpuls wel gecorrigeerd, maar het residu zal altijd meer inhoud hebben dan in de vorige situatie. De tijd-zijlussen zullen nu hoger liggen. In de figuren 6.15 en 6.16 zijn de residuen van respectievelijk in-fase en 180° uit-fase aftrekken afgebeeld. De gesimuleerde jitter hierbij was 4 nsec. In de figuren 6.17 en 6.18 de respectievelijke responsies na kompressie.

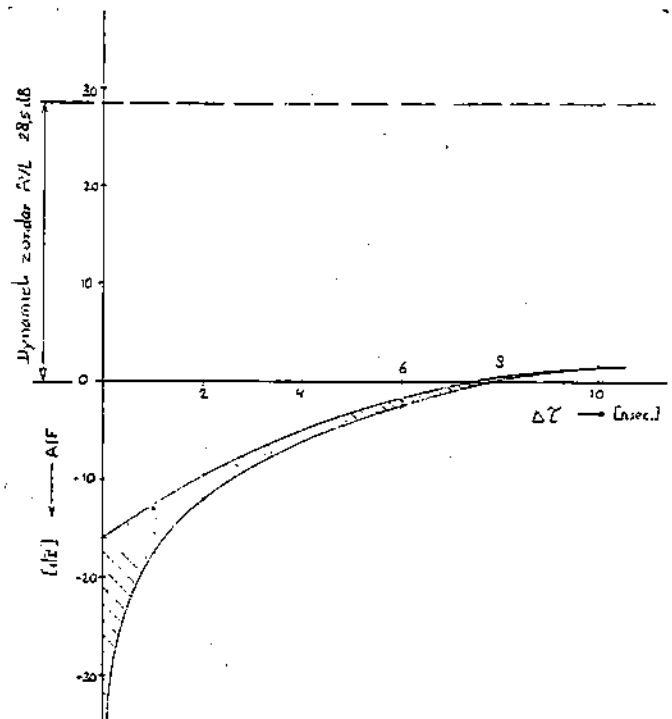
In sommige gevallen zal door de werking van de AVL de gekompri-meerde puls een dubbele hoofdlus hebben. Dit treedt op wanneer de jitter klein is en het faseverschil tussen de ontvangen en aftrekpuls groot is. Omdat de jitter klein is, is het residu redelijk symmetrisch. Tengevolge van het grote faseverschil zal het residu aan de uiteinden grote pieken hebben. Zie ook figuur 6.16 Door de konvolutie van dit residu met de korrelator (impulsres-ponsie van het ontvangerfilter), kan men zich voorstellen dat er dan twee pieken ontstaan.

6.3.1 Simulatieresultaten

In de grafieken 6.1 en 6.2 zijn de resultaten van de simulaties aangegeven. Beide grafieken geven aan met welk interval het dyna-mische gebied uitgebreid kan worden als functie van de jitter.



Grafiek 6.1. De dynamiek uitbreiding van een systeem met $x = 40\%$.



Grafiek 6.2. De dynamiek uitbreiding van een systeem met $x = 10\%$.

Het verschil tussen de grafieken is de procentuele bandbreedte. Het blijkt dat bij systemen met een lage procentuele bandbreedte de spreiding als functie van de ontvangen fase kleiner wordt, en dat er dan toch een vrij forse dynamiekvergroting mogelijk is.

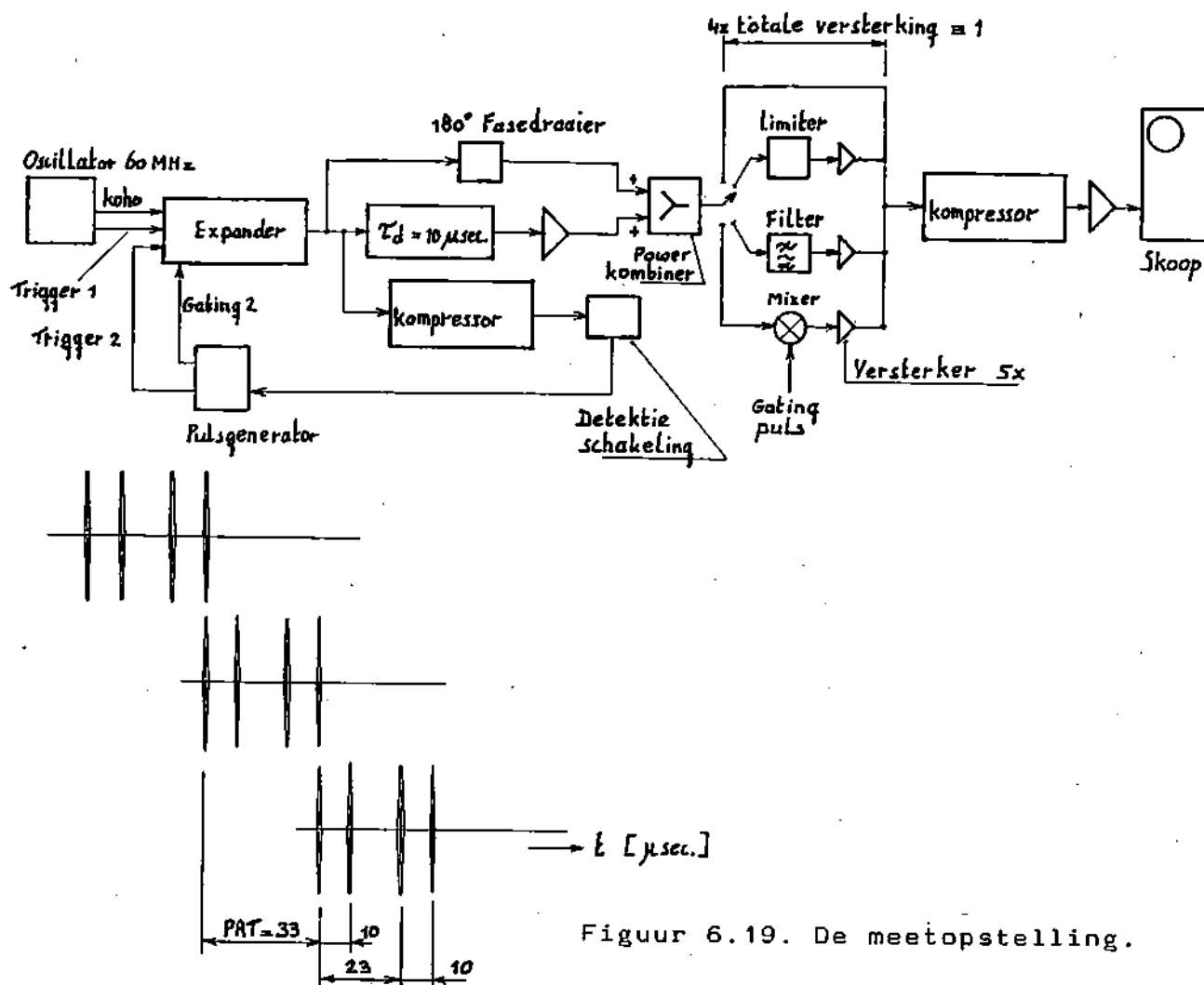
Met behulp van formule 6.17 kan voor bovenstaande systemen berekend worden dat de AIF zonder jitter voor $\alpha = 40\%$ en $\alpha = 10\%$ respectievelijk 5 en 11dB is. De ordegrrootte komt overeen met het simulatieresultaat. Het verschil kan verklaart worden door het omhoog komen van de tijd-zijlussen ten gevolge van vervormde omhullende en door het benaderen van de parabolische vorm van het residu door twee rechte lijnen [fig. 6.14].

6.4 METINGEN

6.4.1 De meetopstelling

Om na te gaan in hoeverre de AVL in werkelijkheid voldoet is een meetopstelling gebouwd. De meetopstelling is aangegeven in figuur 6.19. Na triggeren van de expander duurt het ongeveer 2,5psec. tot de voorflank van de chirp. Voor de meting wordt een chirp van 6,2psec. gebruikt, met een centrale frekwentie van 60MHz. Het midden van de gekomprimeerde puls ligt 20,5psec. na het trigger moment. Als verondersteld wordt dat de detektie schakeling geen vertraging introduceert, en de expander dus na 20,5psec. opnieuw wordt getriggerd, dan ligt de voorflank van de tweede chirp $20,5 + 2,5 = 23$ psec. na de eerste. Via een pulsgenerator kan de tweede triggerpuls, afkomstig van de detektieschakeling, wel enigszins vertraagd worden zodat de tijd tussen de twee chirpen wel iets groter gemaakt kan worden. De vertraging die met de pulsgenerator geïntroduceerd wordt moet echter zeer kort gehouden worden, omdat hierdoor een enorme instabiliteit wordt veroorzaakt. In dat geval blijft de tweede chirp konstant verlopen.

Om af te kunnen trekken moet de eerste chirp dus 23psec vertraagd worden. Dergelijk grote SAW-vertragingslijnen geschikt voor 60 MHz, waren echter niet aanwezig, wel twee SAW-lijnen van 10psec. Door nu een PAF met een periodetijd van 33psec. te kiezen kan de gegenereerde aftrekpuls van de opvolgende chirp afgetrokken worden. Bij uittrekken van het pulspatroon dat dan op de scope verkregen wordt is te zien dat 10psec. voor en 10psec. na het tijdstip van aftrekken ook gekomprimeerde pulsen komen. Het tijd-zijlus niveau strekt zich uit over tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte, zodat de gekomprimeerde residupuls dus last heeft van de tijd-zijlussen van deze voor- en naijlende pulsen. Een vertraging van 20psec. kan ook niet, omdat de aftrekpuls en vertraagde puls elkaar dan deels overlappen. Er is met een vertraging van 10psec. beproefd.



Figuur 6.19. De meetopstelling.

6.4.2 De meetresultaten

Bij variatie van de drempelspanning blijkt de voorflank van de triggerpuls niet te verlopen, dit is logisch want de eerste nul-doorgang van de gekomprimeerde puls blijft op dezelfde plaats staan. De minimale triggerpuls-lengte is 400nsec. Volgens de specificatie van de expander dient de triggerpuls >400nsec. te zijn.

De 10 μsec . vertragsingslijn blijkt nogal veel vervorming van de omhullende te geven. De redelijk rechthoekige ingangspulsen zijn na de vertragsingslijn bij lange na niet meer rechthoekig. Dit heeft een nadelige invloed op de HZ-afstand na pulskompressie.

Er is gemeten aan een systeem met, $\chi = 12.5\%$. Vergelijken met de vertraagde pulsen, waren de zijlussen van de residupuls ongeveer 2,5 dB verzwakt. De winst ten opzichte van de niet-vertraagde pulsen bleek nagenoeg nihil. Een tegenvallend resultaat voor een systeem dat volgens de simulatie geschikt voor de AVL zou moeten zijn.

De tegenvallende resultaten zijn voor een groot deel te wijten aan de vervorming van de omhullende van het residu. Deze vervorming wordt gedeeltelijk veroorzaakt door de vertragsingslijn, en gedeeltelijk door het niet geheel overlappen van de ontvangen- en

aftrekpuls ten gevolge van de fasecorrectie. Door het niet geheel overlappen ontstaan pieken aan de voor- en achterkant van de residupuls.

Zoals uit het levelediagram van figuur 6.4 blijkt, volgt na de AVL nog een limiter om echo's van bewegende doelen en van aaneengesloten clutters te begrenzen. Door deze limiter worden de pieken van een residupuls weggehaald. In de proefopstelling is ook geprobeerd met een limiter de omhullende van het residu glad te strijken. De gerealiseerde limiter gaf echter nogal veel fasevervorming, zodat de HZ-afstand met limiter kleiner was dan zonder limiter. Daarna zijn de pieken aan de voor- en achterkant van het residu met behulp van een gate weggehaald. De winst bleek weer nagenoeg nihil te zijn. De voor de gate gebruikte mixer gaf ook fasevervorming. De pieken aan de voor- en achterkant kunnen ook met een bandfilter weggehaald worden, deze oplossing gaf ongeveer 3dB lagere zijlussen ten opzichte van de vertraagde pulsen. Er is vergeleken met de vertraagde pulsen omdat in de uiteindelijke schakeling, zie figuur 6.3, de ontvangen pulsen ook vertraagd worden.

Omdat de tijd-zijlussen van de gekomprimeerde pulsen overlappen [§6.4.1] ontstaat geen zuiver beeld van de hoogte van de tijd-zijlussen van de residupuls. De proef moet met een vertragingstijd met een langere vertragingstijd en vlakkere doorlaatband herhaald worden.

Een mogelijkheid tot verbetering kan het toepassen van polarisatie diversity zijn [lit. 14]. De ontvanger moet dan verschillende polarisatierichtingen kunnen ontvangen. De hoeveelheid hardware neemt hierdoor dus toe. Stel dat door toepassing van diversity een aantal signalen met onderling verschillende amplitude en fase is verkregen. Deze signalen kunnen in gemoduleerde of gedemoduleerde vorm aan een kombineerschakeling worden aangeboden. Normaliter werkt de kombineerschakeling volgens de volgende drie verschillende principes:

- het sterkste signaal kiezen en doorlaten
- alle signalen optellen en doorlaten
- de versterking en fase van ieder ingangssignaal zodanig regelen dat het uitgangssignaal op ieder moment de grootste S/N-verhouding heeft

Zoals uit hoofdstuk 3 blijkt kan bij radar het ontvangen vermogen ook veel te groot zijn, zodat er gelimit moet worden. De eerste twee bovengenoemde punten moeten voor radartoepassingen enigszins aangepast worden. Stel er worden twee polarisatierichtingen ontvangen. Van twee signalen die laag in de vermogens-input-range [fig. 2.2] zitten wordt inderdaad steeds het sterkste signaal gekozen, van twee signalen echter die bovenin de vermogens-input-range zitten wordt het zwakste signaal gekozen. Het effect van verdringing ten gevolge van begrenzen treedt dan minder vaak op.

Een belangrijke voorwaarde voor het slagen van diversity is de samenhang tussen de kanalen. Als in een kanaal de S/C-verhouding klein is moet dit in een ander kanaal groot (groter) zijn. Deze samenhang kan aangegeven worden door middel van een kruiskorrelatiecoëfficiënt.

Een volgende stap naar nog uitgebreider systemen is een combinatie van polarisatie diversity met kunstmatige intelligentie. De uit te zenden polarisatierichting is nu ook instelbaar en moet zodanig geregeld worden dat sterke clutters al behoorlijk onderdrukt worden, b.v. kustlijnen, heuvels en torens. Er worden weer meerdere polarisatierichtingen ontvangen, maar nu zodanig dat per rangequant de daar aanwezige clutter onderdrukt wordt. Van te voren moet van elke rangequant dus al bekend zijn welke polarisatierichting verwerkt moet worden.

Omdat er al veel onderzoek aan polarisatie diversity gedaan wordt is dit onderwerp hier verder niet belicht.

Vergroten van de hoofdlus/zijlus-afstand lijkt aan het maximaal haalbare te zitten. Zowel analoog als digitaal ligt de grens bij ongeveer 43dB.

MTI vóór pulskompressie kan uitgevoerd worden. De cancelling moet dan digitaal gedaan worden en vergt nogal veel hardware. Wordt er FFT-processing toegepast, dan zijn er voor een 8-punts FFT al tenminste 15 FFT-processoren nodig en een snel 2Mbit geheugen. Enige jitter bij het cancellen blijkt het vermogensverschil tussen de hoofd- en zijlussen van de gekomprimeerde puls niet erg nadelig te beïnvloeden. Uit de voorlopige simulatieresultaten blijkt dat het vermogensverschil hooguit een paar dB zakt, afhankelijk van de bandbreedte van het radarsysteem. De simulatie van MTI vóór PC is echter niet geheel betrouwbaar en moet nog verbeterd worden. Daarnaast moet er nog onderzocht worden of cancellen met 70dB, zoals in figuur 5.1 aangegeven is, haalbaar is. In ieder geval zal dit tot een veel grotere hoeveelheid hardware leiden, omdat de cancelling over een veel groter aantal pulsen uitgevoerd moet gaan worden.

Het toepassingsgebied van de analoge anti-verdringingslus is beperkt tot puntclutters. De uitgevoerde simulaties van de AVL geven aan dat zelfs met enige jitter de regellus behoorlijk veel winst kan boeken, tot boven de 10dB zelfs. De dynamiek uitbreiding die mogelijk is, is afhankelijk van de bandbreedte/centrale frekwentie verhouding van het gebruikte radarsysteem.

De proefopstelling van de AVL, komt niet erg overeen met de simulatieresultaten. De dynamiekuitbreiding die mogelijk is, is ongeveer 3dB. De schakeling is door de koppeling aan de fase van het ontvangen signaal zeer stabiel, en blijkt bij verhogen of verlagen van de detektiedrempel niet te verlopen. De meting moet herhaald worden met een vertraginglijn die minder vervorming van de omhullende geeft, en die langer is. De vertraging moet minstens tweemaal de ongekomprimeerde pulslengte zijn. Er moet nog een amplituderégelaar gebouwd worden, en de werking daarvan moet getest worden. Voor het gladstrijken van de bovenkant van het residu moet een limiter gebouwd worden. Met deze twee componenten is het systeem dan compleet.

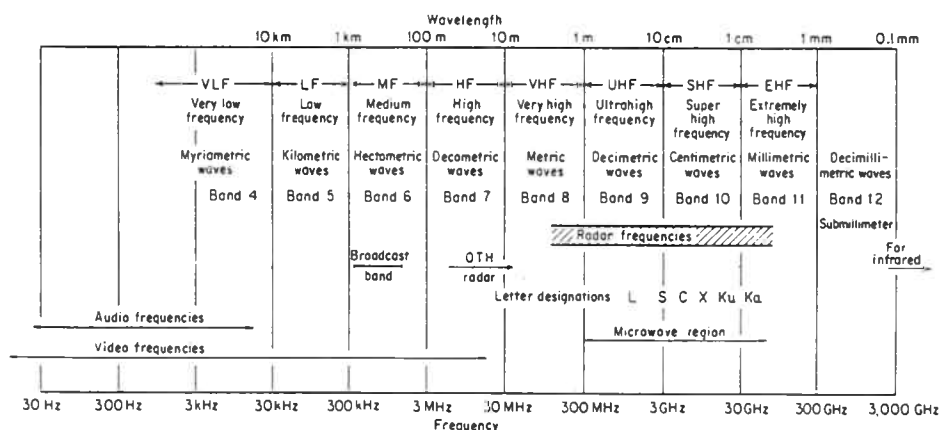
Een digitale ontvanger met AVL kan wel voor aaneengesloten clutters toegepast worden, door het aantal expanders waarmee de aftrekpulsen gegenereerd worden uit te breiden. Door de lage IF van digitale systemen, ligt de procentuele bandbreedte hoger dan bij analoge systemen, en is de digitale uitvoering in principe minder geschikt om te worden uitgerust met de AVL.

-
- [1] Albanese, D.F., Klein, A.M., Pseudorandom code waveform design for CW radar, IEEE A.E.S., 1979; 15(1): pp. 67-75.
 - [2] Armstrong, G.A., The design of S.A.W. dispersive filters using interdigital transducers, Wave Electronics, 1976; 2(1-2-3): pp. 155-176.
 - [3] Arnbak, J.C., Dijk, J., Herben, M.H.A., Neessen, J.T.A., Radio en radar, Syllabus van de T.U.Eindhoven, nr. S.653.0, 1985; pp. 4.32-4.36.
 - [4] Barton, , Radars volume 3, Pulse compression, Artech House, 1975; 3: pp. 9-53.
 - [5] Bird, G.J.A., Radar precision & resolution, Pentech Press Ltd., London, 1974
 - [6] Bokhoven, . van, Elektronika 2 digitaal, Syllabus van de T.U.Eindhoven, nr. S.6510.0, 1984, pp. 58 - 60.
 - [7] Boorn, J.H. van den, Faatz, J.A.W., Elektronika 2, Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.627.0, 1984; pp. J.10-J.12.
 - [8] Boorn, J.H. van den, Elektronika 1 (deel 2), Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.603.1, 1984; pp. G.1-G.60.
pp. S.36-S.38.
 - [9] Bray, R.C., Chu, Y.C., SAWR fabrication, Hewlett Packard Journal, 1981; 32(5): pp. 11-13.
 - [10] Breukers, K., Faatz, J.A.W., Moderne elektronika, Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.6510.0, 1984; pp. D.21-D.22.
 - [11] Butterweck, H.J., Grondslagen van de moderne optica, Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.010.2, 1985; pp. 93-97.
 - [12] Cook, C.E., Transmitter phase modulation errors and pulse compression waveform distortion, Microwave journal, 1963;
 - [13] Cross, P., Rissman, P., Shreve, W., Microwave SAW resonators fabricated with direct writing elektron beam lithography, Proc. Ultrasonics Symposium, 1980; pp. 158-162.
 - [14] Dijk, J., Maanders, E.J., Antennes en propagatie, Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.635.0, 1984; Okt:
pp. 18.22-18.33.
 - [15] Duijndam, B.P.M., Memo ontwerpafdeling HSA, nr. 860415/6, HSA, 1986; pp. 01-06.
 - [16] Goldbohm, E., Elektronische Navigatie 2, Syllabus van de T.U. Delft, 1985; pp. S.1-S.24.
 - [17] Harris, F.J., On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform, Proc. IEEE, 1978; 66(1): pp. S1-83.
 - [18] Haan, F.H. de, Memo SEAT, nr.327, HSA, 1983.
 - [19] Hewlett Packard Journal, 1981; 32(12).
 - [20] Klauder, J.R., Price, A.C., Darlington, S., Albersheim, W.J., The theory and design of chirp radars, The Bell system technical journal, 1960; 39(4): pp. 745-789.

- [21] Kuilder, H., Razenberg, A., Een onderzoek naar een digitale realisatie van pulscompressie, Memo SEAT, nr. 840117/343, HSA, 1984.
- [22] Kuilder, H., Razenberg, A., Toepassing digitale pulscompressie in kleine x-band zender-ontvanger, Memo SEAT, nr. 831019/7, HSA, 1983.
- [23] Maines, J.D., Paige, E.G.S., Surface-acoustic-wave components, devices and applications, Proc. IEE, 1973; 120(10A): pp. 1078-1110.
- [24] Milsom, R.F., Bulk wave generation by the IDT, Wave Electronics, 1976; 2(1-2-3): pp. 64-81.
- [25] Newton, C.O., Computer simulations of piecing errors for large time-bandwidth surface acoustic wave pulse compression loops, AEE, memorandum no. 2886, 1974; June.
- [26] Novellino, N., Smart generators issue faster arbitrary waves, Electronic Design, 1987; June: pp. 67-74.
- [27] Parker, D.W., Pratt, R.G., Smith, F.W., Stevens, R., Filter auf der basis von akustischen oberflächenwellen, Funk Technik, 1976; 31(23): pp. 776-783.
- [28] Rich, G.J., Pattern generation and replication for SAW devices, Wave Electronics, 1976; 2(1-2-3): pp. 219-237.
- [29] Rihaczek, A.W., Principles of high resolution radar, McGraw Hill, Inc., 1969.
- [30] SAWR device fabrication, Hewlett Packard Journal, 1981; 32(S): pp. 13.
- [31] Shreve, W.R., Signal processing using surface acoustic waves, Hewlett Packard Journal, 1982; 33(1): pp. 3-8.
- [32] Skolnik, M.I., Introduction to radar systems, 2nd ed., McGraw Hill, Inc., 1980; pp. 411-420.
- [33] Skolnik, M.I., Radar handbook, McGraw Hill, 1970;
- [34] Vakman, , Sophisticated signals and the uncertainty principle in radar,
- [35] Verkroost, G., Signalen 3, Syllabus van de T.U. Eindhoven, nr. S.626.1, 1985; pp. 6.1-6.6.
- [36] Woodward, P.M., Probability & information theory with applications to radar, 2nd ed., Pergamon Press, 1964.

APPENDIX A

FREKVENTIEBAND BENAMINGEN



FREQUENCY BAND DESIGNATIONS

PREVIOUS FREQUENCY DESIGNATIONS	VHF			UHF		L		S		C		X		Ka		K		Ka		MILLI- METER							
FREQUENCY (GHz)	0.1	0.15	0.2	0.3	0.5	0.75	1	1.5	2	3	4	5	6	8	10	15	20	30	40	50	60	75	100				
CURRENT FREQUENCY DESIGNATIONS	A			B		C		D		E		F		G		H		I		J		K		L		M	

APPENDIX B

HET PROTOKOL VAN HET SIMULATIE-PROGRAMMA

PROTOCOL: PC.FOR

SUBROUTINE p(t)

maak keuze vr. FM.: lineaire fm
niet-lineaire fm

IF (Lineaire fm) THEN
weegfunctie := uniform

IF (niet-lineaire fm) THEN
weegfunctie := Taylor weegfunctie
maak keuze vr. weegfie.: tijd-ziglus niveau
aantal termen

FFT⁻¹[weegfunctie] {de impulsresp. van het
matched filter}
INTEGREER[weegfunctie] {de tijd als functie van
de freq.}
SPIEGEL[t(f)] {de freq. als functie van
de tijd}
INTEGREER[f(t) '] {de fase van de puls}
SET[amplitude := 1] {een rechth. puls}
FFT[1*exp(j*fase)] {het spektrum F(f) van de
puls}

maak keuze vr. ampl.: rechthoekige omhullende
cosine taper
driehoek omhullende
zaagtand omhullende

FFT[ampl *exp(j*fase)] {het spektrum F'(f) van
de gestoorde puls}

PRINT[fm , fase , ampl , |F(f)|²]

END {de chirp p(t) is be-
peeld}

SUBROUTINE H(f)

maak keuze: reciprocal ripple compensatie ? [ja,nee]

IF (rec. ripple comp.) THEN
|H(f)| := weegfunctie(f) / |F(f)|
ELSE
|H(f)| := |F(f)|
ENDIF

```
arg[ H(f) ] := arg[ -F(f) ]
```

```
PRINT[ |H(f)| ]
```

```
END
```

{de overdrachts fie. H(f)
is bepaald}

```
SUBROUTINE h(t)
```

```
FFT-1[ H(f) ]
```

```
PRINT[ |h(t)| ]
```

```
END
```

{de impulsresp. van het
ontvangerfilter met reci-
procal ripple komp.}

```
SUBROUTINE i(t)
```

```
INPUT[ radiële snelheid doel ]
```

```
arg[ i(t) ] := arg[ p(t) ] +  $4\pi \cdot \frac{v_{rad}}{c} : (RF - \frac{B}{2}) \cdot t + \frac{B}{2 \cdot T} \cdot t^2$ 
```

```
ampl[ i(t) ] := ampl[ p(t) ]
```

```
maak keuze : AVL simulatie [A=1]
```

```
MTI voor PC simulatie [A=0]
```

```
IF A=1 THEN
```

```
Re[i(t)] = COS[ arg(i(t)) -  $\omega_{LO} \tau$  ] - konst. COS[ arg(i(t)) -  $2\pi f(t) \delta \tau$  -  $f(t) \cdot \omega_{LO} \tau / \omega_c$  ]
```

```
Im[i(t)] = SIN[ arg(i(t)) -  $\omega_{LO} \tau$  ] - konst. SIN[ arg(i(t)) -  $2\pi f(t) \delta \tau$  -  $f(t) \cdot \omega_{LO} \tau / \omega_c$  ]
```

```
ELSE
```

```
INPUT[ jitter ]
```

```
Re[i(t)] = AMPL[i(t)] · COS[ arg(i(t)) ] - AMPL[i(t) - jitter] · COS[ arg(i(t) - jitter) ]
```

```
Im[i(t)] = AMPL[i(t)] · SIN[ arg(i(t)) ] - AMPL[i(t) - jitter] · SIN[ arg(i(t) - jitter) ]
```

```
PRINT[ |Re[i(t)]|^2 + |Im[i(t)]|^2 ]
```

```
END
```

{de echo i(t) is bepaald}

```
SUBROUTINE g(t)
```

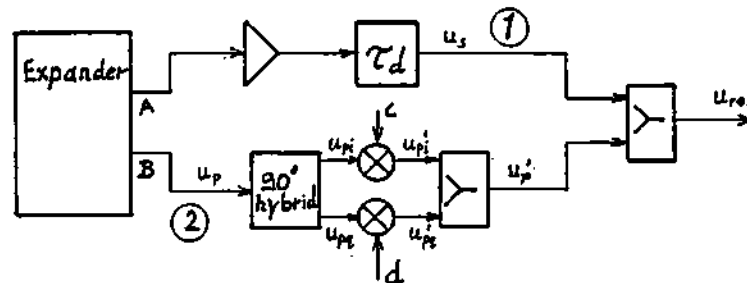
```
CORRELEER[ i(t) * h(t) ]
```

```
PRINT[ g(t) ]
```

```
END
```

{de gekomprimeerde puls}

FOUTENBESCHOUWING VAN DE VEKTORMODULATOR



Figuur C.1. Een tweepuls-canceller met een vektormodulator.

Voor het afleiden van de maximale relatieve-afwijking van de vektormodulator wordt uitgegaan van figuur C.1. Er moet een formule voor het residu aan de uitgang van de canceller afgeleid worden, waarin alle parameters worden meegenomen.

De signalen ter plaatse ① en ② kunnen geschreven worden als:

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad u_s &= S \cos(\omega \cdot t + \theta) \\ \textcircled{2} \quad u_p &= P \cos(\omega \cdot t) \end{aligned}$$

Na de 90° hybrid wordt u_p gesplitst in:

$$\begin{aligned} u_{p1} &= a \cdot P \cos(\omega \cdot t) \\ u_{p2} &= b \cdot P \sin(\omega \cdot t + \tau) \end{aligned}$$

De factoren a en b zijn ongeveer $\frac{1}{2}$, en zijn meestal enigszins afhankelijk van de frekwentie.

Na de mixers ontstaat:

$$\begin{aligned} u_{p1}' &= c \cdot a \cdot P \cos(\omega \cdot t) \\ u_{p2}' &= d \cdot b \cdot P \sin(\omega \cdot t + \tau) \end{aligned}$$

Deze beide componenten worden vervolgens in-fase opgeteld en van u_s afgetrokken. Dit levert het volgende residu op:

$$\begin{aligned} u_{res} &= S \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta) - c \cdot a \cdot P \cdot \cos(\omega t) - d \cdot b \cdot P \cdot \sin(\omega t + \tau) \\ &= [S \cdot \cos(\theta) - c \cdot a \cdot P - d \cdot b \cdot P \sin(\tau)] \cdot \cos(\omega t) - [A \sin(\theta) + dbP \cos(\tau)] \sin(\omega t) \\ &= \sqrt{[S \cos(\theta) - c \cdot a \cdot P - d \cdot b \cdot P \sin(\tau)]^2 + [S \sin(\theta) + dbP \cos(\tau)]^2} \cdot \cos(\omega t + \xi) \end{aligned}$$

$$\text{tg } \xi = \frac{S \cdot \sin(\theta) + dbP \cos(\tau)}{S \cos(\theta) - c \cdot a \cdot P - dbP \sin(\tau)}$$

De maximale relatieve-afwijking in u_{res} ten gevolge van alle parameters kan als volgt worden uitgerekend:

$$\frac{\Delta u_{res}}{u_{res}} = \frac{\partial u_{res}}{\partial S} \cdot \frac{1}{u_{res}} \cdot \Delta S + \frac{\partial u_{res}}{\partial \theta} \cdot \frac{1}{u_{res}} \cdot \Delta \theta + \dots \dots + \frac{\partial u_{res}}{\partial P} \cdot \frac{1}{u_{res}} \cdot \Delta P$$

Uitwerken van deze uitdrukking levert een resultaat dat erg omvangrijk wordt. Wordt alleen de maximale relatieve-afwijking $\Delta u_{res}/u_{res}$, ten gevolge van ΔP uitgewerkt, dan geeft dat reeds voldoende inzicht over de grootte van $\Delta u_{res}/u_{res}$. Dit levert het volgende resultaat:

$$\frac{\Delta u_{res}}{u_{res}} = \frac{[S \cdot \cos(\theta) - c \cdot a \cdot P - dbP \sin(\theta)][-ca - db \sin(\theta)] + [S \sin(\theta) + dbP \cos(\tau)] db \cos(\tau)}{[S \cos(\theta) - c \cdot a \cdot P - dbP \sin(\theta)]^2 + [S \sin(\theta) + dbP \cos(\tau)]^2} \Delta P$$

De mixers worden zodanig ingesteld dat $S \cos(\theta) = c \cdot a \cdot P$, en $S \sin(\theta) = -d \cdot b \cdot P$. Wordt dit in bovenstaande uitdrukking ingevuld dan de uitdrukking vereenvoudigd worden tot:

$$\frac{\Delta u_{res}}{u_{res}} = \left\{ 1 + \left(\frac{\sin(\tau)}{1 - \cos(\tau)} \right) \cdot \arctg(\theta) \right\} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta P}{P}$$

Een gebruikelijke waarde voor $\tau = 3^\circ$. Zowel Anzac als Merrimac specificeren deze waarde voor hun 90° hybrids. Wordt deze waarde ingevuld, dan volgt voor $\Delta u_{res}/u_{res}$:

$$\frac{\Delta u_{res}}{u_{res}} = \left\{ 1 + 38 \cdot \arctg(\theta) \right\} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta P}{P}$$

Voor de expander is als amplitudetolerantie aan de uitgang opgegeven: $\Delta P/P = 12\%$

Zelfs al zijn de twee signalen bij 1 en 2 in-fase, dan nog is de maximale relatieve-afwijking ten gevolge van ΔP , al 6%. Wanneer de signalen bij ① en ② uit-fase zijn, wordt de maximale relatieve-afwijking zeer snel erg groot. Hieruit kan gekonkludeerd worden dat de vektormodulator niet in een feed-forward regellus gebruikt kan worden.

DE SYMBOLENLIJST

ADC	Analoog/digitaal konverter
Ae	Effektief antenne oppervlak
Att	Verzwakking
AVL	Anti-verdringingslus
B	Spektrum bandbreedte
c	Lichtsnelheid
C	Clutter-vermogen/spanning
CFA	Crossed field amplifier
D	Begrenzerlevel
D _a	Breedte van de antenne-apertuur
DAC	Digitaal/Analoog konverter
ECL	Emitter-gekoppelde logika
EM	Elektromagnetisch
f _o	Centrale frekwentie
f _d	Dopplerfrekwentie
f _{LO}	Frekwentie van de lokale oscillator
f _m	Bemonsterfrekwentie
f _c	Zendfrekwentie
FFT	Fast-Fourier-transformatie
FIF	FFT-improvementfaktor
FM	Frequentie-modulatie
G	Antennewinst
H	Staphoogte van Hammingweegfunctie
HSA	Hollandse Signaalapparaten
HZ	Hoofd- en zijlus vermogensverschil
IDT	Interdigitale omzetter
IF	Midden-frequentie
I	Overlap tussen niet-gelijkpolige elektroden
LO	Lokale oscillator
mem	Geheugen capaciteit
MTI	Moving target indication
MIF	MTI improvement faktor
N	Ruisvermogen
p	Afstand tussen gelijkpolige elektroden
PC	Pulskompressie
PCF	Pulskompressiefaktor
PROM	Programmable read only memory
PRF	Puls repetitiefrequentie
PRT	Puls herhalingsstijd
P _r	Ontvangen vermogen
P _t	Uitgezonden vermogen
R	Afstand antenne - doel
RF	Radio frequentie
rrk	Reciprocal ripple kompensatie
S	Signaal-vermogen/spanning
SAW	Surface acoustic wave
SCS	Radardoorsnede
SSA	Solid state amplifier

T	Puls lengte
T_0	Periodetijd van de centrale frekwentie
T_m	Bemonstertijd
TTL	Transistor-transistor logika
TWT	Travelling wave tube
U	Spanningsamplitude
v	Fasesnelheid van de oppervlaktegolf
Verdr	Verdringing
v_n	n ^e blinde snelheid
w	Elektrode breedte
w(t)	Weegfunctie in tijddomein
W(f)	Fourier transform van w(t)

δR	Afstandsresolutie
δT	Jitter
θ_m	Bundelbreedte in azimuth
λ	golflengte
σ	radardoorsnede
τ_d	Vertragingstijd
α	Procentuele bandbreedte

* Konvolutie operator