

MASTER

Een snelle digitale signaal verwerker voor het ultrasoon biopsie apparaat : een array-processor

Verhoeven, J.T.M.

Award date:
1988

[Link to publication](#)

Disclaimer

This document contains a student thesis (bachelor's or master's), as authored by a student at Eindhoven University of Technology. Student theses are made available in the TU/e repository upon obtaining the required degree. The grade received is not published on the document as presented in the repository. The required complexity or quality of research of student theses may vary by program, and the required minimum study period may vary in duration.

General rights

Copyright and moral rights for the publications made accessible in the public portal are retained by the authors and/or other copyright owners and it is a condition of accessing publications that users recognise and abide by the legal requirements associated with these rights.

- Users may download and print one copy of any publication from the public portal for the purpose of private study or research.
- You may not further distribute the material or use it for any profit-making activity or commercial gain

FACULTEIT DER ELEKTROTECHNIEK
TECHNISCHE UNIVERSITEIT
EINDHOVEN
VAKGROEP MEDISCHE ELEKTROTECHNIEK

EEN SNELLE DIGITALE SIGNAAL VERWERKER
VOOR HET ULTRASOON BIOPSIE APPARAAT

Een array-processor

door: J.T.M. VERHOEVEN

Rapport van het afstudeerwerk
uitgevoerd van maart-1985 t/m januari-1986
in opdracht van prof. Dr. Ir. J.E.W. Beneken
onder leiding van Dr. Ir. J.M. Thijssen (K.U.N.)
en Ir. W. Kruimer (Z.W.O./K.U.N.).

DE FACULTEIT DER ELEKTROTECHNIEK VAN DE TECHNISCHE
UNIVERSITEIT EINDHOVEN AANVAARDT GEEN VERANTWOORDELIJK-
HEID VOOR DE INHOUD VAN STAGE- EN AFSTUDEERVERSLAGEN.

VELE HANDEN MAKEN LICHT WERK

Voorwoord

Hier wil ik diegenen bedanken die het mij mogelijk maakte dit werk te doen.

De bereidheid tot hulp van de medewerkers van het Biofysich Laboratorium en de prettige samenwerking binnen deze groep hebben mijn afstudeerperiode tot een leerzame en prettige tijd gemaakt. Mijn dank aan allen hiervoor, in het bijzonder Dr. Ir. J.M. Thijssen die mij gastvrijheid verleende en Ir. W. Kruimer wie ik steeds weer kon plagen met mijn vragen om hulp.

Ook wil ik de firma Bakker Electronics danken voor hun gastvrijheid en het beschikbaar stellen van hun faciliteiten.

Verder dank ik mij ouders voor het onderdak dat zij mij verschaft hebben tijdens deze periode, en tenslotte mijn dank aan Anita die niet alleen voor morele ondersteuning zorgde, maar ook een kritisch oog had bij de uitwerking van dit verslag.

Samenvatting

Op het Biofysisch Laboratorium wordt onderzocht of het mogelijk is verband te leggen tussen akoestische eigenschappen van gereflecteerde ultrasone geluidsgolven en histologische eigenschappen van het weefsel dat de reflecties veroorzaakt. Het blijkt dat spectraal analyse van de gereflecteerde signalen, en met name de daaruit te bepalen frequentie afhankelijke verzwakkings coefficient, extra objectieve informatie oplevert over de toestand van het onderzochte weefsel.

Om deze kennis toe te passen in een klinische situatie is een meet-systeem ontworpen; het "Ultrasoon Biopsy Apparaat". Om de frequentie afhankelijke verzwakking te bepalen zijn zeer veel berekeningen nodig. Deze vergen met de, in dit systeem, gebruikte personal computer te veel tijd om het systeem op (semi) real-time basis te laten werken.

In dit verslag wordt de ontwikkeling besproken van een moduul, de snelle digitale signaal verwerker, die een groot deel van de reken-taken op zich moet gaan nemen en wel zodanig dat de gewenste informatie binnen een aanvaardbare tijd (1..20 sec) beschikbaar komt. Het eerste deel van het verslag behandelt de theorie rond het bepalen van de frequentie afhankelijke verzwakkings coefficient. In het tweede deel wordt de opbouw van de snelle digitale signaal verwerker (hardware en software) besproken. Ook is in dit deel een verhandeling te vinden over verschillende technieken welke gebruikt worden om digitale data sneller te verwerken. Voorbeelden hiervan zijn pipe-lining en parallel processing.

Summary

At the Biophysical Laboratory the possibility is investigated to relate the acoustic properties of a reflected ultrasound wave to the histological properties of the tissue causing these reflections. It seems that spectral analysis of the reflected signals, and in particular the frequency dependent attenuation coefficient obtained from this analysis, supplies additional objective information about the state of the investigated tissue.

A measuring system has been designed for applying this knowledge in a clinical situation; the "Ultrasonic Biopsy Apparatus". Very many calculations are needed to obtain the frequency dependent attenuation coefficient, which take too much time on the personal computer used in this system to enable real time operation.

This report describes the development of a module, the fast digital signal processor, which will take over the majority of the calculations in such a way that the desired information will become available within an acceptable time (1..20 sec).

The first part of this report deals with the theory of estimating the frequency dependent attenuation coefficient. The second part describes the structure of the fast digital signal processor (hardware and software). This part also includes a discussion of the various techniques used to speed up the processing of digital data. Examples of these techniques are pipelining and parallel processing.

Lijst van gebruikte symbolen

\sum_n = discete som voor $n \in N$

$*$ = convolutie

$\lceil N \rceil$ = kleinste gehele getal groter dan N

$\lfloor N \rfloor$ = grootste gehele getal kleiner dan N

$|N|$ = $\sqrt{\text{Re}(N)^2 + \text{Im}(N)^2}$

π = 3.14153

Inhoudsopgave

Hoofdstuk 0	INLEIDING	9
Hoofdstuk 1	BEELDVORMING MET BEHULP VAN ULTRAGELUID .	11
1.1	ULTRASONE ECHOGRAFIE	11
1.1.1	De transducer	
1.1.2	De puls echo methode	
1.2	AFBEELDINGS TECHNIEKEN	14
1.2.1	A-mode	
1.2.2	B-mode	
1.3	FYSISCH INTERACTIE VERSCHIJNSELEN . . .	16
1.3.1	Absorptie	
1.3.2	Verstrooiing (scattering)	
1.3.3	Reflectie en refractie	
1.3.4	(Bundel-) diffractie en focusering	
1.4	VERZWAKKING	19
Hoofdstuk 2	ECHOGRAFIE ALS SYSTEEM	22
2.1	SYSTEEM BESCHRIJVING	22
2.2	HET METEN VAN DE OVERDRACHTSFUNCTIE'S . .	24
2.2.1	Het meten van de verzwakking	
2.2.2	Het meten van de (back-) scattering	
Hoofdstuk 3	HET METEN VAN DE FREQUENTIE-AFHANKELIJKE VERZWAKKING	27
3.1	HET THEORETISCH MODEL	27
3.2	DE PRACTISCHE SITUATIE	30
3.3	MATHEMATISCH MODEL	33
3.3.1	Overlappende window's	
Hoofdstuk 4	HET ULTRASOON BIOPSY APPARAAT	36
4.1	OPBOUW	36
4.2	OPVOEREN VAN HET REKENVERMOGEN	38
4.2.1	Opbouw van de snelle digitale signaal verwerker	
Hoofdstuk 5	DIGITAL-SIGNAL-PROCESSING BOARDS	43
5.1	PROCESSOREN	44
5.1.1	Flexibiliteit versus snelheid	

5.2	MEERDERE PROCESSEN GELIJKTIJDIG	47
5.2.1	Verwerkings-snelheden	
5.3	DATA GEHEUGENS	52
5.3.1	Interfacing	
Hoofdstuk 6	REKENEN MET EEN FIXED-POINT PROCESSOR . .	54
6.1	VOORKOMEN VAN OVERFLOW	54
6.1.1	Theorie	
6.1.2	Methode's	
6.2	FOUT ANALYSE	56
6.2.1	Fixed-point versus floating-point processor	
6.3	DE INVLOED VAN HET GEBRUIKTE WINDOW . . .	58
Hoofdstuk 7	PROGRAMMATUUR	63
7.1	PROGRAMMATUUR VOOR DE SIGNAAL PROCESSOR .	64
7.1.1	Rekenen met de VAP-64	
7.1.2	Berekenen van de gemiddelde power spectra	
7.1.3	Correctie programma's	
7.2	PROGRAMMATUUR VOOR DE 68000 PROCESSOR . .	69
7.2.1	Systeem besturing	
7.2.2	Afhandeling commando's	
7.2.3	IEEE-interface	
7.2.4	Aansturing VAP-64	
HOOFDSTUK 8	RESULTATEN EN AANBEVELINGEN	73
8.1	SNELHEID	73
8.2	POWER SPECTRA EN VERZWAKKINGS COEFFICIENT	75
8.3	AANBEVELINGEN	78
Bijlage A.1	Array-processor boards	80
A.2	Processor boards van de firma DSP	81
B.1	Geheugen-indeling VME-bus systeem	82
B.2	Geheugen-indeling VAP bij het uitvoeren van FFT-programma	85
C.1	Lijst van commando's	87
D.1	Stroom-schema's	91
Literatuur	99

Hoofdstuk 0

INLEIDING

Op het Biofysisch Laboratorium van de afdeling Oogheelkunde wordt onderzocht of het mogelijk is om met behulp van ultra-geluid objectieve diagnoses te stellen.

De tot nu toe beschikbare ultrasone echo apparatuur levert de arts voornamelijk informatie over positie en vorm van de door hem onderzochte organen. Afwijkende vormen kunnen door hem (duidelijk) waargenomen worden, maar over de inwendige toestand van een orgaan kan hij slechts (door ervaring) een subjectieve mening vormen.

Op het Biofysisch Laboratorium heeft men geprobeerd (d.m.v. een in-vitro studie) de kennis omtrent de relatie tussen echo-patronen en diverse normale en pathologische weefsels te objectiveren (en te verdiepen). Er is onderzocht of er een eenduidig verband te leggen is tussen akoestische eigenschappen van de gereflecteerde geluidsgolf en de histologische eigenschappen van het onderzochte weefsel.

Gebleken is dat met name spectraal analyse van de RF-(echo-) signalen informatie oplevert over de toestand van (delen van) organen, waarbij de invloed van apparatuur en

voorliggend weefsel kan worden geelimineerd. Met behulp van een spectraal analyse kan bijvoorbeeld de frequentie-afhankelijke verzwakkings coefficient bepaald worden, welke ons iets kan vertellen over de toestand van het onderzochte weefsel.

Men wil de opgedane kennis nu gaan toetsen (en toepassen) in een klinische omgeving. Hiertoe is een ultrasoon meet-systeem ontworpen (het Ultrasonic Biopsy Apparatus). Omdat het bepalen van de objectieve weefsel-parameters zeer veel rekenkundige bewerkingen vergt, was het niet mogelijk om met standaard apparatuur het systeem zodanig te ontwerpen dat de parameters (semi-) realtime beschikbaar kwamen.

Om het rekenvermogen van het systeem op te voeren is een snelle digitale signaal verwerker ontworpen, welke als moduul in te passen is in het meet-systeem. Deze digitale signaal verwerker voert een groot deel van de berekeningen uit, en wel zodanig dat de weefsel-parameters binnen een aanvaardbare tijd bepaald worden.

Hoofdstuk 1

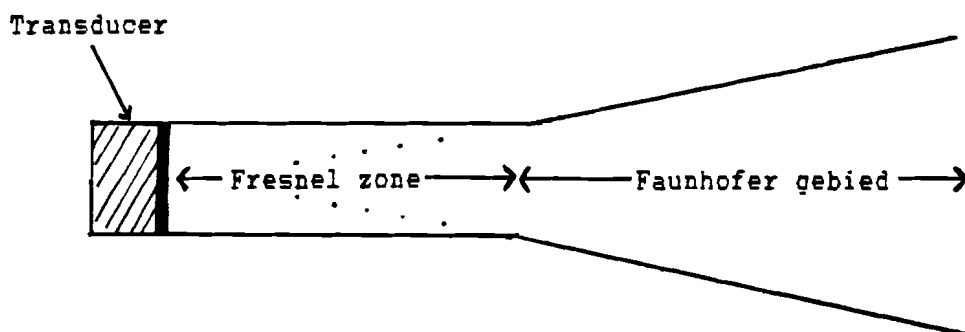
BEELDVORMING MET BEHULP VAN ULTRAGELUID

1.1 ULTRASONIE ECHOGRAFIE

In de medische diagnostiek zijn diverse methodes voorhanden om, op niet invasieve manier, afbeeldingen te maken van menselijke organen. Daarbij wordt altijd gebruik gemaakt van een of ander soort straling. Het meest bekende is de Rontgenstraling. Een nadeel van Rontgenstraling is dat het ioniserende straling is die accumulerende schadelijke effecten veroorzaakt aan biologische weefsels. Een ander soort straling, waarvan tot nu toe niet is aangetoond, dat het bij verstandig gebruik schade kan aanrichten, is ultrageluid. Deze naam wordt gebruikt als aanduiding voor geluid met frequenties boven de gehoorgrens (≥ 20 kHz). In tegenstelling tot de meeste andere soorten straling hebben we hier te maken met een longitudinale golf i.p.v. een transversale golf [A11]. In de medische wereld wordt ultra-geluid gebruikt voor zowel diagnostische als therapeutische doeleinden. In dit verslag wordt alleen ingegaan op het diagnostisch gebruik.

1.1.1 De transducer

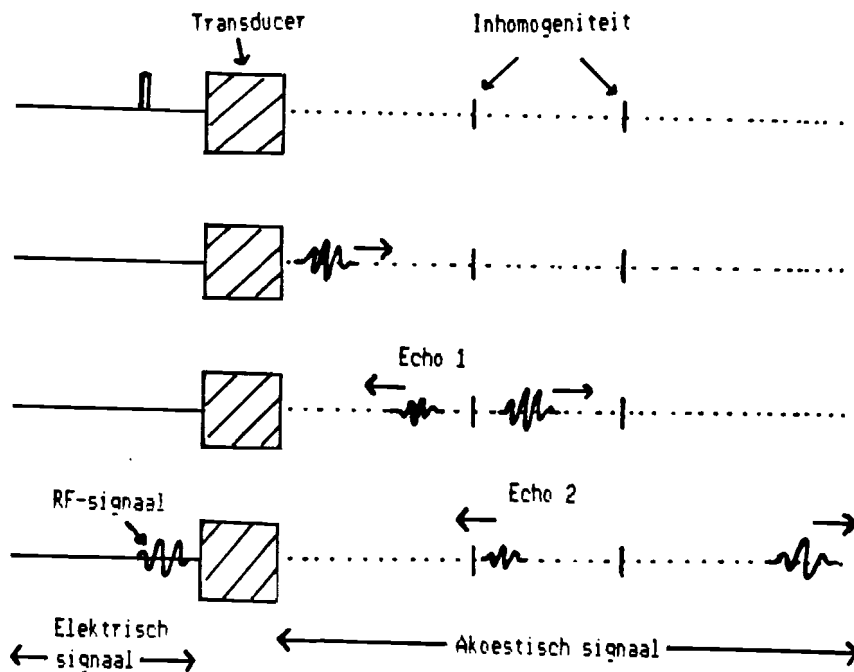
Hoe wordt ultrageluid geproduceerd? Daarvoor wordt gebruik gemaakt van het piezo-electrisch effect. Bepaalde keramische materialen geven een elektrische spanning af als ze mechanisch vervormd worden. Dit effect werkt ook omgekeerd; als over zo'n kristal een elektrische spanning wordt aangebracht, dan krijgt het een mechanische vervorming. Via dit effect wordt een keramisch plaatje in trilling gebracht, zodat deze zich gedraagt als een stralende plaat. Een dergelijke geluidsbron, aangeduid met de naam transducent (eng: transducer), produceert een smalle geluidsbundel in het nabije veld (Fresnel zone), en een steeds wijder wordende bundel in het verre veld (Fraunhofer gebied).



Figuur 1.1 Schematische afbeelding van het geluidsveld van een vlakke transducer.

1.1.2 De puls echo methode

In biologische weefsels wordt ultrageluid gereflecteerd, verstrooid, en geabsorbeerd. Het gereflecteerde en verstrooide geluid (de echo's) kan gebruikt worden voor het maken van afbeeldingen van doorsnedes van een lichaam.



Figuur 1.2 De puls-echo methode.

Bij de puls-echo methode wordt dezelfde transducer gebruikt voor zowel het uitzenden van ultrageluid als het ontvangen van de echo's. Door een korte elektrische puls wordt het kristal in een gedempte trilling gebracht (figuur 1.2a), zodat een geluidspuls het medium wordt ingezonden (fig. 1.2b). Het kristal wordt daarna als ontvanger gebruikt om de echo's ontstaan aan de inhomogeniteiten in het medium (figuur 1.2c), weer om te zetten in een elektrisch signaal, dat het Radio Frekwente (RF-) signaal genoemd wordt (figuur 1.2d). Indien aangenomen mag worden dat de geluids- snelheid "v" constant is (biologisch weefsel 1540 m/s), staat de tijd "t" tussen uitzenden van de puls en ontvangen van de echo in directe relatie met de afstand "z" tussen de transducer en de reflecterende structuur:

$$2 \cdot z = v \cdot t .$$

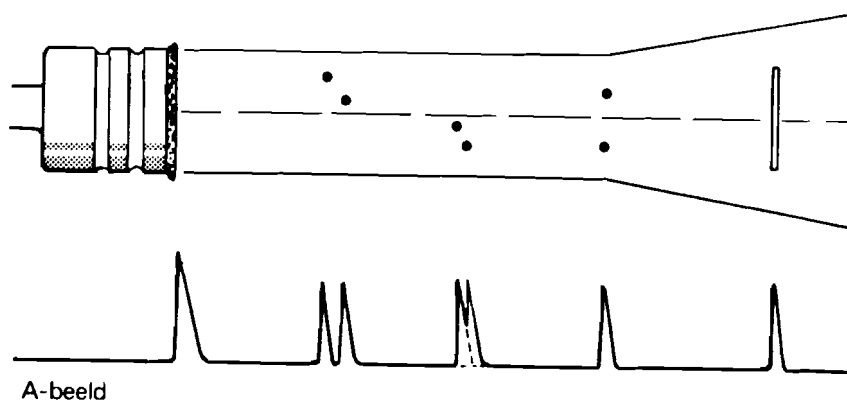
Wordt het elektrische signaal dat de transducer afgeeft op

een oscilloscoop zichtbaar gemaakt, dan krijgen we een eendimensionale afbeelding van de weefselstructuren in de richting van de as van de transducer.

1.2 AFBEELDINGS TECHNIEKEN

1.2.1 A-mode

Van het RF-sigitaal wordt over het algemeen eerst de omhullende bepaald door demodulatie. Het gedemoduleerde sigitaal wordt daarna nog gekomprimeerd en gefilterd. Het zo ontstane tijdsigitaal wordt A(mplitude)-mode echogram genoemd. Het is een eendimensionale afbeelding waarin alle reflecties, veroorzaakt door reflectoren binnen de effectieve geluidsbundel van de transducer, langs de tijd-as worden afgebeeld.

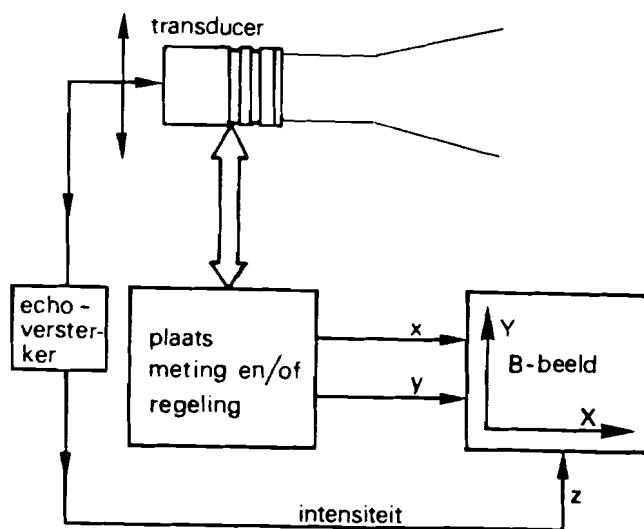


Figuur 1.3 Het axiaal en lateraal oplossend vermogen bij A-mode weergave.

Het lateraal oplossend vermogen wordt beperkt door de breedte van de geluidsbundel (figuur 1.3). Het axiaal oplossend vermogen hangt af van de tijdsduur van de geluidspuls.

1.2.2 B-mode

Door de transducer in de richting loodrecht op de as van de geluidsbundel te verplaatsen (lateraal) kan een reeks naast elkaar in een plat vlak gelegen A-mode echogrammen gemaakt worden. Door de amplitudo weer te geven door middel van de helderheid en de reeks A-mode echogrammen naast elkaar af te beelden op een monitor, ontstaat een B(rightness-) mode echogram (figuur 1.4). Dit is dus een tweedimensionale kaart van echoamplitudos, waarbij de sterkte van de echo's weergegeven wordt door helderheden.



Figuur 1.4 B(rightness)-mode.

In de B-mode afbeelding worden in de eerste plaats de posities en vormen van organen afgebeeld. Tussen

verschillende weefsels bestaat meestal een overgang van akoestische eigenschappen, waardoor het ultrageluid gedeeltelijk gereflecteerd wordt. Grote grensvlakken zorgen voor reflecties waarmee de omtrek van grotere structuren zichtbaar gemaakt kunnen worden. Naast deze reflecties worden vanuit relatief homogene weefsels echo's terug ontvangen, die het gevolg zijn van verstrooiing aan kleine akoestische inhomogeniteiten. Deze echo's hebben een lagere intensiteit. Deze verstrooiing zorgt voor een korrelige textuur waarmee deze weefsels in B-mode scans worden afgebeeld.

1.3 FYSISCHE INTERACTIE VERSCHIJNSELEN

Een geluids-golf die zich door een medium voortplant zal, door interactie's met dat medium, veranderen [B5]. De golf zal verzwakt worden, en er zal een deel van zijn energie gereflecteerd worden. In deze paragraaf worden de belangrijkste interactie's kort beschreven.

1.3.1 Absorptie

Wanneer een geluidsgolf zich door een medium voortplant zal zijn intensiteit afnemen ten gevolge van energieverlies door onder andere absorptie. Hierbij wordt een gedeelte van de energie van de invallende geluids-puls omgezet in warmte. In de meeste biologische weefsels heeft dit een lineair frequentie-afhankelijke verzwakking tot gevolg.

Klassiek werd absorptie gezien als veroorzaakt door wrijving. Tegenwoordig gaat men er echter van uit dat absorptie berust op relaxatie-processen. Wanneer een

ultra-geluidsgolf zich door een medium voortplant zullen er druk en volume veranderingen plaats vinden. Indien de druk en volume veranderingen met elkaar in fase zijn zal er geen energie geabsorbeerd worden van de geluidsgolf. In het algemeen zal er echter een fase-verschil ontstaan ten gevolge van relaxatie-processen en er wordt dus energie geabsorbeerd.

Ten gevolge van absorptie zal de geluidsdruk in de bundel afnemen volgens de relatie:

$$A_z = A_0 \cdot e^{-\alpha \cdot z} \quad , \text{ met } z \text{ de afgelegde weg,} \\ \text{en } \alpha = \alpha(f) = c \cdot f^1 \dots c \cdot f^{1,5} .$$

1.3.2 Verstrooiing (scattering)

Het verschijnsel verstrooiing wordt gekenmerkt door veranderingen van amplitudo, fase, snelheid en richting van de invallende geluids-golf als gevolg van interactie met een ruimtelijke of temporele inhomogeniteit van het voortplantings-medium. Verstrooiing wordt veroorzaakt door verschillen in akoestische impedantie ($Z = \rho \cdot v$, met " ρ " de dichtheid en " v " de voortplantingssnelheid), d.w.z. door verschillen in elastische eigenschappen van verschillende weefsel-structuren binnen het medium. Hierbij wordt aangenomen dat deze structuren klein zijn ten opzichte van de golf-lengte van het gebruikte ultra-geluid (0,1mm ... 0,3mm).

Voor het verstrooid vermogen geldt:

$$P_{sc} = c \cdot f^m \quad , \text{ met } m = 0 \dots 4 \quad ,$$

waarbij m toeneemt met afnemende grootte van de scatterers.

Het blijkt dat ook verstrooiing een frequentie-afhankelijke verzwakking tot gevolg heeft.

1.3.3 Reflectie en refractie

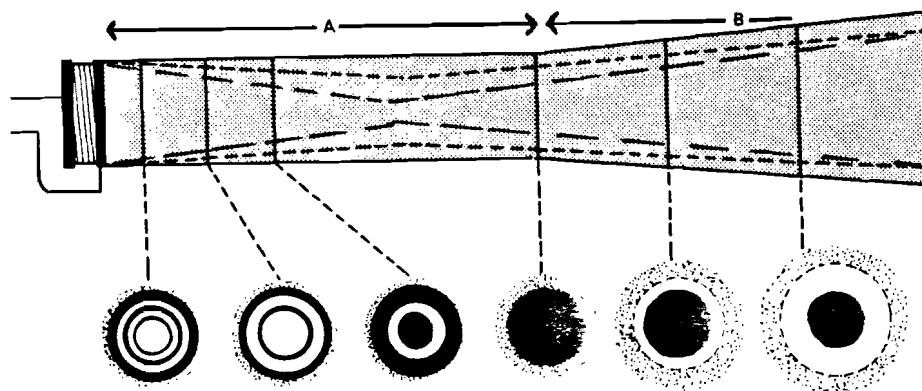
Ook reflectie en refractie worden, net zoals verstrooiing, veroorzaakt door impedantie verschillen tussen verschillende weefselstructuren. Zij treden echter pas op wanneer de structuren groter zijn dan de golflengte van het gebruikte ultrageluid. Hierbij moeten we denken aan bloedvaten en orgaan-overgangen. In het algemeen zijn impedantie verschillen tussen grotere weefselstructuren vrij klein, zodat reflectie en refractie slechts van geringe invloed zijn op de geluidsbundel.

Reflectie en refractie zijn, analoog aan de optica, te beschrijven met de wetten van Snellius. De optredende effecten zijn onafhankelijk van de frequentie (vergelijk verstrooiing voor grote scatterers = reflectieve verstrooiing).

1.3.4 (Bundel-) diffractie en focussering

In praktijk hebben we niet te maken met een ideale evenwijdige bundel ultrageluid van constante intensiteit, maar met een bundel waarvan de intensiteit plaats- (en frequentie-) afhankelijk is (figuur 1.5). In het nabije veld (Fresnel zone; gebied "A") is de bundeldiameter nagenoeg gelijk aan die van de transducer. Omdat de geluidstrillingen afkomstig van de diverse onderdelen van de transducer met onderlinge tijdverschillen (vanwege de verschillen in afstand) in een bepaald punt in het nabije veld aankomen kunnen deze trillingen elkaar versterken of verzwakken (interferentie). In het verre veld (Fraunhofer zone; gebied "B") zal (per definitie) in de hoofdbundel

geen uitdoving plaats vinden, maar zal de bundelbreedte evenredig met de afstand toenemen.



Figuur 1.5 Diffractie en focusering (stippellijn).

Door gebruik te maken van een akoestische lens of door het aanbrengen van tijdsverschillen tussen de zendpuls van verschillende delen van een (array-) transducer kan binnen het nabije veld de ultrageluidsbundel gefocuseerd worden. Dit wordt gedaan om de laterale resolutie van het echosysteem (die evenredig is met de breedte van de bundel) te verbeteren.

Dit geheel kan worden beschouwd als een plaats-afhankelijk filter voor een ideale ultrageluidsbundel.

1.4 VERZWAKKING

Voor de geluidsdruk van een ultra-geluidsgolf die door

weefsel loopt geldt:

$$p(f,z) = p(f,0) \cdot e^{-\alpha(f) \cdot z} ,$$

waarbij "z" de totale afstand is die de golf reeds door het weefsel afgelegd heeft en $\alpha(f)$ de frequentie-afhankelijke verzwakkings coefficient.

Zoals we zagen in de vorige paragraaf is verzwakking een gevolg van zowel absorptie als van verstrooiing. Absorptie is voor ongeveer 90% oorzaak van de verzwakking en andere effecten waaronder verstrooiing voor ongeveer 10% (80% hiervan is op (macro-) moleculair niveau en 20% op cellulair (histologisch) niveau). We kunnen $\alpha(f)$ nu opgebouwd denken uit een deel, α_{ab} , ten gevolge van absorptie en een deel, α_{sc} , ten gevolge van verstrooiing. Er geldt dan:

$$\alpha(f) = \alpha_{ab}(f) + \alpha_{sc}(f) .$$

In het algemeen is $\alpha(f)$ te schrijven als een polynoom:

$$\alpha(f) = \sum_n \alpha_n \cdot f^n .$$

In praktijk zullen de hogere orde termen (te verwaarlozen) klein zijn bij (relatief) lage frequenties.

De frequentie-afhankelijke verzwakkings coefficient levert ons objectieve informatie over (de toestand van) het weefsel [A12]. Zo zal bijvoorbeeld voor een normale lever een $\alpha(f)$ gevonden worden van 0,5 dB/(cm.MHz). Zieke levers zullen echter een afwijkende $\alpha(f)$ opleveren (cirrhosis: 0,9 ; hepatitis: 0,35).

Met behulp van ultrageluid kunnen we dus, naast informatie over positie en vorm, ook objectieve (van meet-systeem en

diagnost onafhankelijke) informatie over de inwendige toestand van (delen van) weefsels verkrijgen. Deze informatie is rechtstreeks afkomstig uit het RF-signaal.

Hoofdstuk 2

ECHOGRAFIE ALS SYSTEEM

2.1 SYSTEEM BESCHRIJVING

We kunnen het geheel van transducer, verzwakkend medium, verstrooiend medium, e.d. ook bezien als een complex systeem. Dit systeem kan dan beschreven worden door zijn overdrachts-functie " Υ ". Deze overdrachts-functie bevat over het algemeen de variabelen " f " (frequentie) en " z " (diepte). Er geldt dan:

$$R(f) = \Upsilon(f, z) \cdot P(f) ,$$

waarbij $R(f)$ de fourier getransformeerde is van het ontvangen signaal $r(n)$, en $P(f)$ de fourier getransformeerde van de zendpuls $p(n)$.

Daar het complexe systeem opgebouwd is uit een aantal sub-systemen, kunnen we ook de overdrachtsfunctie $\Upsilon(f, z)$ opgebouwd denken als het product van een aantal overdrachts-functies. Elke overdrachtsfunctie hoort dan bij een specifiek sub-systeem. Bekijken we ons complexe systeem dan kunnen we de volgende sub-systemen daarin ontdekken:

- i De transducer. Deze zet het elektrische zend-sig-naal om in een akoestisch zend-sig-naal, en het gereflecteerde akoestische sig-naal wordt omgezet in een elektrisch ontvangst-sig-naal (pijl 1 en 4 in figuur 2.1). De bijbehorende overdrachtsfunctie "T" is alleen afhankelijk van de aangeboden frequentie ($T(f)$).

- ii Het verzwakkend medium dat zich tussen de transducer en het Region-Of-Interest bevindt, wordt door de geluidsgolf twee maal doorlopen (pijl 2 en 3 in figuur 2.1). De overdrachtsfunctie "H" die de verzwakking van het akoestische sig-naal weergeeft is zowel frequentie als diepte afhankelijk ($H(f,z)$). Een deel van het doorlopen verzwakkende medium ligt binnen het Region-Of-Interest zelf. Dat deel van de overdrachts-functie dat hiervan het gevolg is, aan te duiden met $H(f,z')$, is op eenvoudige wijze uit $H(f,z)$ te isoleren.

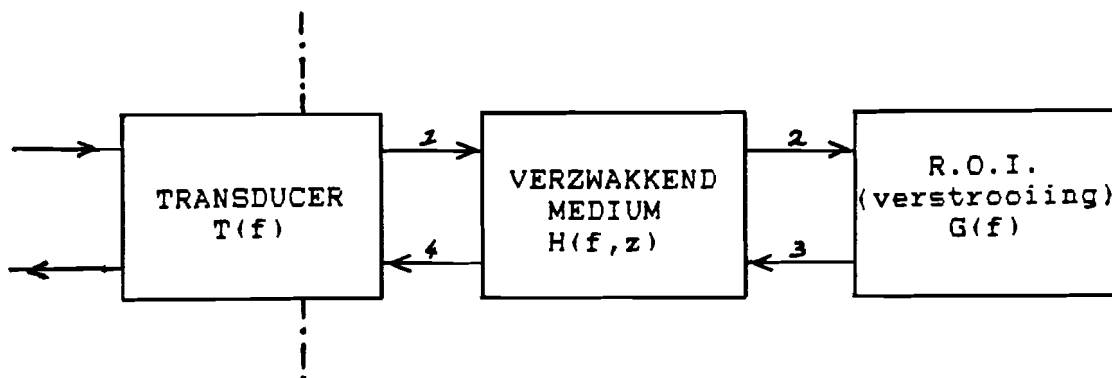
- iii Het Region-Of-Interest. De hierbij behorende overdrachtsfunctie "G" geeft de invloed van de verstrooiing weer. Indien we er vanuit gaan dat de scatterers homogeen en isotroop verdeeld zijn (dus de dichtheid van de scatterers is niet afhankelijk van de plaats) dan is "G" alleen een functie van de frequentie ($G(f)$).

- iv Tenslotte dienen we nog het diffractie-effect mee te nemen in onze beschouwingen. Dit effect wordt veroorzaakt door de diepte afhankelijkheid van de ultrageluids bundel. Het diffractie-effect wordt weergegeven door de overdrachtsfunctie "D", die zowel van de frequentie als van de diepte afhankelijk is ($D(f,z)$) en is gemiddeld over de doorsnede van de geluidsbundel.

We kunnen nu stellen dat voor de totale overdrachtsfunctie geldt:

$$\Psi(f,z) = T^2(f) \cdot H^2(f,z) \cdot G(f) \cdot D^2(f,z) .$$

De overdrachtsfuncties T,H en D komen kwadratisch voor, omdat zowel het uitgezonden als het gereflecteerde signaal de bijbehorende sub-systemen doorlopen.



Figuur 2.1 Systeem-model.

2.2 HET METEN VAN DE OVERDRACHTSFUNCTIE'S

De totale overdrachtsfunctie $\Psi(f,z)$ is op te splitsen in een deel dat informatie bevat over het weefsel dat door de geluidsgolf doorlopen wordt ($H^2(f,z) \cdot G(f)$), en een deel dat de instrument-eigenschappen (transducer e.d.) weergeeft ($T^2(f) \cdot D^2(f,z)$).

Om objectieve gegevens over het weefsel te verkrijgen moeten we de overdrachtsfunctie's "H" en "G" bepalen. Beide overdrachtsfunctie's leveren, los van elkaar, objectieve parameters welke ons iets kunnen vertellen over de toestand van het weefsel.

2.2.1 Het meten van de verzwakking

De overdrachtsfunctie "H" vertelt ons iets over de verzwakkende eigenschappen van het weefsel. Indien we vooronderstellen dat de scatterers (in het ROI) homogeen en isotroop verdeeld zijn dan is het mogelijk door een bepaalde manier van meten (het middelen van meerdere verschil-metingen), welke in het volgende hoofdstuk beschreven wordt, de overdrachts-functie $H(f,z) \cdot D(f,z)$ te bepalen.

De invloed van het diffractie-effect kunnen we bepalen door de responsie op een harde punt-verstrooier in een niet-verzwakkend medium te meten. Indien we het, op deze manier bepaalde, diffractie-effect nu uit $H(f,z) \cdot D(f,z)$ verwijderen houden we alleen de gewenste overdrachtsfunctie "H" over. Hieruit kunnen we nu een parameter halen, de frequentie-afhankelijke-verzwakking, die ons iets kan vertellen over de toestand van het weefsel.

2.2.2 Het meten van de (back-) scattering

Ook de overdrachtsfunctie $G(f)$ zou ons iets kunnen vertellen over het weefsel. Indien we de responsie van het complexe systeem op een bekende zend-puls meten, kunnen we de totale overdrachtsfunctie bepalen uit de relatie:

$$\Psi(f,z) = R(f) \cdot P(f)^{-1} .$$

Indien de overdrachtsfunctie t.g.v. de verzwakking, $H(f,z)$, gemeten is en de correctie-functie voor het diffractie-effect bepaald, dan moeten we alleen nog de invloed van de transducer meten willen we $G(f)$ uit $\Psi(f,z)$ kunnen bepalen. De invloed van de transducer kunnen we

kunnen we bepalen door de responsie te meten indien we de transducer een vlakke plaat in een niet-verzwakkend medium laten bestralen (ook in deze meting moeten we het diffractie-effect corrigeren).

Hoofdstuk 3

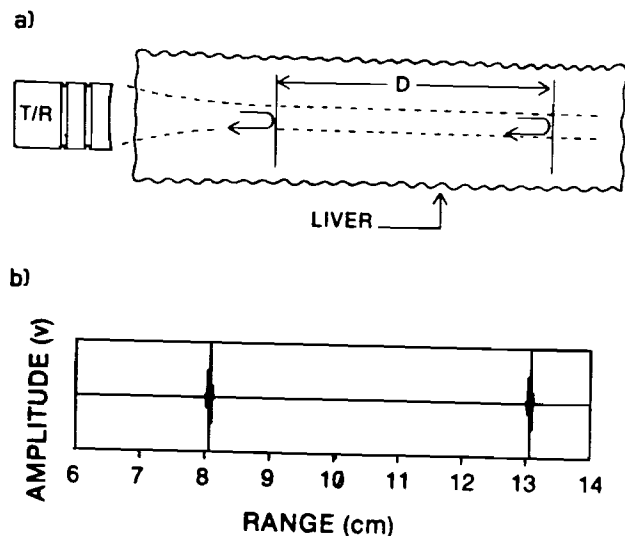
HET METEN VAN DE FREQUENTIE-AFHANKELIJKE-VERZWAKKING

In dit hoofdstuk bespreken we een methode om de frequentie afhankelijke verzwakking, $\alpha(f)$, te meten. Allereerst zullen we kijken naar het ideale (theoretische) geval waar zich in een homogeen medium slechts twee vlakke, harde, reflectoren bevinden. Vervolgens zullen we aantonen dat de aldus verkregen meet-methode ook (met een kleine aanpassing) te gebruiken is in het praktische geval waar weefsel opgebouwd is uit homogeen verdeelde verstrooiers.

3.1 HET THEORETISCH MODEL

Bekijken we allereerst het geval waar zich in een homogeen medium twee harde reflectoren bevinden op een afstand "D" van elkaar. De eerste reflector bevindt zich op een afstand "d" van de transducer (zie figuur 3.1a). Een transducer zendt een akoestische puls in het weefsel en ontvangt de twee echo's afkomstig van de reflectoren (figuur 3.1b). De tweede echo, afkomstig van de veraf gelegen reflector, heeft een extra transformatie ondergaan t.o.v. de eerste echo omdat hij het frequentie

afhankelijk verzwakkend medium tussen de reflectoren extra doorlopen heeft.



figuur 3.1 a) ideale geval; b) Het gereflecteerde RF-signaal.

$P_z(f)$ is het amplitude-spectrum behorende bij de geluidsdruk $p(z)$ van de puls wanneer deze een afstand "z" door het verzwakkend medium doorlopen heeft. Er geldt:

$$P_z(f) = P_0 \cdot e^{-\alpha(f) \cdot z} ,$$

waarbij P_0 de initiele druk en de transducereigenschappen voorstelt.

Ten gevolge van de eerste reflector ontvangt de transducer een gereflecteerde puls met een geluidsdruk $P_n(f)$, en ten gevolge van de tweede reflector een puls met een geluidsdruk $P_f(f)$.

Voor $P_n(f)$ en $P_f(f)$ geldt:

$$P_n(f) = P_0 \cdot e^{-\alpha(f) \cdot 2 \cdot d} \quad \text{en}$$

$$P_f(f) = P_0 \cdot e^{-\alpha(f) \cdot 2 \cdot (d+D)} .$$

(Het diffractie-effect wordt hier verwaarloosd).

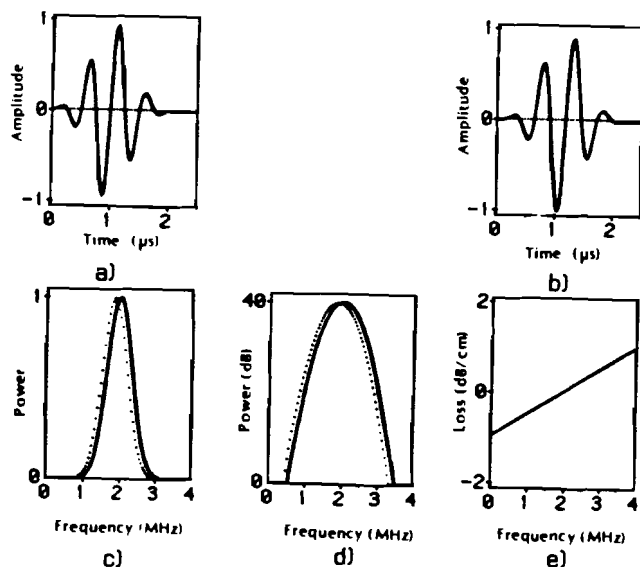
Nemen we de logaritmen van deze amplitude-spectra en trekken we ze van elkaar af dan vinden we:

$$\ln P_n(f) = \ln P_0 - \alpha(f) \cdot 2 \cdot d$$

$$\ln P_f(f) = \ln P_0 - \alpha(f) \cdot 2 \cdot (d+D)$$

$$\ln P_n(f) - \ln P_f(f) = \alpha(f) \cdot 2 \cdot D .$$

We zien dat het logaritmisches-verschil-spectrum gelijk is aan de frequentie-afhankelijke verzwakkingscoëfficiënt maal twee keer de afstand tussen de reflectoren. De eigenschappen van de transducer, P_0 , komen in deze vergelijking niet meer voor.



Figuur 3.2 a) en b) de twee echo's; c) en d) de spectra (getrokken: P_n , gestippeld: P_f); e) logaritmisches-verschil-spectrum.

Voor $\alpha(f)$ geldt nu:

$$\alpha(f) = \frac{\ln P_n(f) - \ln P_f(f)}{2 \cdot D} .$$

In het algemeen geldt:

$$\alpha(f) = \sum \alpha_n \cdot f^n$$

Vaak wordt gewerkt met een benadering:

$$\alpha(f) = \alpha_n \cdot f^n , \quad \text{met } 1 \leq n \leq 1,3 .$$

Indien we in een beperkt frequentie-gebied werken geldt de, door ons gebruikte, benadering [A14,A16]:

$$\alpha(f) = \alpha_0 + \alpha_1 \cdot f .$$

We zien dat $\alpha(f)$ nu opgebouwd is uit een frequentie onafhankelijke term, " α_0 ", en een ,voor ons belangrijke term " α_1 " die de frequentie-afhankelijkheid weergeeft.

We vinden α_1 nu uit:

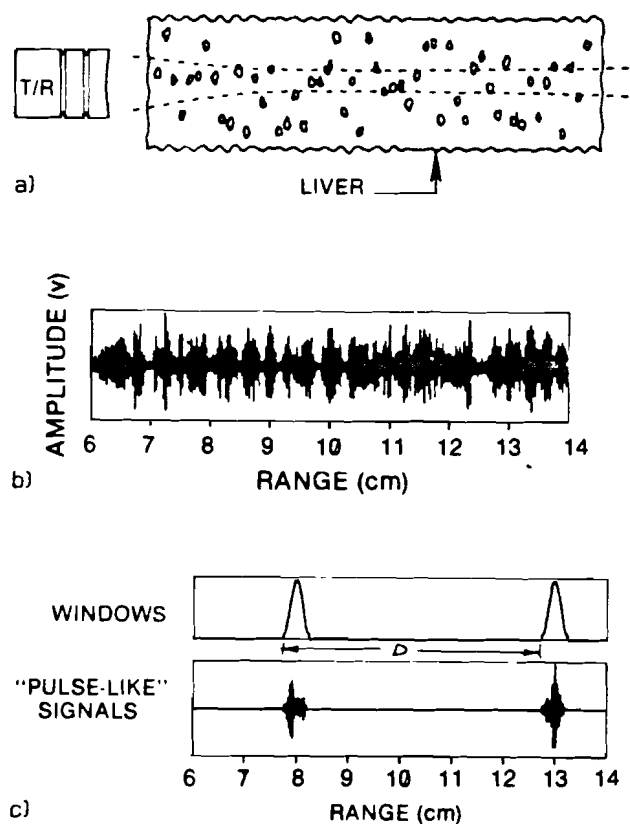
$$\alpha_1 = \partial[\ln P_n(f) - \ln P_f(f)] / 2 \cdot D \cdot \partial f ,$$

wat overeen komt met de richtings-coëfficiënt van de lijn in figuur 3.2e.

3.2 DE PRACTISCHE SITUATIE

Bekijken we nu de werkelijke situatie (figuur 3.3a), waarin het weefsel is opgebouwd uit random verdeelde verstrooiers die alle reflecties veroorzaken, dan zien we

dat het totale, door de transducer ontvangen, gereflecteerde signaal een stochastische vorm heeft zoals aangegeven in figuur 3.3b. We kunnen hierin geen twee duidelijke reflecties herkennen waarvan we het logaritmisch-verschil-vermogen zouden kunnen bepalen.

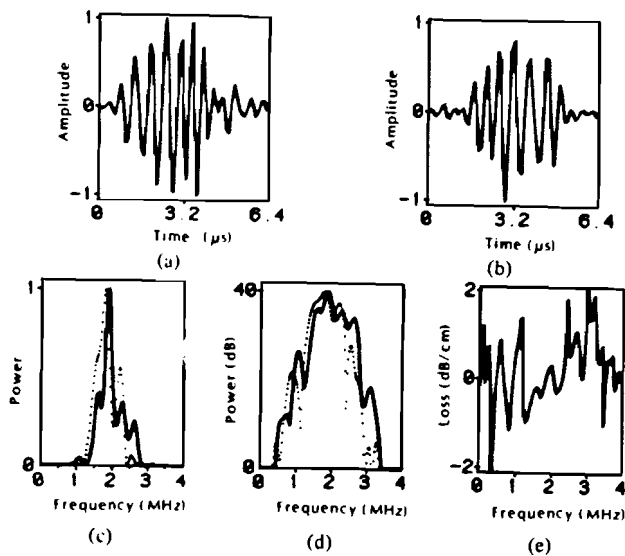


Figuur 3.3 Praktische situatie.

Selecteren we uit het ontvangen gereflecteerde signaal echter twee kleine gebieden met lengte " τ " dan hebben we wel twee puls-achtige signalen waarop we de methode uit de vorige paragraaf kunnen toepassen (figuur 3.3c). De twee puls-achtige signalen krijgen we door over het ontvangen signaal twee vensters (window's) te leggen [A14]. In feite selecteren we aldus de echo's afkomstig van twee

gebieden in het weefsel met ieder een breedte $\frac{1}{2} \cdot (\nu \cdot \tau)$, waarbij " ν " de geluidssnelheid in dat weefsel is.

Bepalen we het logaritmisch-verschil-spectrum van de twee puls-achtige signalen dan kunnen we weer de verzwakkingsparameter bepalen (figuur 3.4). Zoals we zien in figuur 3.4e is α_1 echter niet zo gemakkelijk te bepalen als in de vorige paragraaf. Hoewel er een stijgende tendens waar te nemen is vinden we in dit geval geen eenduidige rechte in de grafiek. Dit komt omdat we niet te maken hebben



Figuur 3.4 a) en b) de twee echo's; c) en d) de spectra (getrokken: P_m , gestippeld: P_f); e) logaritmisch-verschil-spectrum.

met twee harde reflectoren maar met twee gebieden met random verdeelde verstrooiers. Indien we het gemiddelde nemen van meerdere, door onafhankelijke metingen verkregen, logaritmische-verschil-spectra dan wordt het makkelijker een eenduidige waarde voor α_1 vast te stellen, zoals zal blijken in de volgende paragraaf.

3.3 MATHEMATISCH MODEL

Zij $r(n)$ het ontvangen gereflecteerde signaal uit een klein gebied in het weefsel, $p(n)$ de uitgezonden puls, en $g(n)$ een eindige reeks gaussisch verdeelde stochastische variabelen die het effect van de random verdeelde scatteraars in een klein gebied (window) voorstellen (\rightarrow gefilterde "witte" ruis). Indien we het gebied voldoende klein kiezen kunnen we aannemen dat de vorm van de puls, $p(n)$, constant is binnen dit gebied.

Er geldt dan:

$$r(n) = g(n) * p(n).$$

Nemen we hiervan de fourier getransformeerde dan vinden we:

$$R(f) = G(f) \cdot P(f) ,$$

waarbij $G(f)$ de overdrachtsfunctie is die het effect van de random verdeelde verstrooiers op de akoestische puls voorstelt, en $P(f)$ het spectrum van de puls in de oorsprong. Omdat $g(n)$ een stochastische functie is zijn $G(f)$ en, de daaraan gekoppelde, $R(f)$ dat ook.

Nemen we van deze vergelijking de logaritme dan vinden we:

$$\ln R(f) = \ln P(f) + \ln G(f).$$

Nemen we vervolgens het logaritmischespectrum zoals in de voorgaande paragrafen dan vinden we:

$$\begin{aligned} \ln R_n(f) - \ln R_f(f) &= \{\ln P_n(f) - \ln P_f(f)\} + \\ &\quad \{\ln G_n(f) - \ln G_f(f)\} . \end{aligned}$$

We zien dat het logaritmisches-verschil-spectrum in de praktische situatie gelijk is aan het logaritmisches-verschil-spectrum bij twee harde reflectoren plus een term $\Theta(f) = \ln G_n(f) - \ln G_f(f)$. Dus:

$$\ln R_n(f) - \ln R_f(f) = 2 \cdot D \cdot \alpha(f) + \Theta(f) .$$

De term $\Theta(f)$ introduceert dus de "ruis" op het logaritmisches-verschil-vermogen. $G_n(f)$ en $G_f(f)$ zijn beiden voor te stellen als gefilterde "witte" ruis, en dus nog steeds gaussisch verdeeld. Dit houdt in dat, als we maar voldoende onafhankelijke metingen middelen, $\Theta(f)$ naar nul nadert. We houden dan alleen de gewenste ruis-vrije vergelijking over, en kunnen dan de verzwakkings-coefficient eenduidig bepalen [A13].

De relatieve fout veroorzaakt door $\Theta(f)$ verloopt met $1/\sqrt{N}$, waarbij N het aantal middelingen is. De ruis-term zal dus bij voldoende grote N te verwaarlozen zijn.

3.3.1 Overlappende window's

Zoals we zagen kunnen we $\alpha(f)$ beter bepalen naarmate we meer spectrogrammen middelen bij het berekenen van het logaritmisches-verschil-spectrum. De grootte van het Region-Of-Interest en de gebruikte window-lengte bepalen het aantal onafhankelijke spectrogrammen dat we tot onze beschikking hebben.

Door bij het tijdbegrenzen van de RF-signalen een overlap van de window's toe te staan kunnen we het aantal spectrogrammen vergroten. We hebben dan echter geen onafhankelijke spectrogrammen meer. Er is aangetoond dat bij 50% overlap van taps toelopende window's (Hanning-, Hamming-window) de variantie in de berekende waarde voor $\alpha(f)$ $11/9$ groter is dan bij geen overlap [A15]. Maar bij

50% overlap hebben we het dubbele aantal spectrogrammen, zodat we uiteindelijk vinden:

$$\begin{aligned}\text{var}[\alpha(f)]_{\text{overlap}} &= 1/2 \cdot 11/9 \cdot \text{var}[\alpha(f)]_{\text{onafh.}} \\ &= 0.61 \cdot \text{var}[\alpha(f)]_{\text{onafh.}}\end{aligned}$$

De relatieve fout veroorzaakt door $\Theta(f)$ kunnen we dus verkleinen met een factor

$$\frac{1}{\sqrt{(1/2 \cdot 11/9)}} = 1.28$$

door 50% overlappende window's te gebruiken.

Hoofdstuk 4

HET ULTRASOON BIOPSY APPARAAT

4.1 OPBOUW

Het Ultrasoon Biopsy Apparaat (UBA) is een meet-systeem dat gebruikt gaat worden voor [A9]:

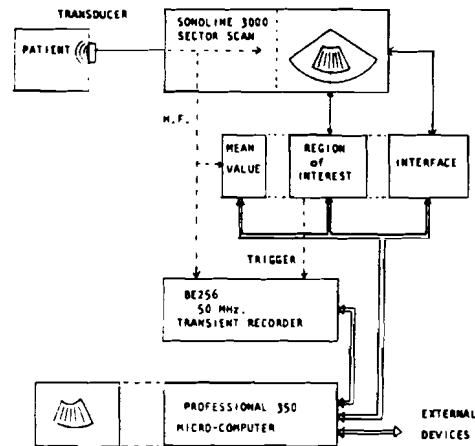
- Beeld textuur analyse van B-mode echogrammen,
- Berekening van (objectieve) akoestische weefsel-parameters.

Om het bovenstaande te kunnen uitvoeren moet het systeem de volgende taken kunnen uitvoeren:

- Het opslaan van het Radio-Frequente (RF) signaal corresponderend met een, uit een twee-dimensionale B-mode scan, selecteerbare Region-Of-Interest (ROI).
- Het ultrasone deel en het data acquisitie deel moeten software bestuurbaar zijn.
- In de kliniek moeten on-line data acquisitie en on-line data-processing mogelijk zijn.
- Het apparaat moet verplaatsbaar zijn (voor gebruik in de kliniek).

- Het apparaat moet gebruikers-vriendelijk zijn (vanwege bediening door niet technisch geschoold personeel).

Wanneer we het systeem willen samenstellen uit commercieel beschikbare apparatuur waaraan we enkele veranderingen c.q. toevoegingen aanbrengen komen we tot het ontwerp dat te vinden is in figuur 4.1.



Figuur 4.1 Het Ultrasoon Biopsy Apparaat.

Om aan de totale ontwerp eisen te kunnen voldoen moeten we aan de afzonderlijke delen van het systeem de volgende eisen stellen:

* Ultrasoon deel:

- Sonoline 3000 sector scan (Siemens Inc.) met toevoegingen,
- Time Gain Compensatie op het radio-frequente signaal,
 - Region-Of-Interest selectie (met zichtbare indicatie op de display) op het R.F. signaal,
 - Automatische versterker regeling door schatting van gemiddelde signaal-amplitudo's in het geselecteerde deel van het R.F. signaal (ROI),
 - Bruikbaar blijven als normale sector-scanner met display.

* Data acquisitie deel:

BE256-system (Bakker Electronics B.V.) met 50 MHz module,

- Sample frequentie 12....50 MHz,
- 8-bits resolutie,
- Maximale opname lengte van tenminste 2k samples,
- Intern opslag geheugen voor tenminste 128k samples.

* Data processing deel:

Professional-380 (Digital Equipment corporation),

- Display met tenminste 8 grijs waarden en voldoende resolutie,
- Verplaatsbaar (desk-top computer),
- Interfacing met een PDP11 computer voor off-line processing,
- Toevoegen van reken-vermogen t.b.v. het opvoeren van de snelheid van de data-verwerking (real-time systeem).

Dit systeem wordt ontwikkeld op het Biofysisch Laboratorium van de afdeling Oogheelkunde van het St.Radboudziekenhuis te Nijmegen.

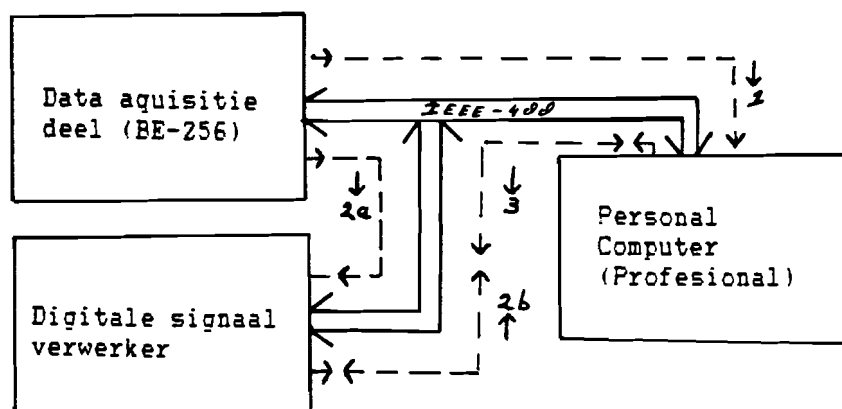
4.2 OPVOEREN VAN HET REKENVERMOGEN

Zoals we zagen was een van de gestelde eisen dat on-line data-verwerking mogelijk moest zijn. Gezien echter de grote hoeveelheid (gelijksoortige) berekeningen die nodig zijn om de akoestische weefsel parameters te bepalen is het niet mogelijk om enkel met de gebruikte Personal Computer real-time, of zelfs maar on-line, berekening en weergave van deze parameters te verwezenlijken. Toevoeging van extra reken-vermogen is dan ook gewenst.

Dit gebeurt door naast het data acquisitie deel en de

Personal Computer een moduul te plaatsen dat zorg draagt voor snelle (pre-) processing van de data (figuur 4.2). Dit moduul (de snelle digitale signaal verwerker) wordt speciaal ontworpen om snel specifieke repeterende berekeningen uit te voeren.

Doordat het moduul veel van de rekentaken van de Personal Computer overneemt heeft deze meer tijd beschikbaar voor het uitvoeren van display-functies en niet-specifieke berekeningen.



Figuur 4.2 Uitbreiding van UBA.

Data acquisitie deel, Personal Computer en snelle digitale signaal verwerker zijn onderling verbonden m.b.v. een IEEE-488 (1979) bus (met de Personal Computer als bus-controller). Gegevens uit het data acquisitie deel worden via deze bus naar de digitale signaal verwerker gestuurd (figuur 4.2; route 2a). Terwijl de gegevens in de digitale signaal verwerker bewerkt worden, worden dezelfde gegevens via de bus vanuit het data acquisitie deel naar de Personal Computer gestuurd (route 1) voor opslag en

display (communicatie met de Personal Computer verloopt traag). Resultaten uit (route 2b), en commando's naar (route 3) de digitale signaal verwerker worden ook via deze bus verstuurd.

Door deze bus-structuur is het mogelijk om de snelle digitale signaal verwerker ook voor off-line toepassingen te gebruiken. Opgeslagen (RF) gegevens worden dan vanuit de Personal Computer, samen met de benodigde commando's, via de IEEE-488 bus naar de digitale signaal verwerker gestuurd voor bewerking (route 3).

4.2.1 Opbouw van de snelle digitale signaal verwerker

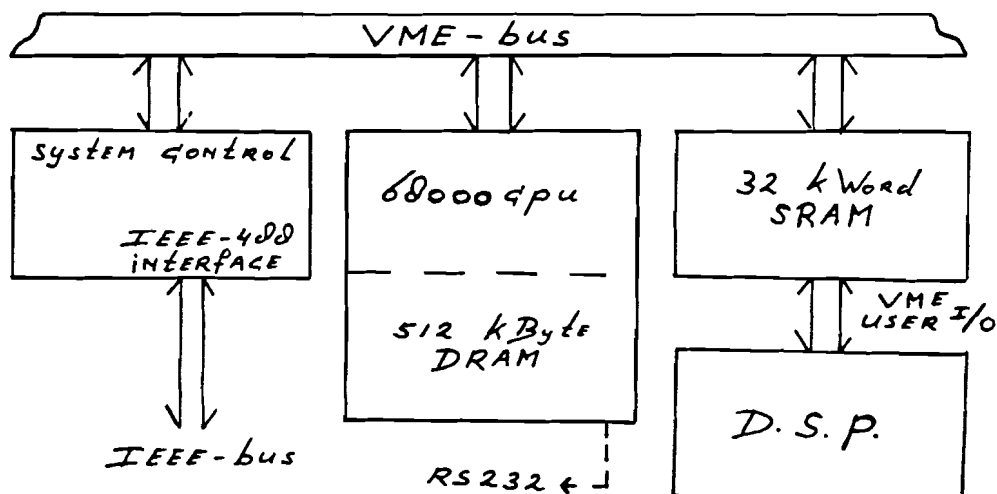
De snelle digitale signaal verwerker als systeem is opgebouwd uit een 5-tal deel-systemen (figuur 4.3);

- Allereerst is daar de eigenlijke digitale signaal processor, die de rekenkundige bewerkingen (FFT's, middelingen, etc.) moet gaan uitvoeren. Dit deel-systeem bestaat zelf weer uit twee blokken. Een blok, het eigenlijke rekenkundige deel, voert de bewerkingen uit op de data. Hiervoor zijn een of meer (speciale) processoren aanwezig (bit-slice 2901's; Weitek wtl-I010jc MAC) plus een hoeveelheid controle logica. Het tweede blok bevat het data-geheugen dat als (snel) cache-geheugen dient bij de bewerkingen. In het volgende hoofdstuk is een beschouwing te vinden over de verschillende in gebruik zijnde systemen.

- Het tweede deel-systeem bevat een (standaard) processor die gebruikt wordt als systeem controleur. Deze processor, een 68000 (10 MHz; intern 32 bit, extern 16 bit), zorgt voor correcte aansturing van de signaal processor en voor communicatie met de buitenwereld (afhandelen van commando's, ophalen en versturen van data,

etc.). Ook kunnen hiermee enkele eenvoudige rekenkundige bewerkingen gedaan worden.

- Het derde deel bevat het "achtergrond"-geheugen. Dit geheugen dat veel groter (512kByte), maar ook aanzienlijk trager, is dan het cache-geheugen (32kWords) in de signaal processor, dient voor tijdelijke opslag van verwerkte en nog te verwerken data. Ook dient het als werk- en programma-geheugen voor de systeem processor (68000).



Figuur 4.3 Opbouw van de snelle digitale signaal verwerker.

- Het vierde deel bevat de hardware die zorgt voor systeem-informatie (systeem-klok, bus arbiter, interrupt-handeling, etc.), en informatieoverdracht met de buitenwereld. Voor communicatie met de buitenwereld wordt gebruik gemaakt van de IEEE-488 (1979) bus (ookwel GPIB, HP-IB, of IEC-bus geheten). De controle logica voor deze bus (master; slave; controller) bevindt zich in dit deel.

- Het laatste deel-systeem bevat de interne bus die de vorige deel-systemen met elkaar verbindt en een voedings-eenheid.

Als interne bus is en (uitgebreide) VME-bus gebruikt (16-bits data, 24-bits adres en I/O-aansluitingen). De toekenning van geheugen-blokken binnen dit VME-bus systeem (totale geheugen capaciteit: 16 MByte) aan de verschillende deel-systemen is te vinden in bijlage B1.

Hoofdstuk 5

DIGITAL-SIGNAL-PROCESSING BOARDS

Digitale signaalverwerking (digital signal processing) is niet iets nieuws. In principe beschrijft deze term alle handelingen op signalen die gedaan worden met behulp van digitale circuits. De meeste standaard computers hebben echter moeite om foutloos grote hoeveelheden snel veranderende data te verwerken. Digital signal processing (DSP) in zijn meer speciale betekenis refereert aan technieken die de mogelijkheden van de computer om data snel en nauwkeurig te verwerken vergroten. Dit gebeurt voornamelijk door toevoeging van hardware en software die voorzien in de mogelijkheid tot parallele dataverwerking, en door het verdelen van taken over specifieke (dedicated) hardware.

Speciale technieken die gebruik maken van circuits met hoge prestaties en speciale programma's, maken het mogelijk signalen numeriek te bewerken met hoge verwerkingssnelheden. Dikwijls grenst dit aan "realtime", ofwel "analoge snelheden met digitale nauwkeurigheid".

Drie bewerkingen (filtering, correlatie en snelle fourier-transformatie (FFT)) bestrijken 60 tot 70 procent van alle DSP applicaties. Twintig procent van de toepassingen

bestaat uit matrix bewerkingen (voor bijvoorbeeld "graphics").

In dit hoofdstuk bekijken we enkele belangrijke delen van schakelingen (board's) die speciaal bedoeld zijn voor snelle digitale signaalverwerking.

5.1 PROCESSOREN

Een DSP-board kan zijn opgebouwd m.b.v een single-processor, een multiple-processor, of als array-processor.

Voor langzame toepassingen (≤ 10 kHz) kunnen nog standaard micro-processoren (68000 etc.) gebruikt worden (alle rekenkundige en controle operaties worden gedaan door een of meer "eenvoudige" CPU's). Voor wat snellere toepassingen (≤ 1 MHz) kan gebruik gemaakt worden van dedicated microprocessors (TMS320 etc), die on-chip RAM, ROM, ALU, registers en evt. een hardware multiplier bevatten [A2]. De snelste toepassingen (> 1 MHz) maken gebruik van bit-slice ALU's en hardware multipliers (Weitek WTL1016 etc).

Bit slice ALU's worden opgebouwd uit snelle processors met een korte woord-lengte, die zodanig verbonden worden dat ze zich gedragen als een processor voor grotere woord-lengtes [B2]. De snelheid van deze laatste, samengestelde, processor is gelijk aan de snelheid van de processors waaruit hij is opgebouwd. Vaak wordt gebruik gemaakt van snelle emitter coupled logic (ECL) 4-bits processors.

Daar vermenigvuldigingen vaak de tijdbepalende factor zijn

in DSP-bewerkingen, verdient het gebruik van snelle hardware multipliers de voorkeur boven het gebruik van de langzame software routines [A4]. De eerste generatie multipliers (minder dan 8×8 bits) bereikte, bij cascade schakeling tot 16×16 , snelheden van 102 nS tot 530 nS. De opgenomen vermogens hierbij waren 5W tot 48W. De tweede generatie chips ($\geq 8 \times 8$; VLSI) zijn weinig sneller maar gebruiken aanzienlijk minder energie. Bij het parallelle-input type ligt de snelheid bij 100 nS (3W), en bij het bus georiënteerde type, met veel minder aansluit-pinnen, bij 800 nS (1,6W) [A7].

Single-processor boards hebben als voordeel dat er minder chip-to-chip overhead nodig is dan bij multiple-processor boards. Deze overhead kan vaak een bottle-neck vormen waardoor de chips zelf niet op maximale snelheid kunnen werken. Ook de overdracht van data en instructies kost tijd. Echter de flexibiliteit van single-processor boards is minder dan die van multiple-processor boards en zeker minder dan die van bit slice array processors.

In bijlage A.1 is een (zeer sumier) overzicht van enkele commercieel verkrijgbare DSP-board's te vinden.

5.1.1 Flexibiliteit versus snelheid

Vroeger werd vaak een special purpose processor-board gemaakt waarbij de hardware volledig aangepast was aan het te implementeren algoritme. Aan elke te stellen eis kon dan voldaan worden door maar voldoende grote hoeveelheden dedicated hardware te gebruiken. Echter de kosten, zowel qua hardware als met betrekking tot de design complexiteit, waren erg groot. Door de slechte flexibiliteit van de opbouw was er elke keer een nieuw ontwerp nodig als men nieuwe toepassingen wenste of nieuwe technologie wenste te gebruiken.

Om de ontwerpkosten te beperken en de flexibiliteit te verbeteren werden programmable special purpose signal processors ontworpen. Deze processors werden wel ontworpen om bepaalde vaste functie's uit te voeren (bijv. FFT), maar het was mogelijk om parameters zelf te programmeren.

Tenslotte zijn er nog de general purpose processors die erg flexibel en goedkoop zijn, maar die te traag zijn om echte real-time data processing mogelijk te maken [B3].

De laatste tijd komen er echter steeds meer processor-boards op de markt die tussen de twee laatst genoemde categorieën in vallen. Deze signal processor boards zijn volledig naar behoefte te programmeren en zijn even snel (of zelfs sneller) als de special purpose processor systemen. Echter de prijs van deze boards is (nog?) veel hoger dan die van de programmable special purpose processor-boards.

Vaak moet ook een afweging worden gemaakt tussen snelheid en energie-verbruik (en de daarmee samenhangende warmte ontwikkeling). Snelle bipolaire ECL chips (ook die met intern ECL-logica en TTL-uitgangen → IMOX-S), gebruikt in de bit-slice techniek, verbruiken veel meer energie dan de (nog) tragere CMOS chips, voornamelijk gebruikt in single-chip techniek. In ontwikkeling zijn GaAs-elementen die even snel of sneller zijn dan de bipolaire ECL chips en die qua energie verbruik te vergelijken zijn met CMOS technologie.

In ontwikkeling zijn systemen met een andere dan de klassieke Von-Neumann architectuur, waar de program counter, die het proces verloop wel overzichtelijk maakt, de bottle neck vormt voor de data flow (Single Instruction Single Data stream). Voorbeelden van deze z.g. NON-VON systemen zijn de "data flow architectuur" (NEC),

de "modified Harvard opzet" (Ti), waarbij de op de achtergrond geraakte Harvard architectuur zonder zijn strikte scheiding van data- en programma-geheugen gebruikt wordt, en de "systolische array's" (TRW, HP) (Single Instruction Multiple Data stream). Gebruik van deze "nieuwe" methoden vergt ook een nieuwe opzet van de, te implementeren, algoritmen [A2].

5.2 MEERDERE PROCESSEN GELIJKTIJDIG

Wanneer we een snellere verwerking van de data wensen staan de volgende mogelijkheden tot onze beschikking [B3]:

1. De executie-snelheid van elke instructie kan opgevoerd worden. Dit vereist snellere hardware (die misschien nog niet beschikbaar is, of te duur is);
2. Het ontwerpen van de instructie set van een processor kan geoptimaliseerd worden voor de te gebruiken algoritmes (zodat er minder nodig zijn voor een bepaalde functie). Dit beperkt de flexibiliteit van het systeem;
3. De machine architectuur (incl. de instructie set) kan geoptimaliseerd worden voor de gewenste algoritmes. Ook hier krijgen we een beperking in de flexibiliteit van het systeem.

Ingrepen in de architectuur die niet direct de flexibiliteit aantasten zijn "pipe-lining" en "parallel processing". Het parallel uitvoeren van verschillende operaties (parallel processing of look-ahead processing) versnelt de gemiddelde verwerkings-snelheid, terwijl het maximale gebruik van beschikbare resources wordt verkregen

door gebruik te maken van pipeline technieken [A1].

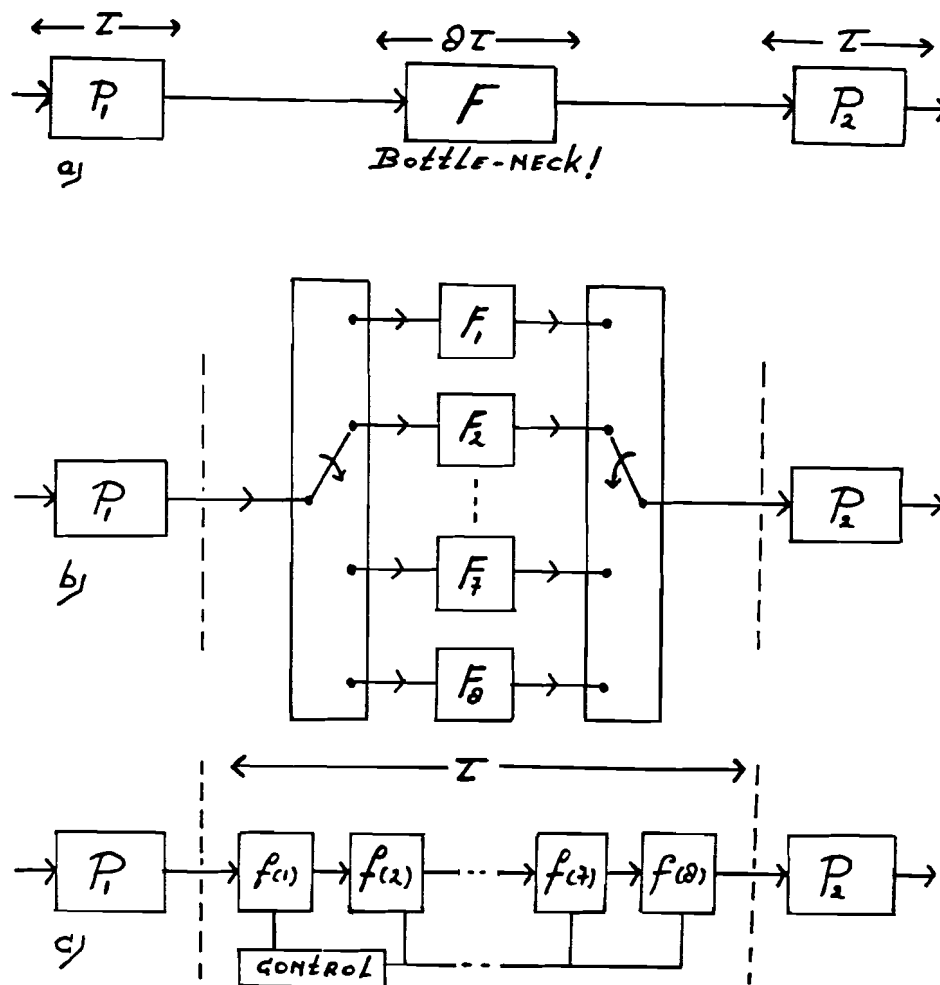
Bij parallel processing (fig. 5.1b) worden opdrachten toegevoerd aan meerdere (gespecialiseerde) executie eenheden (een parallel array van processors) die elk onafhankelijk van elkaar en gelijktijdig werken (Multiple Instruction Multiple Data stream).

Pipe-lining (fig. 5.1c) breekt instructies op in korte operaties. Elke operatie wordt uitgevoerd in een op een lopende-band lijkende manier (Multiple Instruction Single Data stream). Een vermenigvuldigings-operatie bijvoorbeeld kan worden opgebroken in segmenten die ieder uitgevoerd kunnen worden in een clock periode. Wanneer het eerste segment klaar is wordt het tussen-resultaat doorgegeven aan het tweede segment enz., tot de hele operatie uitgevoerd is. Echter het eerste segment begint al met de uitvoering van zijn deel van een volgende vermenigvuldiging zodra het klaar is met zijn deel van de eerste vermenigvuldiging.

Het opvoeren van prestaties zonder te offeren aan architectonische flexibiliteit heeft consequenties voor het pipeline principe. Een grotere pipeline, danwel een met meerdere niveaus, mag dan voordeliger zijn bij bepaalde herhalingsgebonden bewerkingen, maar vraagt meer hardware en software vanwege de systeemcomplexiteit. Bij recursieve algorithmen, waar de berekening door het voorgaande resultaat wordt bepaald, zal het legen van de pipe-line na iedere instructie de snelheid doen afnemen. Pipe-lining introduceert verder ook vertragingen t.g.v. sprongopdrachten en maakt microprogramma's moeilijker te schrijven en te begrijpen [A3]. Het gebruik van het pipe-line principe is het bruikbaarst bij een voorspelbare, niet pulserende, data flow [B3]. Het voordeel van een parallel array van processoren is dat de instructies niet opgebroken hoeven te worden zoals bij

pipe-lining.

Historisch gezien werd vanwege implementatie kosten toch gekozen voor pipe-lining. Echter dit verandert snel en de betere signal processors maken dan ook meer gebruik van parallel processing dan van pipe-lining [A4].



Figuur 5.1 a) Sequentiele berekening; b) parallel processing; c) pipe-lining.

Een andere manier om het rendement (nog extra) te verbeteren is het aanpassen van de clock cycli aan de bijbehorende hardware in plaats van het gebruik van een vaste clock cyclus voor het hele systeem. Lange

data-paden (met een grote vertraging) gebruiken dan een langzamere clock, en korte data-paden een snellere.

Betere toegankelijkheid tot de interne bussen verkrijgt men als er meerdere unidirectionele bussen gebruikt worden i.p.v. minder bidirectionele bussen, omdat dan de complexe tijdsbesturing van de bidirectionele bus vermeden wordt [A3].

5.2.1 Verwerkings-snelheden

We hebben M parallelle processoren, $Q(1..M)$, die ieder een proces F in t_1 kunnen uitvoeren (fig. 5.1.b). Zijn er nu ϕ processen F uit te voeren, en worden deze gelijkmatig over de M processoren verdeeld, dan is de totaal benodigde tijd:

$$T_1 = \lceil \phi/M \rceil \cdot t_1 .$$

Hebben we nu een M -traps pipe-line processor (fig. 5.1c) die een proces F in t_2 uitvoert, dan is de totaal benodigde tijd voor ϕ processen F :

$$T_2 = \lceil \phi/M \rceil \cdot t_2 + \lceil \phi-M(\lceil \phi/M \rceil-1)-1 \rceil \cdot (t_2/M) .$$

De tweede term in deze vergelijking geeft de tijd die nodig is om de pipe-line te legen.

Voor een grote n (veel processen) vinden we:

$$T_1 = \phi/M \cdot t_1 \quad \text{en} \quad T_2 = \phi/M \cdot t_2 .$$

We zien dat beide methode's de zelfde tijdwinst opleveren.

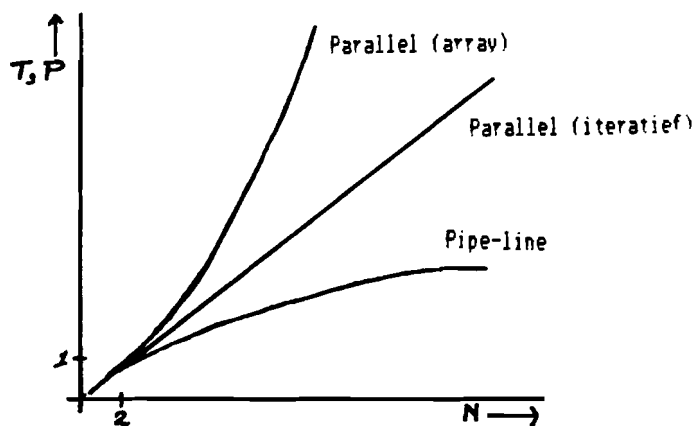
Voorbeeld:

Bij het bereken van een N -punts FFT moeten $N/2 \cdot \log_2 N$ butterfly's berekend worden. We kunnen dit zien als

een array van berekeningen, waarbij het array $\log_2 N$ rijen heeft en $N/2$ kolommen. In tabel 5.1 vinden we de tijdwinst van de diverse methode's t.o.v. het sequentieel uitrekenen van de butterfly's. Ook is de hoeveelheid benodigde hardware per methode is aangegeven. In figuur 5.2 is dit uitgezet in een grafiek. We zien dat bij parallel processing de tijdwinst aanzienlijk is, maar dat ook de hoeveelheid benodigde hardware exponentieel toeneemt bij een toenemende N .

Architectuur	Tijdwinst T	Hardware P	P/T
Sequentieel	1	1	1
Pipe-line	$\log_2 N$	$\log_2 N$	1
Parallel (iteratief)	$N/2$	$N/2$	1
Parallel (array)	$N/2 \cdot \log_2 N$	$N/2 \cdot \log_2 N$	1

Tabel 5.1



Figuur 5.2 Tijdwinst en kosten versus window breedte.

5.3 DATA GEHEUGENS

Data geheugens moeten zo ontworpen worden dat ze de snelle reken-elementen goed ondersteunen. Er zal dan ook gebruik gemaakt worden van snelle statische geheugens (≤ 100 nS) in plaats van dynamische geheugens, zodat de snelle reken-eenheden niet in een wacht-toestand komen te verkeren omdat er nog geen data beschikbaar is.

De minimum configuratie is een geheugen bank die afwisselend tussen de host computer en de array-processor geschakeld wordt. Echter dan staat de signaal-processor in een wacht-toestand als data vanuit de host-computer wordt in- of uit-gelezen [A1].

Een volgende stap is het gebruik van dual-port geheugens. Een poort is dan voor de signaal-processor en de andere voor de host-computer. Elke poort heeft toegang tot het geheugenblok gedurende een enkele klok-periode. De signaal-processor heeft bijvoorbeeld toegang tot het geheugen gedurende de eerste helft van de klok-periode en de host-computer gedurende de tweede helft. De signaal-processor kan nu zijn berekeningen uitvoeren op data in een deel van het geheugenblok, terwijl de host-computer gebruik maakt van een ander deel [A5].

Een derde methode is het gebruik van twee gescheiden geheugen-blokken. Een blok wordt dan toegewezen aan de host-computer en het andere aan de signaal-processor. Nadat beide klaar zijn met hun bewerkingen worden de blokken verwisseld. Een typische dual-memory opbouw bestaat uit twee adres-bussen die de geheugen-blokken voorzien van adressen. Een zorgt voor data-adressen behorend bij het DSP-proces, terwijl de andere zorgt voor adressen behorend bij het inlezen van nieuwe data of het uitlezen van resultaten.

5.3.1 Interfacing

De communicatie tussen signaal-processor en host-computer verloopt meestal via het data-geheugen. Voor uitwisseling van proces-informatie wordt dan gebruik gemaakt van specifieke geheugen-adressen die worden aangewezen als registers (bijvoorbeeld: instructie-register, status-register, adres register).

Voor het verbinden van host-computer met signal-processor wordt tegenwoordig veel gebruik gemaakt van de VME-bus. Dit, sterk in opmars zijnde, bus-systeem gebruikt standaard Euro-card formaat. Er wordt gebruik gemaakt van een betrouwbare 2-delige pin-type connector, en niet van een card-edge connector. Dit (asynchrone) bus-systeem is geschikt voor snelle 16- en 32-bits data-overdracht, in tegenstelling tot de voorheen veel gebruikte 8- en 16-bits bussen.

Hoofdstuk 6

REKENEN MET EEN FIXED-POINT PROCESSOR

In dit hoofdstuk volgen enige beschouwingen met betrekking tot het uitrekenen van een FFT m.b.v. een fixed-point processor. We zullen methoden aangeven om overflow te voorkomen en we zullen een schatting geven voor de fout die bij de berekeningen ontstaat.

6.1 VOORKOMEN VAN OVERFLOW

6.1.1 Theorie [A6]

We gaan uit van een N-punts FFT. We hebben dus $\text{Log}_2(N)=M$ trappen van ieder $N/2$ butterfly's. De data in de processor wordt weergegeven d.m.v. B data-bits en een sign-bit. De decimale punt ligt links van de meest linkse (most significant) bit.

Gaan we uit van de discrete fourier transformatie

$$X(k) = \sum_n x(n) \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \cdot k / N} ,$$

dan geldt:

$$\sum_n |x(n)|^2 = 1/N \cdot \sum_k |X(k)|^2 ,$$

(Stelling van Parseval)

We zien dat de mean-square waarde van het resultaat van de fourier transformatie N maal zo groot is als de mean-square waarde van de initiele reeks.

Voor de butterfly's geldt:

$$\begin{aligned} A_{m+1} &= A_m + B_m \cdot W \quad \text{en} \\ B_{m+1} &= A_m - B_m \cdot W , \end{aligned}$$

met $W = e^{-j \cdot 2 \cdot \pi}$.

Zijn A en B nu complexe getallen dan geldt voor de root-mean-square (RMS-) waarde van deze getallen:

$$\sqrt{(|A_{m+1}|^2 + |B_{m+1}|^2)} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{(|A_m|^2 + |B_m|^2)} .$$

Dus de root-mean-square waarde van de getallen (zowel complex- als imaginair-deel) neemt toe met $\sqrt{2}$ per trap van het algorithm.

Bekijken we vervolgens de maximale modulus van de reeks van complexe getallen dan vinden we:

$$\begin{aligned} \text{Max}\{|A_m|, |B_m|\} &\leq \max\{|A_{m+1}|, |B_{m+1}|\} \\ &\leq 2 \cdot \max\{|A_m|, |B_m|\} . \end{aligned}$$

We zien dat de maximale modulus van de reeks complexe getallen niet-dalend is.

Als we er nu dus voor zorgen dat $|A_m|$ en $|B_m|$ kleiner zijn dan 0,5 dan hebben we nooit overflow in A_{m+1} en B_{m+1} .

Let op: Dit betekent dus niet dat $\text{Re}\{A \text{ en } B\} < 0,5$ en $\text{Im}\{A \text{ en } B\} < 0,5$ een voldoende voorwaarde is.

6.1.2 Methode's

Er zijn nu een drietal methode's om er voor te zorgen dat er geen overflow optreedt:

- Een bit right shift na iedere trap van het algoritme,
- Controleer het verloop zo dat $|A|$ en $|B|$ altijd kleiner zijn dan 0.5, en
- Testen op overflow, en het dan bijschalen van de ingangswaarden.

De eerste methode is het snelst, de laatste het langzaamst. Echter de eerste methode is ook het minst effectief. Vaak wordt een shift onnodig uitgevoerd, waardoor de nauwkeurigheid van de berekening minder is dan mogelijk zou zijn. De laatste methode is het nauwkeurigst omdat er alleen bijgeschaald wordt als het nodig is, zodat er niet onnodig bits verloren gaan.

6.2 FOUT ANALYSE

We kunnen een boven- en onder-grens aangeven voor de fout die ontstaat bij het berekenen van een FFT m.b.v. een fixed-point processor [A6].

In de literatuur vinden we dat voor de bovengrens geldt:

$$\frac{\text{RMS}(\text{fout})}{\text{RMS}(\text{resultaat})} = \frac{2^{(M+3)/2} \cdot 2^{-B} \cdot \xi}{\text{RMS}(\text{initiele waarde})} ,$$

waarbij ξ een constante is die ligt tussen 0,3 en 0,9 afhankelijk van de gebruikte methoden voor overflow-voorkoming en getal-weergave.

We zien dat deze bovengrens toeneemt met een factor \sqrt{N} per trap, ofwel met $\frac{1}{2}$ bit per trap ($M = \log_2 N$, bij een N punts FFT).

Voor de ondergrens vinden we:

$$\frac{\text{RMS}(\text{fout})}{\text{RMS}(\text{resultaat})} = \sqrt{(M-2,5)} \cdot 0,3 \cdot 2^{-B} .$$

De ondergrens neemt toe met een factor \sqrt{M} ($= 0,5 \cdot \log_2(N)$). Deze factor ligt in dezelfde orde-grootte als de factor die we zouden vinden als we zouden werken met een floating-point processor.

Voorbeeld:

We hebben een processor met 16-bits woorden, en een 8-bits A/D-converter. Om overflow te voorkomen passen we 1 bit right shift toe per trap van het FFT-algorithme. Als we dus een 256-punts FFT uitvoeren groeit de 8-bits input-data, opgeslagen in de MSB-kant van een woord (voor maximale precisie), uit tot 16-bits output-data. Als de input-data afkomstig is van een A/D-converter dan kunnen we de Least-Significant-Bit als "witte" ruis beschouwen. Het feit dat de relatieve positie van het LSB 8 bits naar rechts schuift, wordt dan gedeeltelijk gecompenseerd door het feit dat de ruis slechts accumuleert met 1 bit per 2 trappen van een FFT. Dus de output-data van de 256-punts FFT wordt dan weergegeven met 12 bits precisie.

6.2.1 Fixed-point versus floating-point processor

Vergelijken we een fixed-point processor met een floating-point processor dan zien we dat de fixed-point processor een veel kleiner dynamisch bereik heeft maar een grotere resolutie. Fixed-point processors blijken goed te voldoen in Digital Signal Processing toepassingen waarbij de groei van de woord-lengte t.g.v. berekeningen beperkt blijft. 16-Bits fixed-point processors bleken bijvoorbeeld goed te voldoen bij digitale filtering of FFT's waar de inputsignalen 8 tot 12 bits resolutie hadden [A8].

Floating-point vermenigvuldigingen zijn relatief simpel, maar optellingen zijn meer complex, en kosten dus meer tijd, omdat de acties op de mantisses afhangen van de waarden van de exponenten.

6.3 DE INVLOED VAN HET GEBRUIKTE WINDOW

Met behulp van een window (venster) selecteren we dat deel van het RF-signaal dat afkomstig is van een bepaalde diepte in het te meten medium. Echter tijdsbegrenzing van het signaal, door er een venster over te leggen, is ook nodig indien we via een FFT een schatting willen maken van het bijbehorende spectrum (we kunnen alleen een FFT bepalen van een eindige reeks punten).

Beschouw een signaal van willekeurige lengte, $g_0(n)$, en het bijbehorende spectrum $G_0(e^{jX})$ met:

$$G_0(e^{jX}) = \sum_n g_0(n) \cdot e^{-jXn} \quad \text{en}$$

$$g_0(n) = 1/(2 \cdot \pi) \cdot \int [G_0(e^{jX}) \cdot e^{jXn}] dx .$$

Uit $g_0(n)$ construeren we nu een signaal $g(n)$ dat tijdbegrensd is, d.w.z. $g(n) = 0$ voor $n < 0$ en $n > N-1$. Dit tijdbegrenzen kunnen we voorstellen als een vermenigvuldiging van $g_0(n)$ met een window $w(n)$ (waarbij $w(n)$ eindig is).

Zo volgt $g(n) = g_0(n) \cdot w(n)$.

Voor het spectrum $G(e^{jX})$ dat hoort bij $g(n)$ geldt dan :

$$\begin{aligned} G(e^{jX}) &= \sum_n g_0(n) \cdot w(n) \cdot e^{-jXn} \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \int dy \cdot G_0(e^{jY}) \cdot W(e^{j(X-Y)}) \\ &\text{met } W(e^{jX}) = \sum_n w(n) \cdot e^{-jXn} . \end{aligned}$$

We zien dat $G(e^{jX})$ gelijk is aan $\frac{1}{2\pi}$ maal de periodieke convolutie van $G_0(e^{jX})$ en $W(e^{jX})$. Deze convolutie heeft tot gevolg dat $G(e^{jX})$ een "uitgesmeerde" versie van $G_0(e^{jX})$ zal zijn. Er ontstaat dus altijd een afwijking tussen G en G_0 . Met de keuze van het venster $w(n)$ kunnen we wel invloed uit oefenen op de aard van de afwijking.

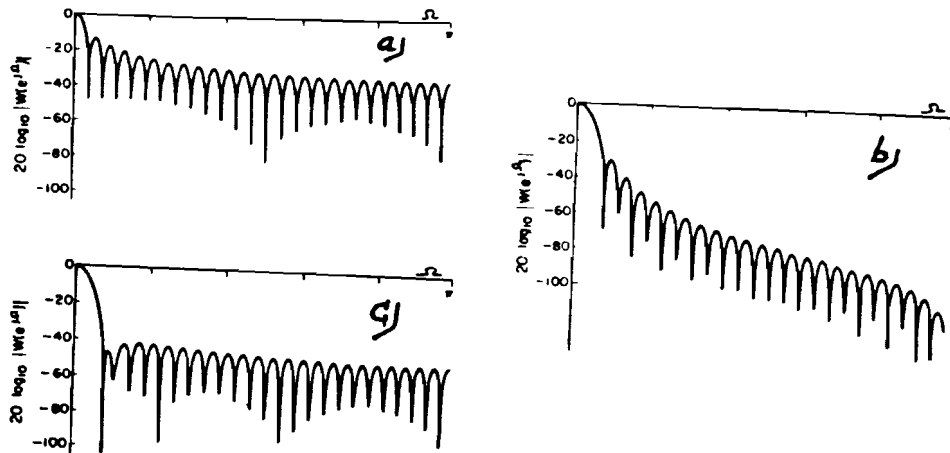
In onze beschouwen bekijken we drie window's:

Rechthoekig window: $w(n) = 1$,

Hanning window: $w(n) = 0.5 [1 - \cos((2 \cdot n \cdot \pi)/(N-1))]$,

Hamming window: $w(n) = 0.54 - 0.46 \cdot \cos((2 \cdot n \cdot \pi)/(N-1))$,

voor $0 \leq n \leq N-1$.



Figuur 6.1 Fourier getransformeerde van a) rechthoekig-, b) Hanning-, en c) Hamming window.

Figuur 6.1 geeft de fourier getransformeerde van deze window's voor een bepaalde waarde voor N . We zien dat $W(e^{jX})$ in alle gevallen bestaat uit een hoofd-lob en diverse, in amplitudo afnemende, zij-lobben. Discontinuïteiten in het originele spectrum, $G_0(e^{jX})$, zullen in het berekende spectrum, $G(e^{jX})$, meer "uitgesmeerd" worden weergegeven naarmate de hoofd-lob in $W(e^{jX})$ breder is. De zij-lobben zijn verantwoordelijk voor oscillaties in het berekende spectrum bij discontinuïteiten in het originele spectrum. Dit is speciaal storend daar waar $G_0(e^{jX})$ nul is maar $G(e^{jX})$, vanwege deze schommelingen, niet. We wensen dus een smalle hoofd-lob en zij-lobben met een zeer lage amplitude. Deze twee wensen zijn echter strijdig. Kiezen we een window dat een smalle hoofd-lob geeft dan vinden we sterkere zij-lobben, en een window met kleinere zij-lobben geeft een bredere hoofd-lob [B1, B4].

De waarde van N is wel van invloed op de breedte van de hoofd-lob, maar niet op de sterkte van de zij-lobben.

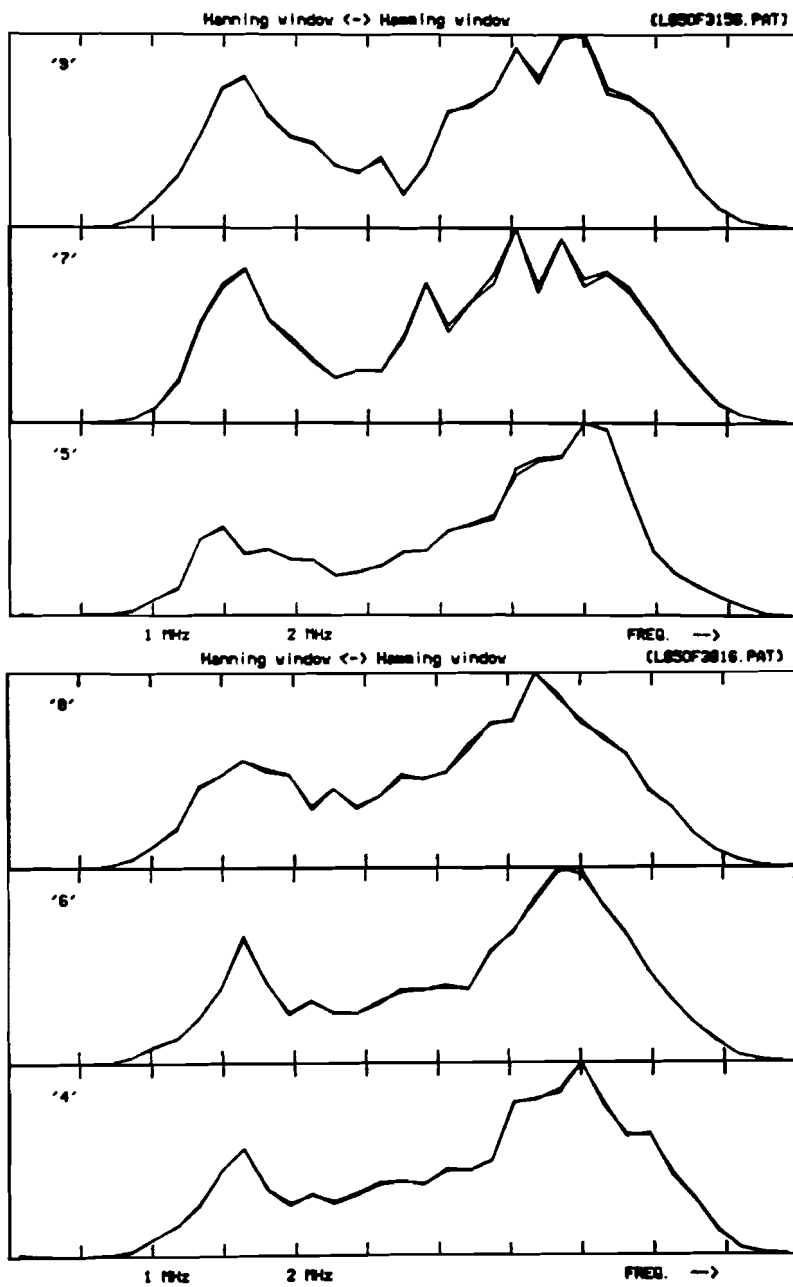
Door N te vergroten kunnen we dus de hoofd-lob versmallen zonder dat de zij-lobben daar invloed van ondervinden. Echter de berekeningen worden wel meer complex (er worden meer punten in meegenomen).

Voor onze window's vinden we gemiddeld de volgende waarde's [B4]:

Window	Peak amplitudo van zij-lob.	Transitie breedte van hoofd-lob [B4].
Rechthoekig	-13 dB	$(4 \cdot \pi)/N$
Hanning	-31 dB	$(8 \cdot \pi)/N$
Hamming	-41 dB	$(8.5 \cdot \pi)/N$

tabel 6.1

We zien dat het rechthoekige window door zijn sterke zijlobben niet te gebruiken is. Het Hanning-window werd gebruikt in de programatuur welke op de PDP-11 beschikbaar was voor de berekening van de verzwakkings-coëfficiënt, en het Hamming-window wordt gebruikt bij het uitvoeren van een FFT door de VAP-64 array-processor. In praktijk blijkt dat er geen grote verschillen ontstaan tussen metingen uitgevoerd met een Hamming- of met een Hanning-window (zie fig. 6.2). Dit komt mede doordat er in praktijk geen grote discontinuïteiten zijn in het frequentie-spectrum van het ontvangen echo-sigitaal.



Figuur 6.2 Gemiddelde power spectra van een tweetal echo-signalen na vermenigvuldiging met een Hanning- en een Hamming-window.

Hoofdstuk 7

PROGRAMMATUUR

De programmatuur die ontwikkeld is voor de snelle digitale signaal verwerker is te splitsen in twee grote blokken (fig. 7.1). Allereerst zijn daar de programma's welke bedoeld zijn voor de signaal processor; een VAP-64 (DSP systems corp.). Deze programma's zijn geschreven in de vorm van macro-instructies. Hierbij worden vast in de signaal processor aanwezige routines in een zelf te bepalen volgorde aangeroepen.

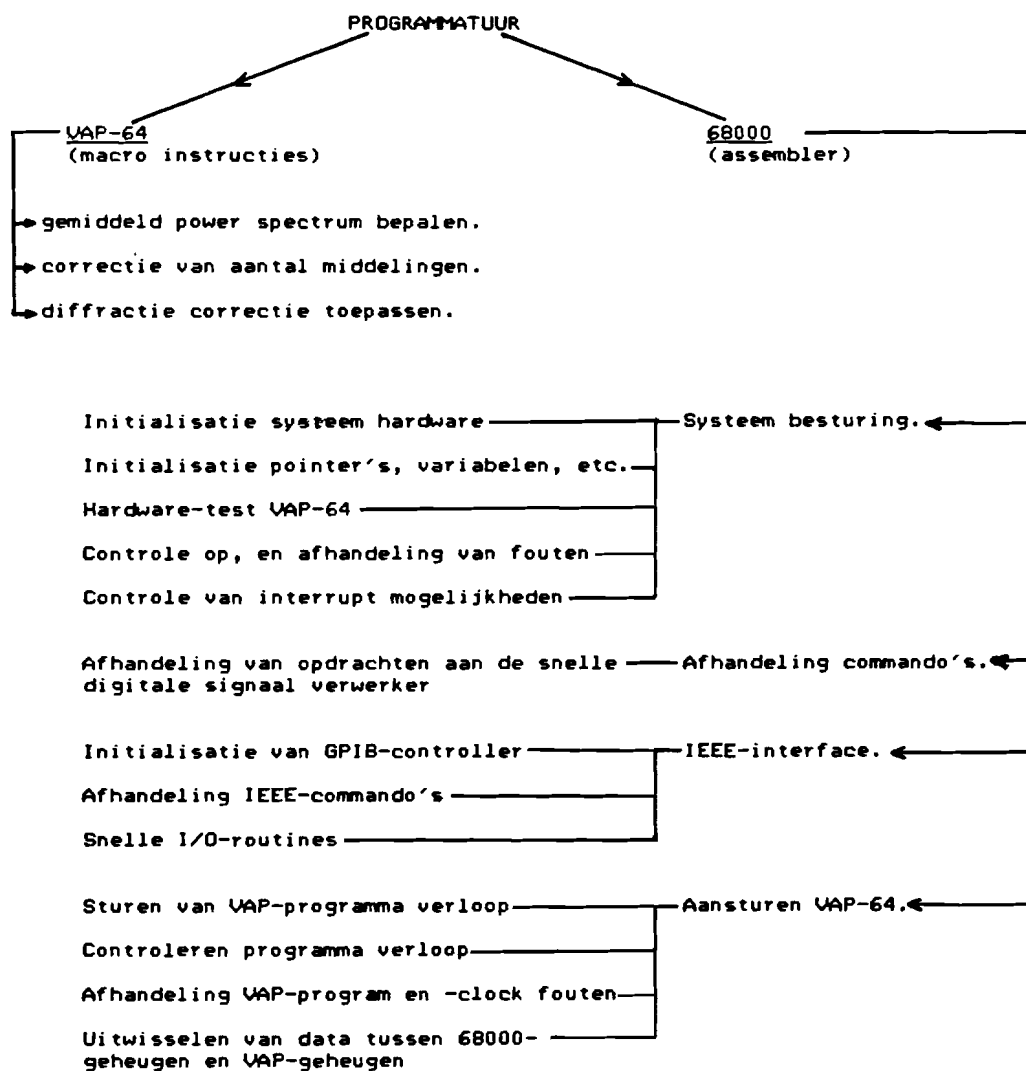
Het tweede blok wordt gevormd door programma's bedoeld voor de 68000-processor. Deze zijn geschreven in 68000-assembler taal en ontwikkeld met behulp van een (macro-) cross-assembler (X68; Motorola) op een PDP-11 computer [C1].

In de ontwikkel-fase worden de programma's, via een seriele interface (RS232), vanuit de PDP-11 in de snelle digitale signaal verwerker geladen. In de uiteindelijke versie worden de programma's in EPROM opgeslagen (user EPROM area; bijlage B.1).

7.1 PROGRAMMATUUR VOOR DE SIGNAAL PROCESSOR

7.1.1 Rekenen met de VAP-64

Programma's die door de VAP-64 array-processor uitgevoerd dienen te worden moeten bestaan uit een reeks van, in de VAP-64 aanwezige, standaard macro-instructie routines. Een lijst van beschikbare routines is te vinden in bijlage A.2.



Figuur 7.1 Ontwikkelde programmatuur.

Programma's dienen als een reeks macro-instructie opcode's in het geheugen van de VAP-64 geladen te worden, waarbij de opcode's corresponderen met de bijbehorende standaard routines. Indien een programma geen oneindige lus bevat dient het afgesloten te worden met een "stop"-opdracht. Er kunnen gelijktijdig meerdere programma's in het geheugen van de VAP-64 aanwezig zijn. De array-processor kan echter maar een programma tergelijkertijd uitvoeren. Voordat een nieuw programma verwerkt kan worden moet het vorige eerst gestopt zijn (doordat het afgehandeld is, of doordat het expliciet gestopt wordt). Met behulp van een register kan worden aangegeven welke van de in het geheugen aanwezige programma's gestart dient te worden.

De VAP-64 heeft een 5-tal registers, die een deel van het data-geheugen in beslag nemen, welke het mogelijk maken de ingelezen programma's uit te voeren en het verloop ervan te controleren (zie bijlage B.2). Deze registers zijn [C9]:

- Het "instruction queue start address" register (VAPSTRT);
Dit register (het hoogste adres in het VAP-geheugen) moet door de host-computer gebruikt worden om de VAP-64 mee te delen op welke plaats in het VAP-geheugen het uit te voeren programma begint.
- Het op een na hoogste adres in het VAP-geheugen wordt gebruikt als "macroinstruction program counter". Het verloop van het programma kan m.b.v. dit register gevolgd worden.
- Nog een adres lager bevindt zich het "subroutine return adres" register dat door de VAP gebruikt wordt om het return-adres na een subroutine call te bewaren. Aanroepen van subroutines binnen een subroutine (nesting) is niet mogelijk omdat er maar een return-adres bewaard kan worden.

- Verder zijn er nog een tweetal "instructie poorten". De eerste (VAPSTSE), welke zich een adres boven het hoogste data-geheugen adres bevindt, wordt gebruikt om het programma te starten (via een schrijf opdracht) en bevat het "status word" (lees opdracht). Het "status word" bevat informatie over de actuele toestand van de VAP-64. Zo wordt bijvoorbeeld het beëindigen van een programma en het vrijkomen van het "instruction queue start address" register via dit "status word" aan de host-computer meegedeeld.
- De tweede instructie poort (VAPRSTD), een adres boven de eerste, kan ook worden gebruikt om het programma te starten, echter zonder interrupt op het einde van het programma, (via een schrijf opdracht) en doet dienst als een software "reset" schakelaar (via een lees opdracht).

7.1.2 Berekenen van de gemiddelde power spectra

Voor de VAP-64 zijn een drie-tal programma's ontwikkeld. Het eerste, en belangrijkste, programma berekent de gemiddelde power-spectra. Een stroom-schema van dit programma is te vinden in bijlage D.1h.

Een RF-lijn wordt opgedeeld in

$$W = \lfloor 2 \cdot (N/128) - 1 \rfloor$$

segmenten van 128 sample's lang (N is de lengte van een RF-lijn in aantal sample's). De segmenten overlappen elkaar dus voor 50%.

Van elk segment wordt het power-spectrum bepaald indien geen overflow van de ADC in de transient recorder binnen het segment heeft plaatsgevonden. Ook wordt geen power-spectrum bepaald indien bij de berekeningen

underflow van de tussen-resultaten optreedt (de informatie is dan niet meer significant). Tenslotte worden de verkregen power-spectra gemiddeld met overeenkomstige power-spectra van andere RF-lijnen binnen een Region-Of-Interest.

Overflow van de ADC in de transient recorder wordt aan de VAP-64 kenbaar gemaakt doordat bij het overdragen van een RF-lijn vanuit het achtergrond geheugen naar het geheugen van de VAP-64 in een corresponderend geheugendeel een flag wordt gezet op die plaatsen waar overflow optreedt. De geheugen-indeling van het VAP-64 geheugen bij het uitvoeren van het programma is te vinden in bijlage B.2.

De tijd nodig voor het bepalen van de gemiddelde power-spectra bedraagt:

$$T = 1230,8 + 107,7 \cdot W + 1701,7 \cdot W_0 \\ + 1600,1 \cdot W_{\text{under}} \\ + 0,8 \cdot W_{\text{over}} \quad \mu\text{Sec}$$

per RF-lijn, waarbij W_0 het aantal segmenten is zonder over- of under-flow, W_{under} het aantal segmenten met underflow van de tussen-resultaten, W_{over} het aantal segmenten met overflow van de ADC, en W het totale aantal segmenten.

Dit programma wordt twee maal in het geheugen van de VAP-64 opgeslagen. Hierdoor is het mogelijk een RF-lijn door het ene programma te laten bewerken, terwijl gelijktijdig een nieuwe RF-lijn, samen met de daarbij behorende variabelen, vanuit het achtergrond geheugen naar het VAP-64 geheugen-deel toegewezen aan het tweede programma wordt getransporteerd. Dit tweede programma kan nu direct beginnen met het verwerken van deze laatste RF-lijn zodra het eerste programma klaar is (en omgekeerd).

7.1.3 Correctie programma's

Bij het berekenen van de gemiddelde power-spectra met behulp van het programma dat beschreven is in de vorige sub-paragraaf, wordt er vanuit gegaan dat er gemiddeld wordt over een vast aantal power-spectra. Dit aantal is gelijk aan het aantal RF-lijnen dat gebruikt wordt voor de berekening. Vanwege overflow van de ADC en underflow van tussen-resultaten worden enkele power-spectra echter niet meegenomen in de berekening van een gemiddeld power-spectrum. In werkelijkheid wordt er dus gemiddeld over minder power-spectra dan het aangenomen aantal. We moeten het eind-resultaat dus hiervoor corrigeren. Correctie vindt plaats door het verkregen gemiddelde power-spectrum voor een segment te vermenigvuldigen met een factor L/λ , waarbij L het aantal RF-lijnen is en λ het werkelijke aantal spectra dat gebruikt is bij het middelen. De tijd nodig voor het uitvoeren van deze correctie bedraagt:

$$T = 205,6 + (\lceil L/\lambda \rceil - 1) \cdot 103,2 \text{ } \mu\text{Sec per window.}$$

Tenslotte is er nog een programma ontwikkeld dat de berekende gemiddelde power-spectra corrigeert voor het diffractie effect (zie paragraaf 1.3.4). Voor verschillende transducer's is het diffractie-effect bepaald. Correctie vindt nu plaats door de gemiddelde power-spectra te vermenigvuldigen met een, bij een specifieke transducer behorend, correctie-array. Het correctie-array behorend bij de in gebruik zijnde transducer is opgeslagen in het geheugen van de VAP-64. Correctie-array's behorende bij andere transducer's zijn opgeslagen in het achtergrond geheugen en kunnen indien nodig overgebracht worden naar het VAP-64 geheugen ("DC"- en "LC"-commando; bijlage C.1). De totale tijd nodig voor deze correctie bedraagt:

$$T = 0,4 + (82,6 \cdot W) \text{ } \mu\text{Sec,}$$

waarbij W het aantal segmenten per lijn is.

7.2 PROGRAMMATUUR VOOR DE 68000 PROCESSOR

De programmatuur ontwikkeld voor de 68000 processor is verdeeld in een viertal groepen. Deze groepen worden, elk apart, in deze paragraaf kort besproken.

7.2.1 Systeem besturing

Deze programma's zorgen voor initialisatie van pointers, registers en variabelen. Ook wordt de hardware door deze programma's geïnitieerd en gecontroleerd. Zo wordt bijvoorbeeld een VAP-64 zelf-test onder controle van deze systeem besturings programmatuur uitgevoerd. Ook de controle over de interrupt mogelijkheden (interrupts vanuit IEEE-controller en VAP-64) berust bij dit blok. Tenslotte worden de macro-instructie programma's, ontwikkeld voor de VAP-64, door deze programma's in het geheugen van de VAP-64 geladen. Een stroom-schema is te vinden in bijlage D.1a.

7.2.2 Afhandeling commando's

Besturings-commando's afkomstig van de personal computer, en verstuurd via de IEEE-488 bus, worden in dit blok afgehandeld. Een stroom-schema van dit programma-deel is te vinden in bijlage D.1f.

Een deel van de besturings-commando's verschaft informatie aan de snelle digitale signaal verwerker. Zo worden bijvoorbeeld de waarden voor de variabelen "LENG" (lengte

van een RF-lijn) en "NOLS" (aantal RF-lijnen binnen een ROI) via een "LL"- resp. "NL"-commando aan het systeem meegedeeld. Ook kunnen reeds eerder opgegeven waarden van variabelen en "status woorden" (die aangeven of het systeem correct werkt) door de personal computer opgevraagd worden.

Een ander deel van de besturings-commando's geeft opdracht aan de snelle digitale signaal verwerker om bepaalde acties uit te voeren. Zo wordt bijvoorbeeld het systeem geïntialiseerd na een "ER"-commando en worden de berekeningen gestart na een "BG"-commando.

De opbouw van de besturings-commando's is zo gekozen dat ze overeenkomt met de opbouw van de commando's welke vanuit de personal computer aan de transient recorder gegeven kunnen worden. Een complete lijst van commando's, en het formaat waaraan deze moeten voldoen, is te vinden in bijlage C.1.

7.2.3 IEEE-interface

Deze programmatuur regelt de overdracht van data en besturings-commando's via de IEEE-488 (1979) bus. Een programma-deel verzorgt de aansturing van de IEEE-488 bus. De stroom-schema's hiervan zij te vinden in bijlage D.1b en D.1c. Dit programma-deel wordt doorlopen nadat door de IEEE-controller, via een interrupt, aan de 68000 processor kenbaar is gemaakt dat de toestand van de IEEE-bus is veranderd. Toestanden welke actie's van de 68000 verlangen zijn: 'DEC', 'TADS/TACS' en 'LADS/LACS' [C2]. In de 'DEC'-toestand (DEvice Clear) wordt de snelle digitale signaal verwerker volledig geïntialiseerd. In de 'TADS/TACS' (Talker ADdressed / Talker ACtive State) kan informatie vanuit de snelle digitale signaal verwerker via de IEEE-488 bus verzonden worden. En in de 'LADS/LACS'

(Listener Addressed / Listener Active State) kan informatie (data en besturings-commando's) via de IEEE-488 bus binnen gehaald worden.

Een tweede programma-deel bevat de input/ouput routines. Deze routines moeten de snelle overdracht van data via de IEEE-488 bus verzorgen. Stroom-schema's van deze routines zijn te vinden in bijlage D.1d en D.1e. De uitvoer van data verloopt met een maximale snelheid van 125 kByte/sec. Binnen halen van gegevens uit de transient recorder verloopt met een maximale snelheid van 174 kByte/sec, terwijl besturings-commando's binnen gehaald kunnen worden met een maximale snelheid van 94 kByte/sec. Binnen halen van data verloopt sneller dan het binnen halen van commando's omdat de hoeveelheid overgestuurde data vooraf bekend is (aantal RF-lijnen x lengte van een RF-lijn), terwijl bij het binnen halen van besturings-commando's steeds getest moet worden op een End-Of-string karakter (<CR>).

7.2.4 Aansturen VAP-64

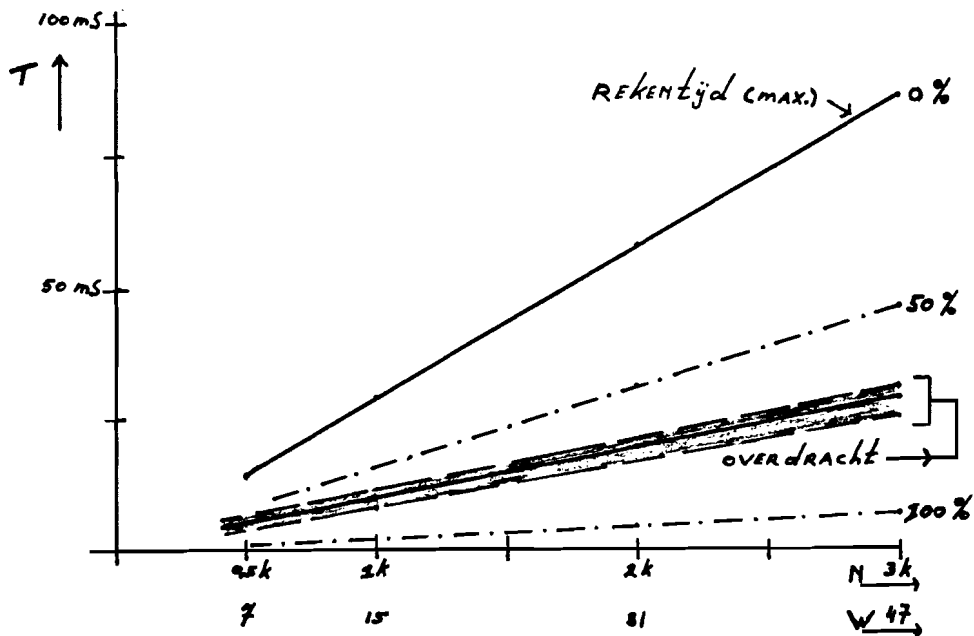
De laatste groep bevat programma's voor het aansturen van de VAP-64. Het verloop van een VAP-64 programma wordt hier geregeld en gecontroleerd (zie voor stroom-schema bijlage D.1g).

Ook de routine die zorgt voor overdracht van data van achtergrond geheugen naar VAP-64 geheugen bevindt zich in dit blok. Willen we voorkomen dat de VAP-64 array-processor in een wacht-toestand komt na elke verwerking van een RF-lijn, dan moet de overdracht van data behorende bij een nieuwe RF-lijn voltooid zijn voordat de vorige RF-lijn verwerkt is (zie ook paragraaf 7.1.2). De tijd nodig voor overdracht van een RF-lijn bedraagt:

$$T = 10 + 3,6 \cdot N + 5,4 \cdot N_0 + 4,4 \cdot N_{\$80} + 6,0 \cdot N_{\$7F} \text{ } \mu\text{Sec,}$$

met N het totale aantal sample's, N_0 het aantal sample's zonder overflow, $N_{\$7F}$ het aantal sample's met een negatieve overflow en $N_{\$80}$ het aantal sample's met een positieve overflow.

In figuur 7.2 is de tijd nodig voor oversturen van een RF-lijn en het bewerken van een RF-lijn door de VAP-64 uitgezet tegen de lengte van de RF-lijn (in aantal sample's "N", en in aantal segmenten "W"). Hierbij is voor de rekentijd tevens aangegeven het percentage window's dat niet meegenomen wordt ten gevolge van overflow van de ADC in de transient recorder. We zien dat in het algemeen de rekentijd langer is dan de tijd nodig voor het oversturen van een RF-lijn. De VAP-64 zal in die gevallen dan ook niet in een wacht-toestand komen te verkeren. Pas indien het aantal segmenten met overflow groter is dan 66% van het totale aantal segmenten komt de VAP-64 in wacht-toestanden.



Figuur 7.2 Tijd nodig voor overdracht en verwerking van een RF-lijn versus de lengte van een RF-lijn.

Hoofdstuk 8

RESULTATEN EN AANBEVELINGEN

8.1 SNELHEID

Bekijken we de tijden die de verschillende programma-delen van de snelle digitale signaal verwerker nodig hebben voor het verwerken van de RF-signalen uit een Region-Of-Interest, dan vinden we;

- maximale tijd nodig voor het berekenen van de gemiddelde power spectra:

$$T_{\max} = (1230,8 + 1809,4 \cdot W) \cdot L \text{ } \mu\text{Sec. ;}$$

- tijd nodig voor het corrigeren van de middelingen:

$$T = [205,6 + ([L/M] - 1) \cdot 103,2] \cdot W \text{ } \mu\text{Sec. ;}$$

- en tijd nodig voor diffractie correctie:

$$T = 0,4 + (82,6 \cdot W) \text{ } \mu\text{Sec. .}$$

Hierbij is W het aantal segmenten per RF-lijn, L het aantal RF-lijnen en M het werkelijke aantal segmenten

gebruikt bij een middeling.

Uitgaande van het grootste ROI dat door de snelle digitale signaal verwerker verwerkt kan worden (L=256 en W=47) vinden we een maximale rekentijd van 23,336 seconden. Deze rekentijd is als volgt opgebouwd:

berekenen gemiddelde spectrogrammen	22,086 sec.
correctie van middelingen	1,246 sec.
diffractie correctie	0,004 sec.

totaal	23,336 sec.

Opgemerkt dient te worden dat we de maximale rekentijd bij het bepalen van de gemiddelde power spectra vinden indien er geen overflow optreedt, terwijl de maximale tijd nodig voor correctie van de middelingen optreedt bij overflow in alle segmenten. Deze twee situaties kunnen natuurlijk niet gelijktijdig optreden, zodat de werkelijke maximale rekentijd altijd korter is dan de gevonden 23,336 seconden.

Data transport tussen transient recorder en personal computer verloopt met een snelheid van 20 kByte/sec. Het oversturen van 256 RF-lijnen, van ieder 3k sample's lang (→ 47 segmenten), van transient recorder naar personal computer duurt dus $(768k / 20k =)$ 38,4 seconden.

De, in de UBA gebruikte, transient recorder bevat, op dit moment, 128k geheugen. Bekijken we de situatie waarin het ROI 74 RF-lijnen breed is en elke lijn 1,73k sample's lang is (in totaal dus 128k sample's), dan vinden we een maximale rekentijd van 4,146 seconden terwijl het data transport van transient recorder naar personal computer 6,4 seconden duurt.

We zien dat de berekeningen minder tijd vergen dan het

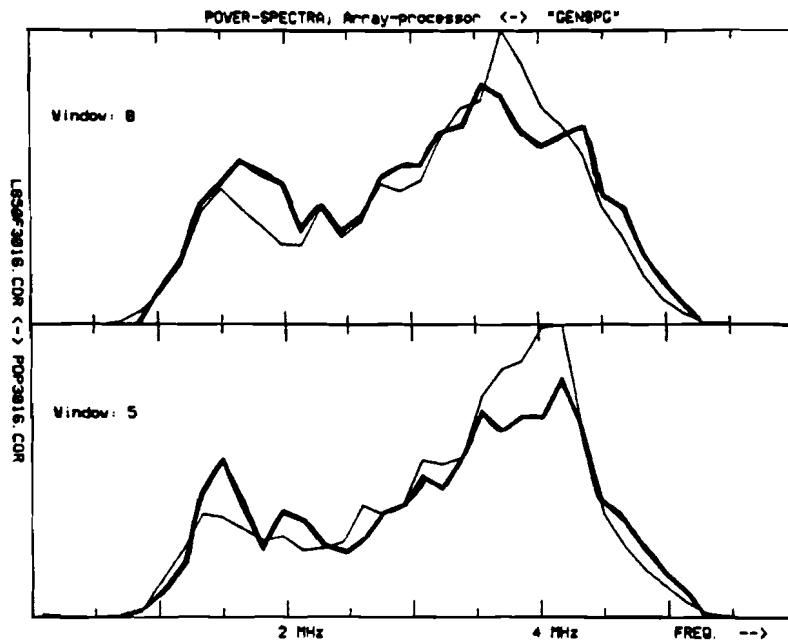
data transport. De power spectra kunnen door de personal computer dan ook direct na het verzenden van RF-lijnen binnengehaald worden. De snelle digitale signaal verwerker is dan ook snel genoeg om semi real-time gebruik toe te staan.

8.2 POWER SPECTRA EN VERZWAKKINGS COEFFICIENT

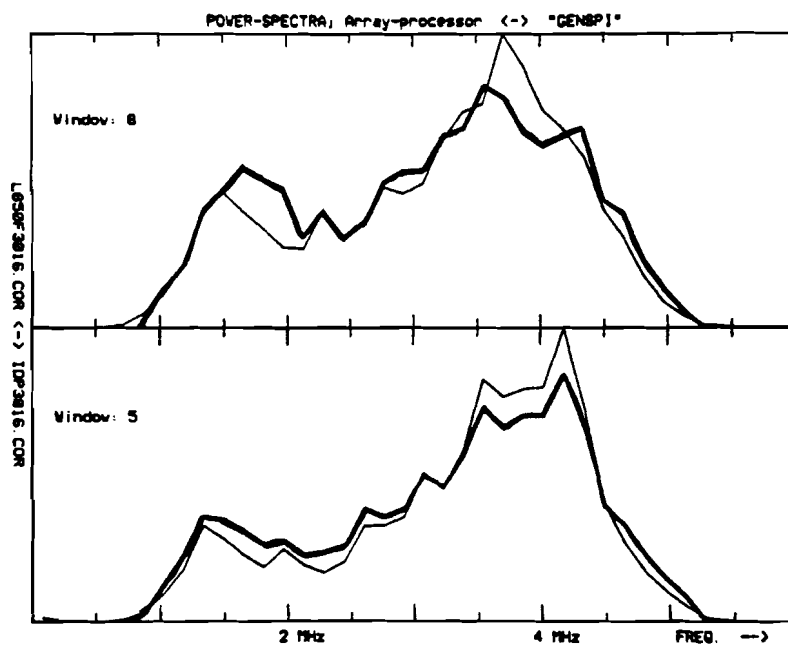
Voor de integratie van de snelle digitale signaal verwerker in de UBA werden power spectra en verzwakkings coefficient off-line berekend. Opgenomen RF-data werd overgezonden naar een PDP-11 computer en daar verwerkt. Op deze PDP-11 waren hiervoor een drietal programma's aanwezig. Het programma "GENSPG" bepaalde de gemiddelde power spectra en met behulp van de programma's "ATTEN" en "FITALL" werd de frequentie afhankelijke verzwakkings coefficient berekend.

Power spectra bepaald door de PDP-11 en de snelle digitale signaal verwerker zijn vergeleken. In figuur 8.1 zijn de power spectra van een tweetal segmenten te zien, zoals ze zijn bepaald door de PDP-11 (m.b.v. "GENSPG") en door de snelle digitale signaal verwerker (opname van een weefsel fantoom). Hoewel de vormen van de spectra redelijk overeenkomen zijn er toch aanzienlijke verschillen (met name in de buurt van de maxima).

Om de oorzaak hiervan te vinden is het programma "GENSPG" zo aangepast dat de power spectra bepaald worden op een wijze die overeenkomt met de door de snelle digitale signaal verwerker gebruikte manier. Zo zijn vorm van window en overflow detectie criterium gelijk gemaakt. Ook maakt dit nieuwe programma, "GENSPI", gebruik van een integer FFT in plaats van een real FFT. Hoewel de power



Figuur 8.1 Voorbeeld van power spectra berekend met "GENSPG" (dunne lijn) en de snelle digitale signaal verwerker (vette lijn).



Figuur 8.2 Voorbeeld van power spectra berekend met "GENSPI" (dunne lijn) en de snelle digitale signaal verwerker (vette lijn).

spectra nu meer overeenkomst vertonen (zie figuur 8.2) blijven de power spectra bepaald door de PDP-11 een hoger maximum houden. Dit verschijnsel blijkt systematisch voor te komen bij metingen aan verschillende weefsel fantomen.

Belangrijker dan de power spectra zijn de waarden voor de frequentie afhankelijke verzwakkings coefficient die we vinden. Tabel 8.1 geeft de waarden (voor het weefsel fantoom waarvan de spectra te zien zijn in figuur 8.1 en 8.2) berekend door de verschillende methode's.

	verzwakkings coefficient	absolute fout
"GENSPG"	0,730 dB/cm·MHz	0,18 dB/cm·MHz
"GENSPI"	0,660 "	0,14 "
Signaal verwerker	0,642 "	0,16 "

tabel 8.1

We zien dat de waarde bepaald met behulp van de snelle digitale signaal verwerker aanzienlijk afwijkt van de waarde gevonden m.b.v. het programma "GENSPG". Echter ten op zichte van de waarde gevonden m.b.v. "GENSPI" is de afwijking veel geringer. Bij metingen aan verschillende weefsel fantomen bleken de door de snelle digitale signaal verwerker geleverde waarden voor de frequentie afhankelijk verzwakkings coefficient systematisch lager te liggen dan de m.b.v. de PDP-11 gevonden waarden.

8.3 AANBEVELINGEN

Zoals uit de vorige paragraaf blijkt levert de snelle digitale signaal verwerker afwijkende power spectra, en daarmee samenhangend andere verzwakkings coëfficiënten, in vergelijking met de off-line methode m.b.v. de PDP-11. Nader onderzoek naar de oorzaak van deze afwijking is dan ook geboden.

Allereerst dient gekeken te worden naar de VAP-64 array processor. Onderzocht dient te worden hoe nauwkeurig de door de VAP-64 uitgevoerde Fast-Fourier-Transform is. Dit kan bijvoorbeeld door de snelle digitale signaal verwerker RF-data te laten bewerken waarvan het frequentiespectrum bekend is. Ook kunnen we de VAP-64 na het uitvoeren van een FFT een inverse-FFT laten uitvoeren, waarna we de originele en (na twee deze twee bewerkingen) verkregen RF-data vergelijken.

In de loop van dit afstudeerwerk is gebleken dat de door ons gebruikte VAP-64 een nieuwe versie is (in de documentatie was dit nog niet vermeld). Deze nieuwe versie bevat de mogelijkheid om ook "block floating point" FFT's uit te voeren (zie ook de derde methode in paragraaf 6.1.2). Onderzocht dient te worden of we met behulp van deze FFT's nauwkeuriger power spectra kunnen bepalen.

Ook dient gekeken te worden naar de op de PDP-11 gebruikte programmatuur. Indien we in het programma "GENSPG" een real FFT vervangen door een integer FFT bleek het programma andere power spectra op te leveren (die weer ander verzwakkings coëfficiënten tot gevolg hadden). De invloed van de door de berekeningen gebruikte getal representatie op het resultaat dient onderzocht te worden.

Tenslotte dient bekeken te worden of de snelle digitale

signaal verwerker een ander algoritme voor detectie van harde reflectoren moet gaan gebruiken. Hoewel overflow van de ADC in de transient recorder een bruikbaar criterium is, blijft het mogelijk (bijvoorbeeld bij zwakke reflecties) dat harde reflectoren meegenomen worden in de berekeningen.

Bijlage A.1

Array-processor boards

Type	Firma	Bus	1024-pt compl. FFT	prijs	systeem
AP-400	Analogic	1
Mars-432	Numerix	...	1.7 mS	1
Mini-map	CSPI	...	7,8 mS	1
Warrior	Sky	VME	4,0 mS	\$16.000	2
SkyMNK	Sky	Multi	50 mS	\$4.500	2
Zip-3216	Mercury	Multi	5-13 mS	\$22.000	2
VAP-64	DSP	VME	10 mS	f 23.500	3
AP-4	DSP	Multi	9,5 mS	f 19.000	3
FFT-1	DSP	Multi	9,5 mS	f 17.500	4
APB-3024	Marinco	Multi	12-65 mS	\$4.250 exl.	5
SPV-100	Burr-Brown	VME	40 mS	f 9.000	5

Systemen:

- 1 - Modulair complex systeem bedoeld voor inbouw in main frame computers;
- 2 - Programmeerbare general purpose array processor boards;
- 3 - Programmeerbare special purpose array processor boards;
- 4 - Special purpose array processor boards;
- 5 - (programmeerbare) general purpose mono-chip DSP boards.

BIJLAGE A.2

	FFT-1[B]	AP-4	VAP-64
NO-OP.....	*	*	*
Board test.....	* 17 S	* 33 S	* 20 S
I/O Test.....	*	.	.
Initialize.....	*	*	* 1-3 μ S
Load bit reverse.....	*	*	* 1+C μ S
(FFT)			
Load linear (IFFT)...	*	*	.
Unload bit reverse...	*	*	* 1+0,8C μ S
(IFFT)			
Unload linear (FFT)..	*	*	.
Block move (DMA).....	* 1 μ S/word	* 0,8 μ S/word	* 0,4 μ S/word
FFT/IFFT (1024-pt)...	* 8,5 mS	* 8,5 mS	* 10,28 mS
(complex; Hamming)			
Power magnitude.....	* 0,58N μ S	* 0,58N μ S	.
Sq. root magnitude...	* 2N μ S	* 2N μ S	* 2,4N μ S
Block add.....	.	.	* 0,8C μ S
Scale multiply.....	.	.	* 0,4C μ S
Linear array multiply .	.	* 2+0,8N μ S	.
Convolution.....	.	* N(N/6+0,5) μ S	.
Long term integration .	.	.	* 0,8C μ S
Complex Demodulation. .	.	.	* 1,6C μ S
FIR filter.....	.	.	*
Peak pick.....	.	.	*
Jump/return.....	.	.	*
to/from subroutine			
Branche on zero.....	.	.	*
Branch on not zero... .	.	.	*
STOP.....	.	.	*

C = word count;

N = transform size

BIJLAGE B.1-----
----- GEHEUGEN-INDELING VME-BUS SYSTEEM -----

hex	device	size
# 000.000 # 000.007	Initialisation vectors from system-ROM	8
# 000.008 # 000.FFF	System RAM area (reserved)	4k
# 001.000 # 07F.FFF	User RAM area	508k
# 080.000 # 09F.FFF	System EPROM area	128k
# 0A0.000 # 0BF.FFF	User EPROM area	128k
		67
# 0C0.041 # 0C0.043	RS-232C (Host) port3-p3	3
		60
# 0C0.080 # 0C0.090	RS-232C (Terminal) port1-p4	17
		112
# 0C0.101 # 0C0.103	RS-232C (Remote) port2-p5	3
		765

Zie volgende bladzijde

# 0C0.401	RTC	47
# 0C0.42F		
		127k
# 0E0.001	PI/T	53
# 0E0.035		
		128K
# 0FF.FFF		
+ 100.000	VAP reserved memory space	64k
+ 10F.FFF		
+ 110.000	VAP dual-ported RAM	64k
+ 11F.FFF		
+ 120.000	VAP INSTRUCTION PORT	4
+ 120.003		
		64k
+ 12F.FFF		
130.000		
		9.8M
B02.000		
* B02.001	MPCC	63
* B02.040		
* B02.041	PI/T 1	64
* B02.080		
* B02.081	PI/T 2	64
* B02.0C0		
* B02.0C1	RTC	64
* B02.100		

Zie volgende bladzijde

* B02.101	BIM 1	16
* B02.110		
* B02.111	BIM 2	16
* B02.120		
* B02.121	BIM 3	16
* B02.130		
* B02.131	BIM 4	16
* B02.140		
* B02.141	GPIB-controller	16
* B02.150		
B02.151		5M
FFF.FFF		

.. Force CPU-1D,
 * .. Force ASCU-2,
 + .. DSP VAP-64.

BIJLAGE B.2-----
GEHEUGEN INDELING VAP BIJ HET UITVOEREN VAN FFT-PROGRAMMA

Byte	Word		
110000	0000	} Resultaten power spectrum (reken-ruimte progr.4) } Resultaten FFT	256
1100FE	007F		
110100	0080		
110200	0100	Lijn 1 ; Data ruimte -----	3k
111A00	0D00	Lijn 1 ; Overflow ruimte	3k
113200	1900	Lijn 2 ; Data ruimte -----	3k
114A00	2500	Lijn 2 ; Overflow ruimte	3k
116200	3100	Resultaat ruimte -----	6k
119200	4900	Middelingen/window ruimte -----	48
119260	4930	Peack pick output data	
119262	4931	Peack pick position	
119264	4932	Aantal windows per lijn	
119266	4933	Nog te verwerken aantal windows	

Zie volgende bladzijde

119268	4934	Getal: \$FFFF = -1
11926A	4935	\$40 = 64
11926C	4936	\$80 = 128
11926E	4937	\$01 = 1

119270	4938	\$3080 = initieel resultaat adres
119272	4939	\$48FF = initieel middelingen/window adres

11A000	5000	PROGRAMMA 1 (FFT)

11A0CA	5065	Programma 4 (correctie van aantal middelingen)
11A1FC	50FE	\$00C0 = initieel data-ruimte adres lijn 1
11A1FE	50FF	\$0CC0 = initieel overflow-ruimte adres lijn 1

11A200	5100	PROGRAMMA 2 (FFT)

11A2CA	5165	Programma 3 (reset van resultaat-ruimte)
11A300	5180	Programma 5 (correctie van het diffractie-effect)
11A3FC	51FE	\$18C0 = initieel data-ruimte adres lijn 2
11A3FE	51FF	\$24C0 = initieel overflow-ruimte adres lijn 2

11D000	6800	Data-ruimte t.b.v. diffractie correctie

11FFFA	7FFD	- Return adres
11FFFC	7FFE	- Programma counter
11FFFE	7FFF	- Start adres van programma
120000	8000	- Instructie poort 1
120002	8001	- Instructie poort 2
		} registers

6k

BIJLAGE C.1

Hieronder volgen de commando's welke via de IEEE-488 bus aan de digitale signaal verwerker gegeven kunnen worden:

BG----

Commando dat het FFT-programma activeert. Het meegegeven getal geeft de trigger-delay (in aantal samples) aan. Indien geen diffractie-correctie hoeft te worden toegepast mag het getal weggelaten worden. Het commando dient gegeven te worden voor het oversturen van de data, en na een LL---- en NL---- (en eventueel DC----) commando.

DC----

Opgeven van het te gebruiken diffractie-correctie array. Na een DC0000 commando vindt geen diffractie-correctie plaats (default). DC00 $\alpha\beta$ geeft nummer van het correctie array, met:

$\alpha = 0 \rightarrow$ array in RAM (door gebruiker te laden)

$= 1 \rightarrow$ array in ROM (standaard aanwezig)

$\beta = 1,2,3 \rightarrow$ nummer van array in het m.b.v. " α " geselecteerde geheugen.

DC?

Opvragen van het nummer van het in gebruik zijnde diffractie-correctie array.

DU?

Opvragen van de resultaten (NW-array's van elk 128-woorden; resultaat = 16 bits; output van least significant byte als eerste).

ER

Initialisatie van de digitale signaal verwerker. De VAP-64 voert geen zelf-test uit, en de variabelen blijven behouden. Het IEEE-488 bus commando "Device Clear" geeft een volledige initialisatie van het complete systeem (default bij het opstarten van de UBA).

ER?

Opvragen van de fout-code;

- 1 : error bij over sturen van data,
- 2 : error bij het ontvangen van data (time-out),
- 8 : interrupt van onbekende oorzaak,
- 32 : onbekend commando ontvangen,
- 64 : VAP-64 array processor fout (clock- of program-error),
- 128 : VAP-64 niet klaar (hardware fout).

LC----

Commanda dat gegeven dient te worden voor het oversturen van een diffractie-correctie array. Het getal geeft het nummer van het te laden diffractie-correctie array in het RAM geheugen. Direct na dit commando moeten de waarden van het array overgestuurd worden (input van 12kW; input van least significant byte als eerste).

LL----

Opgeven van aantal samples per lijn.

LL?

Opvragen van aantal samples per lijn.

MW?

Opvragen van het echte aantal middelingen per window (na verwerpen van over- en under-flow).

Let op ! Ingelezen gegevens zijn niet meer correct na dit commando.

NL----

Opgeven van het aantal lijnen in de ROI.

NL?

Opvragen van het aantal lijnen.

NW?

Opvragen van het aantal windows per lijn.

ST?

Opvragen van de status van het FFT-programma;

1 : alle data ontvangen,

2 : power-calculations ready,

4 : all calculations ready,

8 : warning (meer dan 75% van de windows heeft over- of under-flow),

32 : programma time-out (programma-deel duurt langer dan 300 mSec.),

64 : array processor error (clock- of program-error),

128 : communicatie error (niet alle data is correct ontvangen van de BE256).

> 15 : ERROR

15 : ALLES KLAAR + WARNING

7 : ALLES KLAAR

< 7 : NOG BEZIG

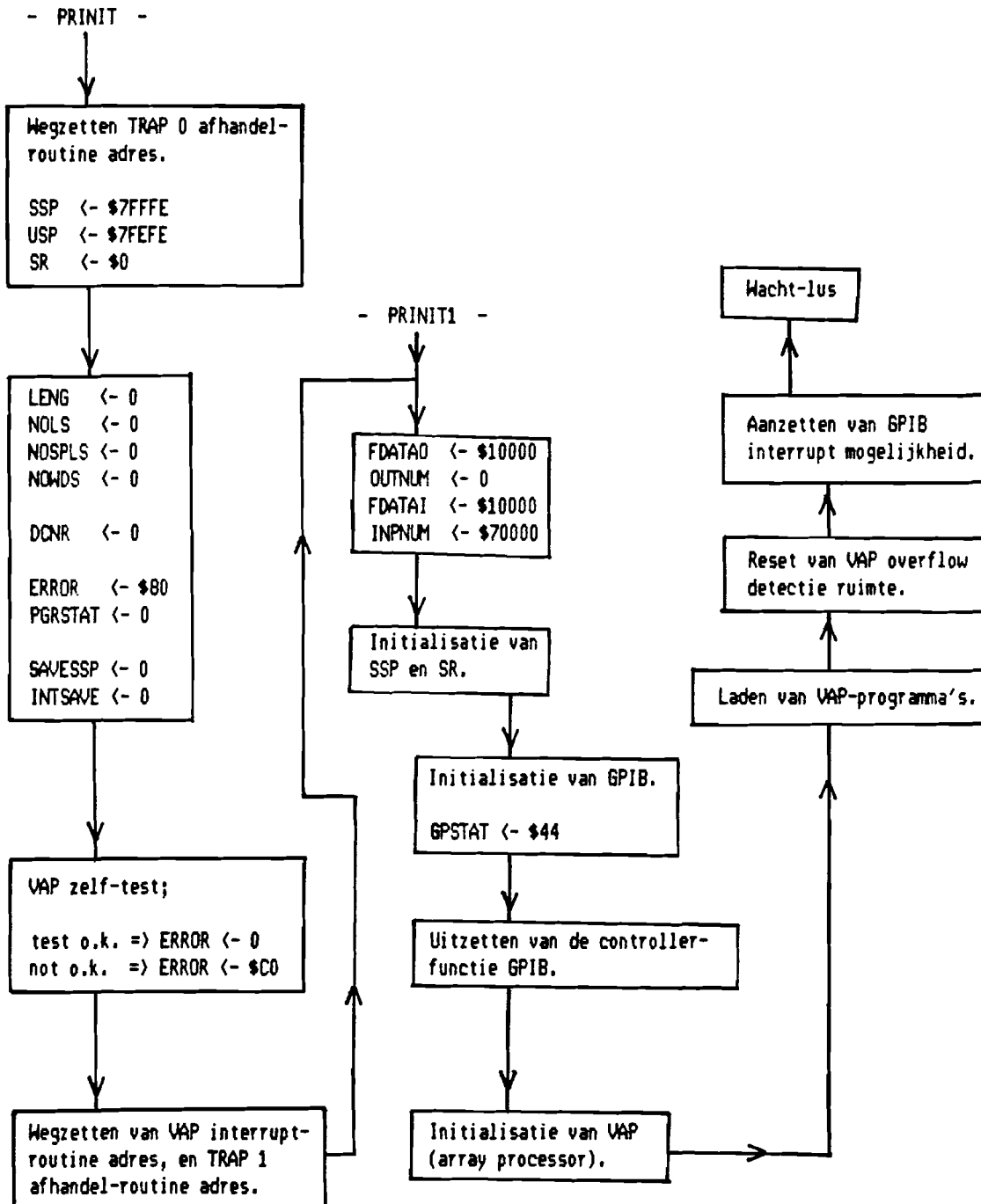
Commando formaat:

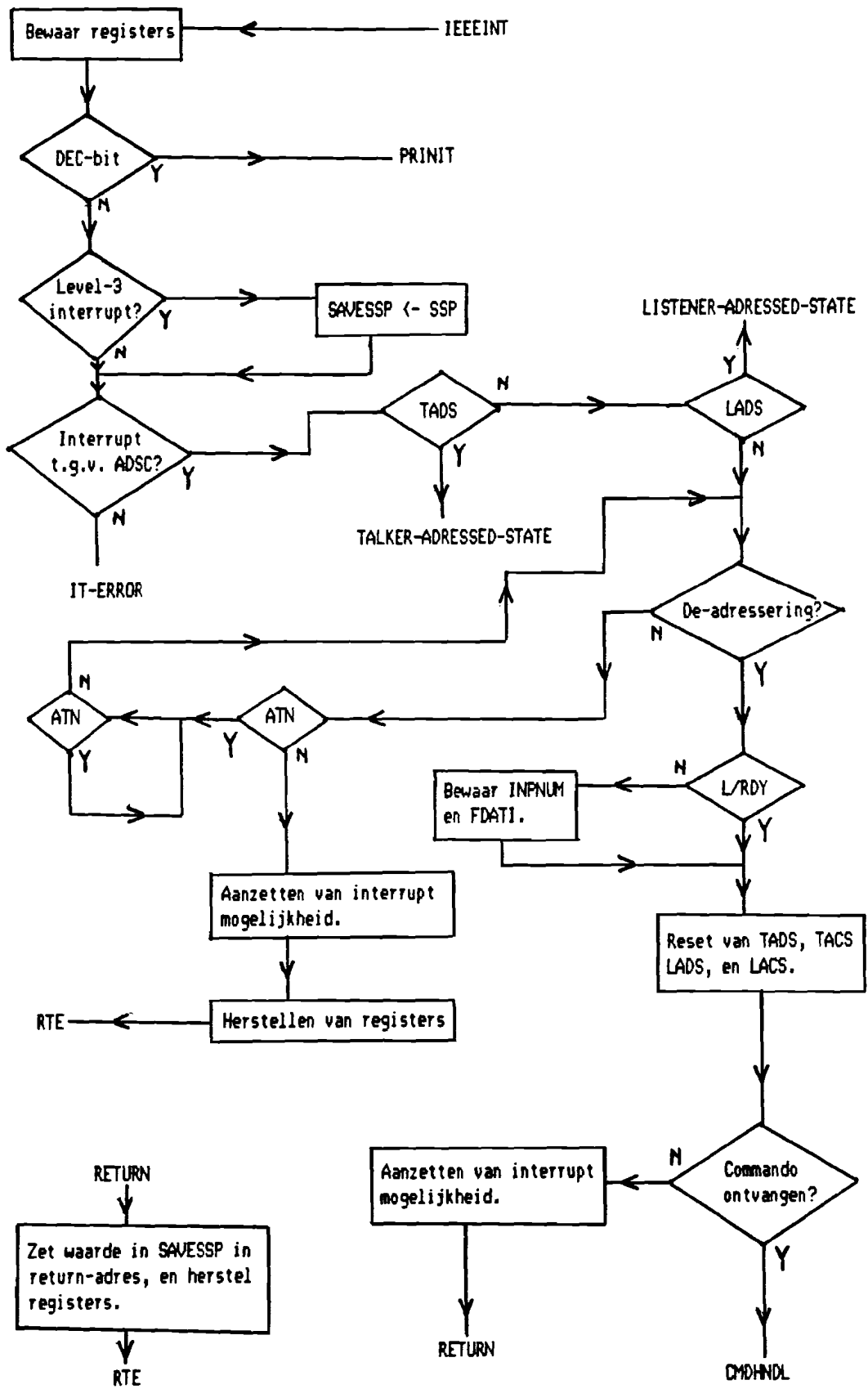
invoer: XX [?] [----] * <CR> of
 XX ---- (/) XX [?] [----] * <CR> of
 XX ---- (/) XX ---- (/) XX [?] [----] * <CR> .

uitvoer: XX ---- * <CR> of
 MW ---- / ---- / .. / ---- / ---- * <CR> .

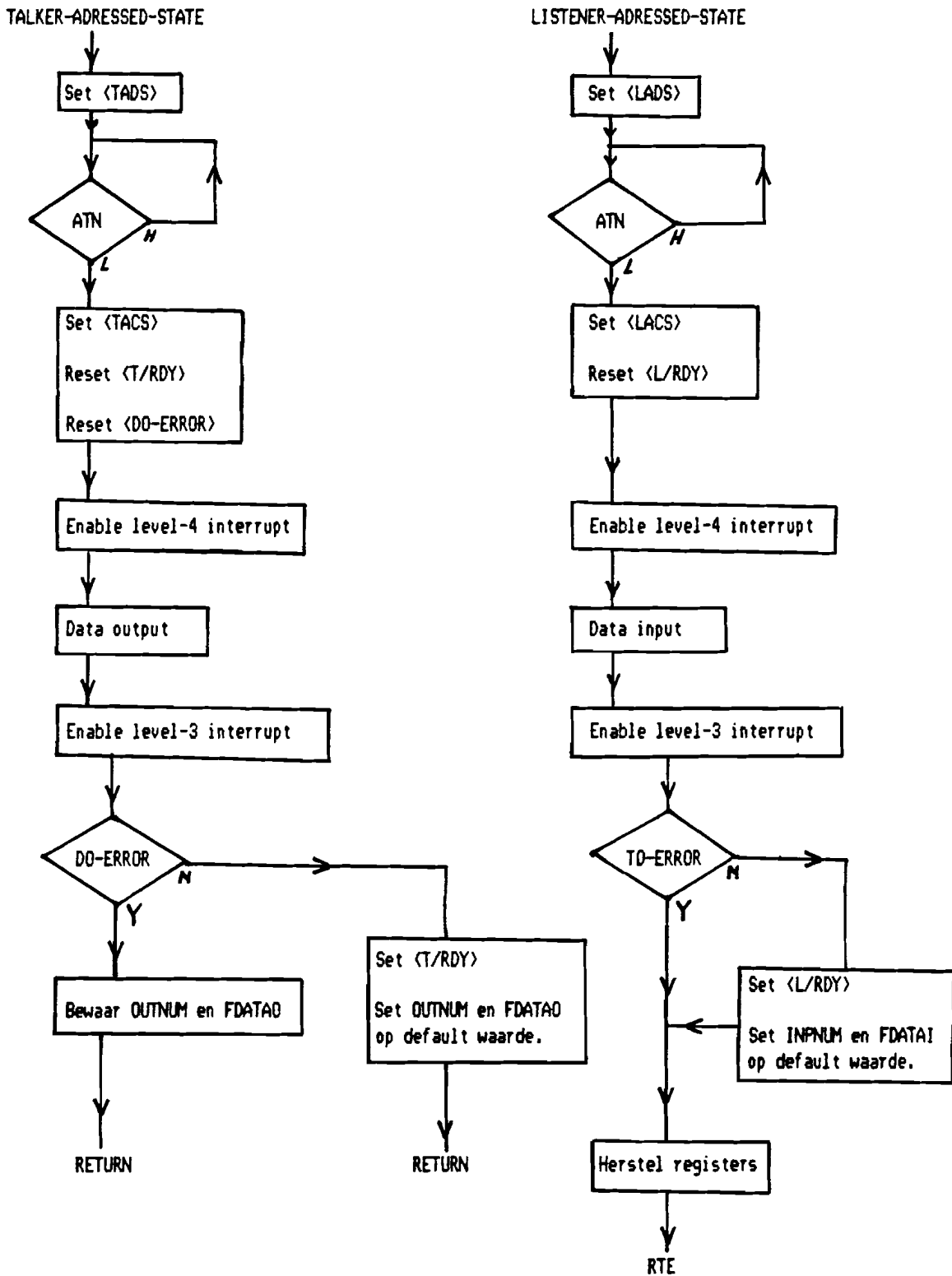
met: [] → keuze,
 () → niet verplicht,
 XX → twee alpha karakters,
 ---- → vier numerieke karakters (decimaal
 getal).

- Invoer van meetgegevens (vanuit BE-256) als "bytes";
 Invoer van diffractie-correctie array als "words"
 (least-significant-byte als eerste).
- Uitvoer van resultaten als "words" (least significant
 byte als eerste).
- In- en uitvoer van commando's als "bytes".

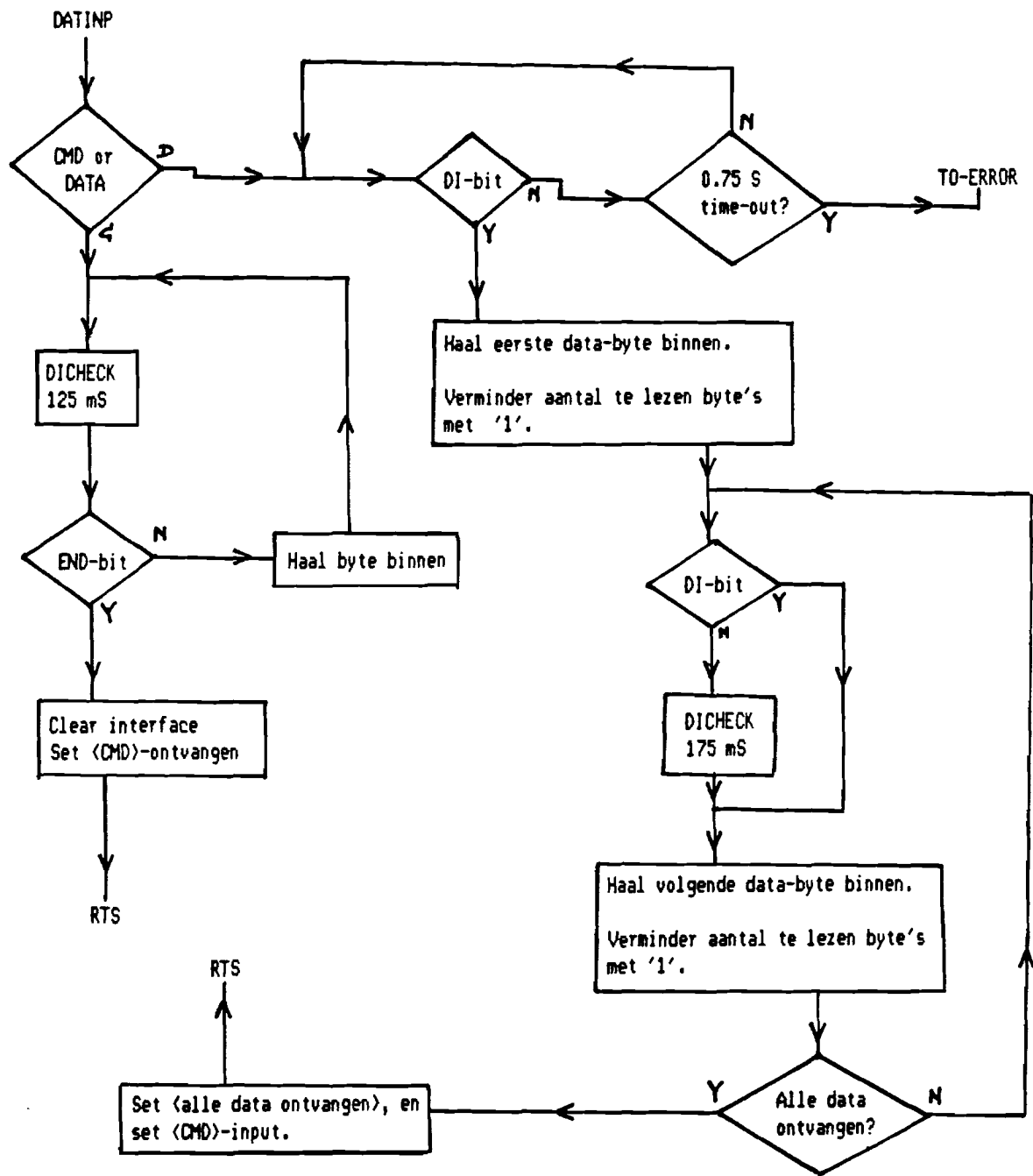
BIJLAGE D.1D.1a



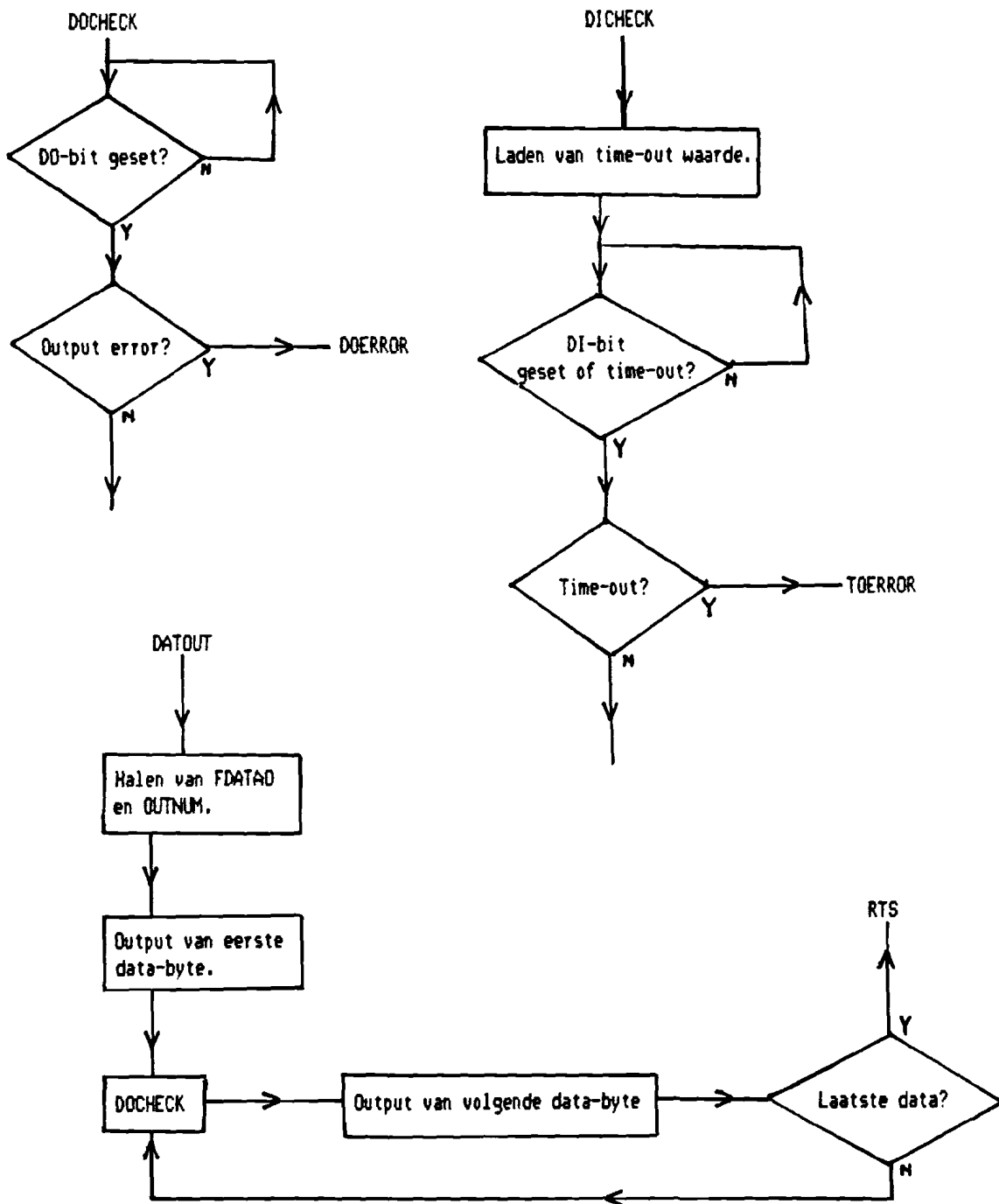
D.1b



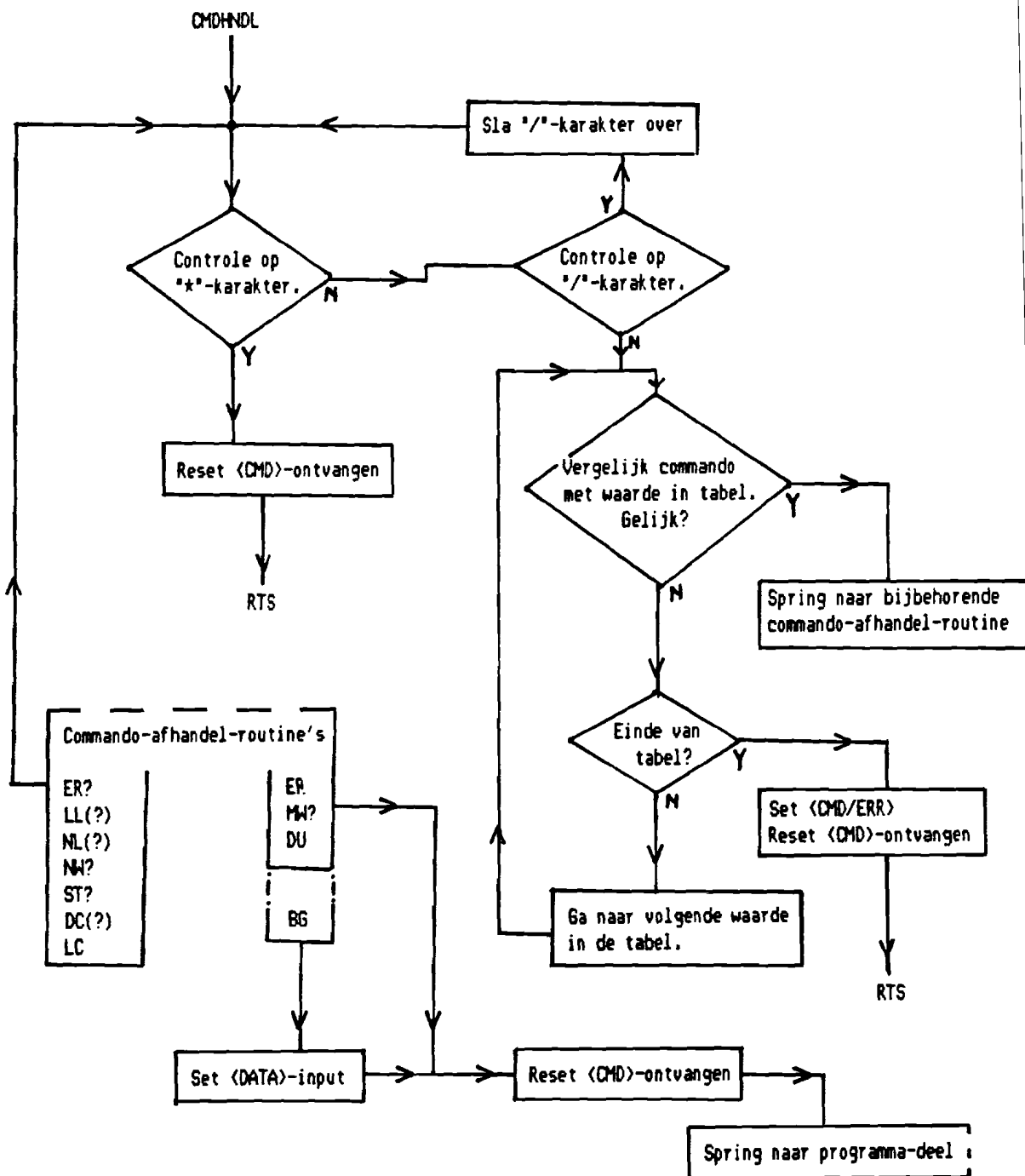
D.1c



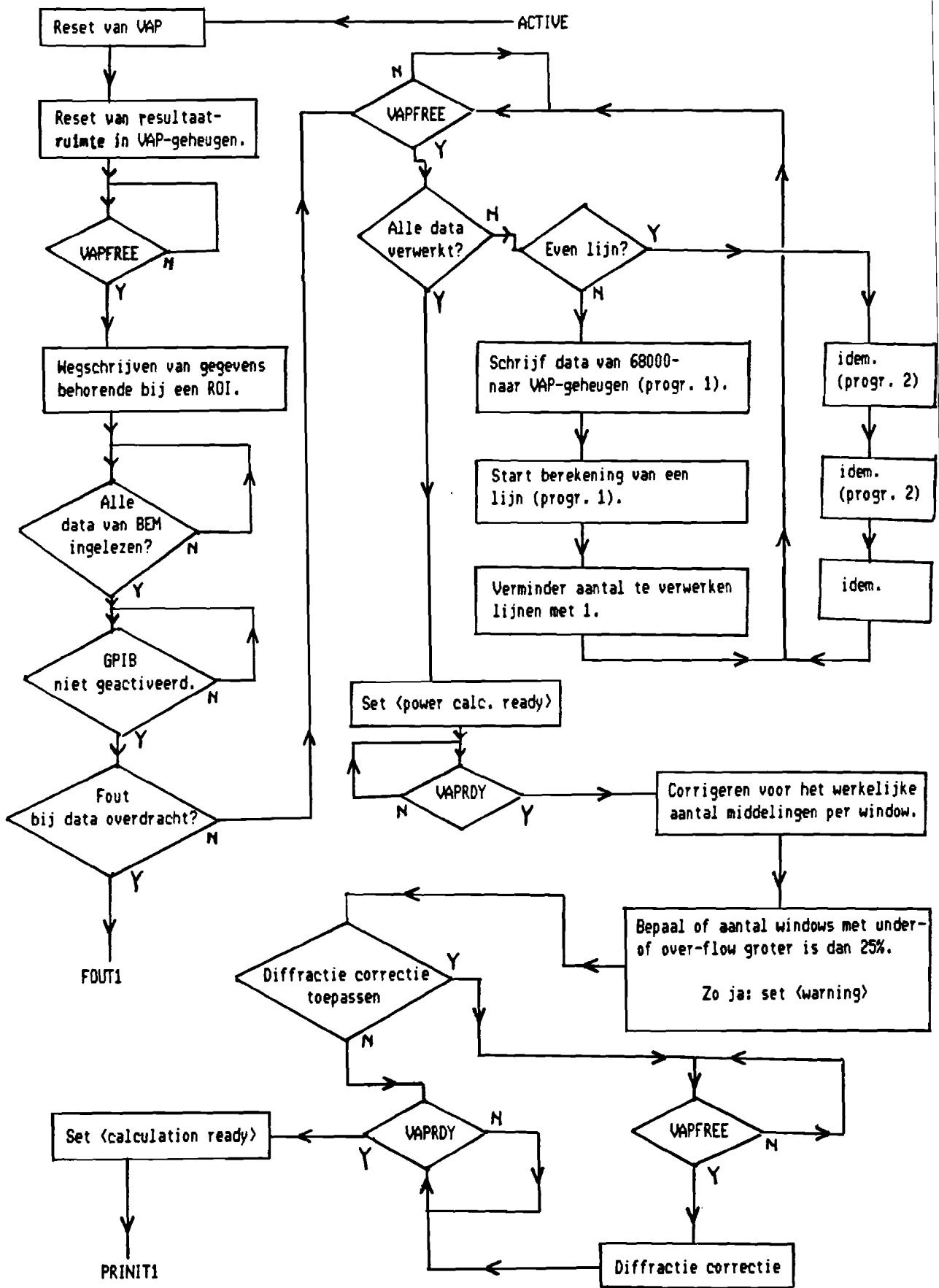
D.1d



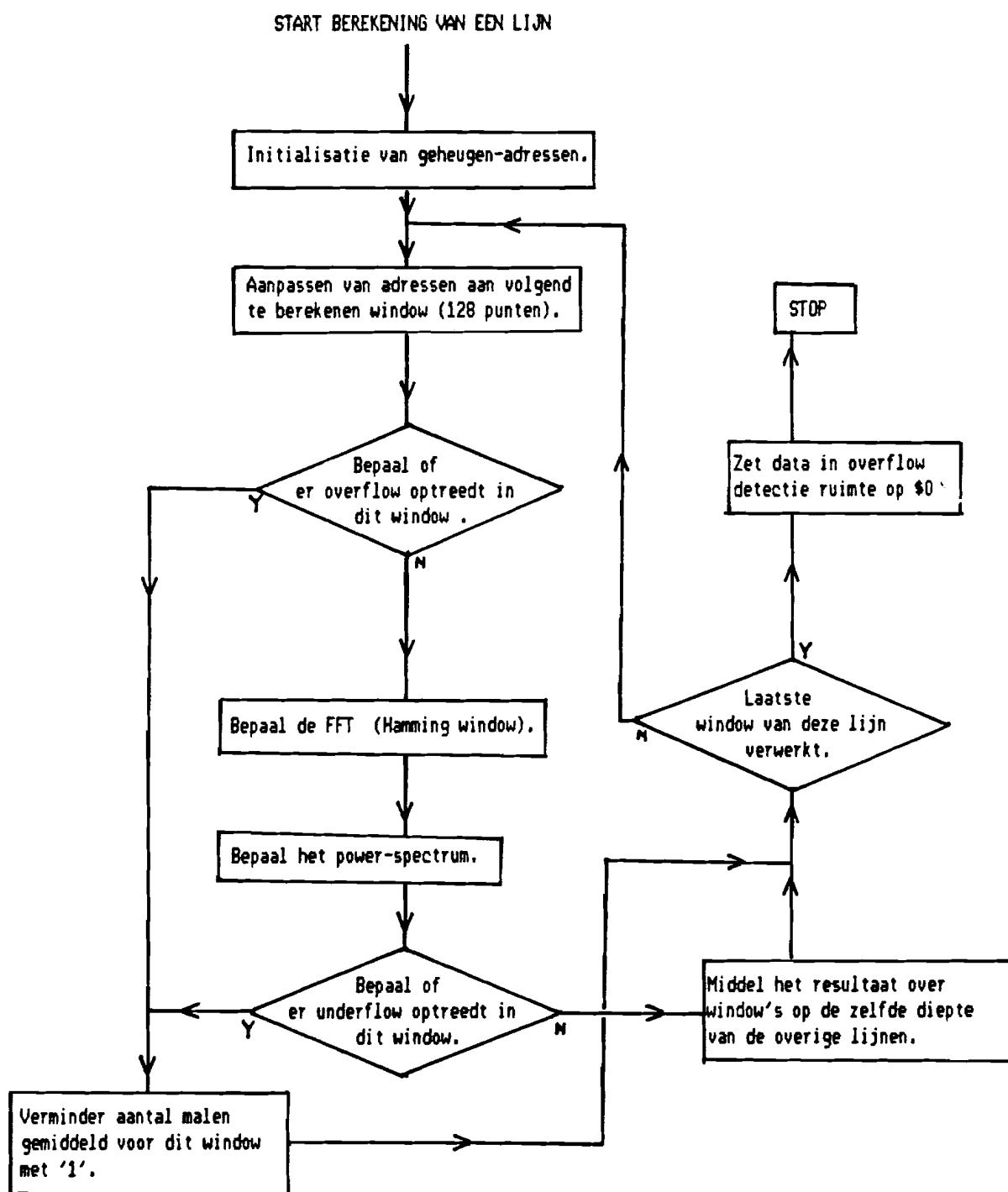
D.1e



D.1f



D.1g



D.1h

Literatuur

- A1 GENERAL-PURPOSE BOARD IS DESIGNER'S FIRST STEP
INTO DSP
Rajesh Tanna
Computer Design / 15-oct-1984 / p.81-85
- A2 DIGITAL SIGNAL PROCESSING MOVES INTO HIGHER GEAR
J. Hindin
Computer Design / 15-oct-1984 / p.61-74
- A3 SUPER SNELLE CHIPS MET 32-BIT STRUCTUUR
W. Tebra
Elektrotechniek-elektronica / no.4-1985 / p.17-20
- A4 SIGNAL PROCESSING CHIPS INVITE DESIGN COMPARISON
S.S. Mager
Computer Design / april-1984 / p.179-186
- A5 TWO-BOARD SYSTEM CUTS ARRAY PROCESSOR SIZE AND
SIMPLIFIES DESIGN
L. Schirm IV - de Koeyer
Computer Technology Review / fall-1984 / p.43-47
- A6 A FIXED-POINT FAST FOURIER TRANSFORM ERROR ANALYSIS
P.D. Welch
IEEE transaction on audio and electroacoustics
Vol. AU-17, No.2, june-1969 / p.151-157
- A7 SINGLE-CHIP DIGITAL MULTIPLIERS FORM BASIC DSP
BUILDING BLOCKS
Designer's guide to: Digital signal processing
W. Bucklen - Eldon - Schirm - Williams
EDN / 1-april-1981 / p.153-163
- A8 DIGITAL PROCESSING FACILITATES SIGNAL ANALYSIS
Designer's guide to: Digital signal processing
W. Bucklen - Eldon - Schirm - Williams
EDN / 15-april-1981 / p.133-146
- A9 ULTRASONIC BIOPSY APPARATUS
W.H. Kruimer - Lammers - Thijssen
Abstracts on the 14th symposium on acoustical imaging
Ultrasonoor bulletin / 22..25-april-1985 / p.156-157
- A10 DIGITALE SIGNAALVERWERKING
J. Lambrechts
Elektrotechniek-elektronica / no.6-1985 / p.43-45

- A11 DIAGNOSTIEK MET ULTRAGELUID
Zien met geluid begint waar horen ophoudt
Dr. Ir. J.M. Thijssen
Elektrotechniek-elektronica / no.6-1983 / p.44-47
- A12 ULTRASONIC CHARACTERISATION: PROSPECTS OF TUMOUR
DIAGNOSIS
Dr. Ir. J.M. Thijssen
European journal of Radiology / no.4-1984 / p.237-318
- A13 PROCESSING OF DIAGNOSTIC ULTRASOUND SIGNALS
R. Kuc
IEEE transactions on acoustics, speech, and signal
processing /voll. ASSP-1, no.1 / jan.-1984 / p19-26
- A14 ESTIMATING ACOUSTIC ATTENUATION FROM REFLECTED
ULTRASOUND SIGNALS;
Comparison of spectral-shift and spectral-difference
approaches
R. Kuc
IEEE transactions on ASSP / voll. ASSP-32, no.1 /
febr.-1984 / p.1-6
- A15 BOUNDS ON ESTIMATING THE ACOUSTIC ATTENUATION OF
SMALL TISSUE REGIONS FROM REFLECTED ULTRASOUND
R. Kuc
Proceeding of the IEEE / voll. 73, no. 7 / jul.-1985 /
p.1159-1168
- A16 ATTENUATION ESTIMATION IN REFLECTION;
Progress and prospects
J. Ophir - T.H. Shawker e.a.
Ultrasonic imaging / no.6-1984 / p.349-395
- B1 THEORY AND APPLICATION OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING
L.R. Rabiner - Gold
Prentice-hall / 1975
- B2 MICROPROCESSOR SYSTEMS AND THEIR APPLICATION TO
SIGNAL PROCESSING
C.K. Yuen - Beauchamp - Robinson
Academic press / 1982
- B3 VLSI SYSTEMS DESIGN FOR DIGITAL SIGNAL PROCESSING
Volume 1: Signal processing and signal processors
B.A. Bowen - Brown
Prentice-hall / 1982
- B4 DIGITAL SIGNAL PROCESSING
A.V. Oppenheim - Schafer
Prentice-hall / 1975

- B5 DE INVLOED VAN TUSSENLIKKEND WEEFSEL OP DE
ULTRAGELUIDS BUNDEL
M. v.d.Aarssen
Afstudeerverslag K.U. te Nijmegen / 1984
- B6 PARALLEL PROCESSING SYSTEMS
An advanced course
D.J. Evans (edited by)
Cambridge university press / 1982
- C1 MC68000 CROSS MACRO ASSEMBLER
Reference Manual / 3' ed. - 1979
- C2 MOTEROLA MC68488 GPIA USER'S MANUAL
Introduction to the IEEE-standard 488-1979 for
instrumentation interface
- C3 ROCKWELL 68000 16-BIT MICROPROCESSING UNIT (MPU) MANUAL
Rev.4 - aug. 1983
- C4 SYS68K/CPU-1B USER'S MANUAL
2' ed. - may 1985
- C5 SYS68K/CPU-1 DEBUGGER MANUAL
1' ed. - june 1985
- C6 SYS68K/MOTH USER'S MANUAL
2' ed. - dec. 1984
- C7 SYS68K/MOTH-E HARDWARE USER'S MANUAL
1' ed. - may 1983
- C8 SYS68K/ASCU-1/2 HARDWARE USER'S MANUAL
1' ed. - may 1985
- C9 VAP-64 USER'S MANUAL
Revision 2.0 - 1984

A : artikels B : boeken C : manuals