

RIJKSUNIVERSITEIT GENT
Faculteit van Letteren en Wijsbegeerte
Akademiejaar 1992-1993

Een Onzichtbaar Muziekinstrument

Boekdeel 2
Inhoudstafel
Hoofdstuk 2

Proefschrift ingediend tot het behalen van
de graad van Doktor in de
Kunstgeschiedenis en Oudheidkunde,
richting Muzikologie,

door Godfried-Willem RAES

Promotor: Prof.Dr.Ferdinand DE HEN

Boekdeel 2**HOOFDSTUK 2 :****Ultrasoontechnologie**

2.0.- Doel	p.3
2.1.- 'Holosound 1': historiek en verslag van 16 jaar technisch & artistiek onderzoek	p.4
2.1.1.- Voorgeschiedenis	p.4
2.1.2.- Konceptie van een eerste prototype	p.6
2.2.- Analyse en bespreking van de werking	p.7
2.3.- Technische realisatie gedetailleerde beschrijving van de schakelingen met metingen en optimalisatieprocedures	p.17
2.3.1 <u>De zenders</u>	
2.3.1.0 - Technische eisen	p.17
2.3.1.1 - Piezo-transducers Zenderschakelingen	p.18
2.3.1.2 - Capacitieve transducers	p.27
2.3.1.3 - Ionen- en plasma stralers Ionen schakeling	p.29
2.3.1.4 - Inductieve transducers	p.32
2.3.2 <u>De ontvangers</u>	
2.3.2.0 - Technische eisen	p.33
2.3.2.1 - Piezo-transducers	p.33
2.3.2.2 - Electret-transducers	p.34
2.3.2.3 - Condensatormikrofoons	p.34
2.3.2.4 - Meetmikrofoons en niet geteste types	p.35
2.3.2.5 - Inductieve mikrofoons	p.35
2.3.2.6 - De ontvangerschakelingen	p.36
2.3.2.6.1 - Amplitude-demodulatie	p.36
2.3.2.6.2 - Phase Locked Loop	p.37
2.3.2.6.3 - Frekwentie-demodulatie	p.39
2.3.2.6.4 - Hoogfrekwente voorversterker	p.42
2.3.3 <u>De analoge computer</u>	
2.3.3.1 - Multipliers	p.45
2.3.3.2 - 'Real-time' analoge rekeneenheid	p.47
2.3.3.3 - De analoge computer	p.49
2.3.3.3.1 - Ingangstrap	p.52
2.3.3.3.2 - Analoge vermenigvuldiging	p.54
2.3.3.3.3 - Analooq verschil van kwadraten	p.55
2.3.3.3.4 - Analooq kwadraat	p.56
2.3.3.3.5 - Afsluitblok	p.57
2.3.3.3.5.1.- limiter-kompressor	p.57
2.3.3.3.5.2.- laagdoorlaatfilter	p.58
2.3.3.3.5.3.- lijnversterker	p.58
2.3.3.3.6 - Voeding	p.59
2.3.3.3.7 - Patching	p.61

2.3.4 <u>Evaluatie</u>	
2.3.4.1.- Simulatie	p.63
2.3.4.1.1 - Legende	p.67
Muzikale representatie der simulaties	p.69
2.3.4.1.2 - Grafische simulaties van bewegingsmodellen	p.70
2.3.4.1.2.1 - Type 1: Vlottende beweging	p.71
ARAA1, ARAA2-kurve	p.74
ARAAB-kurve	p.81
ARAA0-kurve	p.83
BRAA-kurve	p.85
ARAA^-kurve	p.87
ARAAD-kurve	p.93
ARAAS-kurve	p.94
2.3.4.1.2.2 - Type 2: Expanderende beweging	p.95
2.3.4.1.2.2.1.- Sub-type 1: Teatrale botsing	p.95
Projektie	p.97
β -kurve amplitude & β -kurve snelheid	p.98
ARII-kurve	p.100
ARIIO-kurve	p.105
Notentranskriptie	
ARIIf-kurve	p.107
2.3.4.1.2.2.2.- Sub-type 2: Explosie of botsing	p.109
Projektie	p.110
ARCF-kurve	p.110
ARCF0-kurve	p.111
AFCFf-kurve	p.113
HRCF-kurve	p.115
Notentranskriptie	p.117
2.3.4.1.2.3 - Type 3: Kontraherende beweging	
2.3.4.1.2.3.1.- Sub-type 1: Imploderende beweging	p.121
Projektie	p.122
ARGG-kurve	p.123
HRGGf-kurve	p.125
2.3.4.1.2.3.2 - Sub-type 2: Evaderend	p.127
Projektie	
ARFG-kurve	p.128
ARFGf-kurve	p.130
ARFG0-kurve	p.131
2.3.4.1.2.4 - Type 4: Gesloten beweging	p.133
2.3.4.1.2.4.1.- Sub-type 1: Metrische impuls	
Projektie, β -kurve	p.134
ARIA-kurve	p.136
ARIAf-kurve	p.138
2.3.4.1.2.4.2.- Sub-type 2: Perkussieve impuls	p.140
Projektie, β -kurve	p.141
ARII-kurve	p.143
ARIIf-kurve	p.144
Notentranskriptie	p.145
2.3.4.2: Metingen	p.150
- dynamiek en signaal/ruisverhouding	
- resolutie	
2.4.- Artistieke presentatie als muziektheater	p.152
2.5.- Midi-implementatie:	p.154
bespreking en kritiek van een brok hardware	
2.6.- Besluit	p.158

HOOFDSTUK 2: Ultrasoontechnologie

2.0: Doel

In dit hoofdstuk zullen we volgende doelstellingen trachten te bereiken:

1. De technische werking van Doppler-ultrasoontechnologie voor lezers die niet of meer zo goed vertrouwd zijn met de elementen uit de fysika zo precies mogelijk te verklaren of in herinnering te brengen.
2. Een verslag uitbrengen van eigen onderzoek naar de mogelijkheid om gebruik makend van ultrasoontechnologie een non-impakt instrument op te bouwen. Daarbij zullen we, met een detaillering die enerzijds de controle door derden (wetenschappelijkheidsvereiste) en anderzijds het nabouwen (toepasbaarheidsvereiste), moet mogelijk maken, de diverse componenten die daarbij noodzakelijk zijn beschrijven. Ook experimenten die een negatief resultaat opleverden, worden daarbij behandeld.
3. Aanduiden welke resultaten werden geboekt en waar onze technische ontwerpen in dit stadium verschillen van gelijkaardige ontwerpen uit de literatuur.
4. Een eerste en zeer beperkte artistieke toepassing van een eerste door ons gerealiseerd non-impakt instrument beschrijven: 'Holosound'.
5. Aantonen, op grond van een elementaire signaalanalyse, dat het beschreven instrument in dit stadium van technische realisatie reeds geluiden produceert die in een aantal van hun parameters -meer bepaald vektoriele frekwentiebandbreedte en amplitude- een korrelatie vertonen met de motorische handelingen waardoor ze worden veroorzaakt.
6. Op grond hiervan en gesteund door de resultaten van een computersimulatie-model aantonen dat het instrument als meet-instrument in het kader van onderzoek naar motorische expressie relevant is en bruikbaar kan zijn.

2.1: Holosound 1

2.1.1.- Voorgeschiedenis

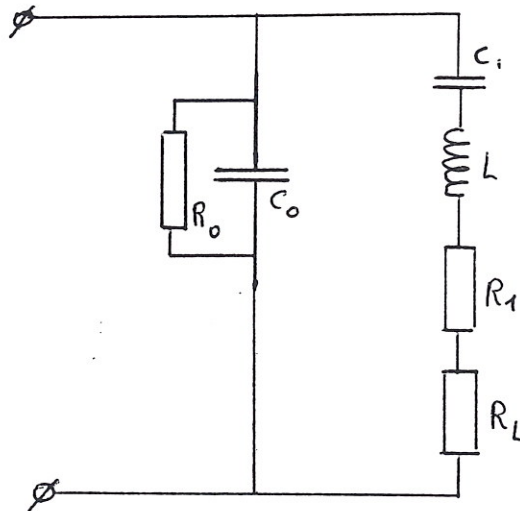
Omstreeks 1975, en nadat we reeds een ruime ervaring en een berg frustraties hadden opgedaan inzake bouw en ontwerp van allerhande alternatieve impact- en non-impact elektronische muziek-instrumenten, verscheen een materiaal op de konsumentenmarkt dat o.a. het zelf experimenteren met ultrasonen mogelijk kon maken: keramisch piezoelektrisch materiaal (PXE in het technisch afkortingenjargon).

Het verschijnsel van de piezo-elektriciteit was op zich reeds sedert het begin van de eeuw bekend. Onder ander het Seignette-zout vertoonde deze eigenschap. Kristallen ervan werden onder meer sedert lang gebruikt in goedkope platenspelers, oortelefoontjes en de zogenaamde kristalmikrofoons. Deze kristallen waren echter heel moeilijk zelf in een elektrische schakeling te gebruiken vanwege de problemen verbonden met de hechting van de aansluitdraden op de kristallen. Bovendien zijn deze kristallen in zeer hoge mate hygroscopisch (vochtgevoelig) en temperatuurafhankelijk. Verder is hun frekwentieweergave niet alleen allesbehalve lineair, maar bovendien ook bijzonder onvoorspelbaar. Het nieuwe keramische materiaal betekende op dit punt een enorme sprong voorwaarts.

Het betreft een gepolariseerd ferroelektrisch keramisch halfgeleidermateriaal dat op een erop uitgeoefende druk reageert met het genereren van een elektrische spanning. Het materiaal is wat dit betreft volstrekt omkeerbaar, wat betekent dat een erop aangelegde elektrische spanning een vormverandering (kontraktie of uitzetting, al naar gelang de polariteit van de aangelegde spanning tegenover de polarisatie van het PXE-materiaal zelf) met zich brengt. Gezien de vrij brede frekwentiekarakteristiek van het materiaal (mede afhankelijk van de vorm waarin het wordt gemaakt of versneden) bleek het ideaal voor de bouw van allerhande kontaktmikrofoons. De massa van de mikrofoon kon immers heel klein gehouden worden (van groot belang wanneer men de akoestische klank van het via kontaktmikrofoons te versterken instrument wil behouden) en de signaalafgifte evenals de dynamiek bleek relatief groot te zijn.

Voor technische specificaties is het nuttig het Philips Data Handboek, boekdeel 16, 'Components and Materials: Piezoelectric ceramics & Permanent magnet materials' of een recentere update daarvan te raadplegen. (Onze uitgave: Philips, Eindhoven, januari 1982). In de industrie wordt PXE onder andere gebruikt als aansteker-element in gasverbranders, waar het via een mechanische impuls een vonk van zo'n 2000 Volt opwekt. Omgekeerd, als mechanisch trillerelement, wordt PXE gebruikt in ultrasone reinigingsmachines, emulsifieerders, ultrasone lastoestellen voor kunststoffen en metalen...

Een van de vele materiaaleigenschappen van dit PXE is, dat het kan worden gestemd, en dit zowel gebruikmakend van de fysisch-mechanische eigenschappen van het materiaal zelf (net zoals men een stuk hout tot een gestemde xylofoon-staaf kan verwerken) als gebruikmakend van de elektrisch-dynamische eigenschappen. Elektrisch gezien gedraagt het PXE gebruikt als transducer zich immers zoals een netwerk samengesteld als volgt:



C_0 = capaciteit van het ingeklemde stuk PXE-materiaal

R_0 = dielektrisch verlies van het PXE

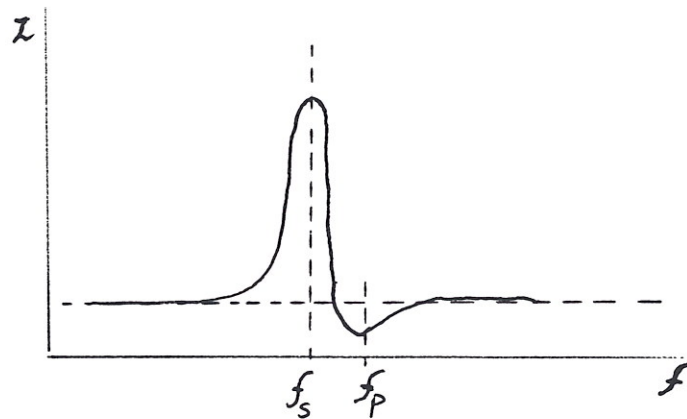
R_1 = mechanisch verlies in het PXE

R_L = de akoestische of mechanische belastingsweerstand van het PXE-materiaal gebruikt als transducer.

C_1 , L worden gevormd door de massa en de stijfheid van het materiaal.

(ref.: Philips Data Handbook, Op.cit, p.A9 - oktober 1980.)

Op grond hiervan is het mogelijk PXE materiaal ook te stemmen op ultrasone frequenties. De impedantie karakteristiek in functie van de frequentie ziet eruit als volgt:



Het punt f_s geeft in deze grafiek de serie-resonantie van de kring weer, terwijl f_p de parallel-resonantiefrequentie toont. Beide punten liggen, volgens onze eigen metingen aan piezoschijfjes gekleefd op een messing plaatje, ongeveer een terts uiteen. De mate van resonantie kan zowel worden geaksentueerd door de transducer aan een externe resonantiekring te koppelen, als gedempt door hem 'kortgesloten' te gebruiken. De grootte van deze resonantiepieken hangt ook af van het type PXE materiaal dat gebruikt wordt.

De eerste praktische experimenten die we opzetten, in 1976, maakten gebruik van het door Philips geproduceerde PXE materiaal PXE5. We gingen daarbij uit van enkele eenvoudige schakelingen voor ultrasone alarmsystemen gepubliceerd in een 'application note' van hetzelfde bedrijf.

Cfr.: Van Randeraat J. & Settingington, R.E. "Piezoelectric Ceramics", Eindhoven 1974, p. 78-103.

De schakelingen werkten weliswaar, maar de muzikale mogelijkheden vanzodra we probeerden er veel meer mee te doen dan simpelweg van op afstand en via beweging schakelaars te openen en te sluiten zoals dat bij alarmsystemen gebruikelijk is, lieten sterk te wensen over. We kregen te maken met enorme problemen met de opgewekte ruis en de kleine gevoeligheid. Gegeven de transducers waarover we beschikten (PXE-disks) bleek het systeem slechts relevante bewegingsinformatie op te leveren wanneer de bewegingen plaatsgrepen binnen een hemisfeer met een straal van 50cm van de ultrasone zender.

Pas enkele jaren later verschenen de eerste ultrasone transducers voor gebruik in lucht op de componentenmarkt. Een relatief ruim gamma aan ultrasone mikrofoons en transducers waarbij het Japanse Murata een van de belangrijkste producenten was. Later kwam daar Toko Inc. bij.

Toepassingen lagen in eerste plaats op de gebieden industriële automatisering en alarmsystemen. Aan de studie van de diverse alarmsystemen en afstandsbedieningen waarin gebruik wordt gemaakt van ultrageluid als medium, hebben we sedertdien vrij diepgaand onderzoek gewijd, omdat we in deze toepassingen aanknopingspunten zagen voor wat we wilden kunnen bouwen.

Ons artistiek en filozofisch werk rond bellen, sirenes en andere akoestische signaalbronnen waarop we ook in hoofdstuk 1 reeds alludeerden, werd ook in grote mate beïnvloed door deze studie. Het leidde tot de reeks muziekautomaten 'Bellenorgel', 'Beltoem', 'Beltelefoon' en 'Sirene'.

2.1.2: Konzept

Het koncept zoals ons dat -bij de aanvang van onze eerste experimenten met ultrasontechnologie voor ogen stond-, dus vooraleer er sprake was van deze studie en zeker de gegevens die we presenteerden in ons eerste hoofdstuk, stelden we op schrift als dokumentatie, omdat het de verklaring (motivatie en justifikatie) vormt van heel wat in dit stadium door ons uitgevoerde experimenten. We voegden het -geladen als het is met artistieke opties en persoonlijke vizies die geen onmisbaar verband houden met de wetenschappelijkheid van ons onderzoek- niet toe aan deze studie, maar verwijzen ervoor naar het artikel 'Holosound' dat we in 1990 publiceerden in het tijdschrift 'Celesta' evenals naar 'A personal story of music and technology', in het tijdschrift 'Leonardo', uit 1992.

2.2.: Teoretische analyse van de werking van 'HOLOSOUND'

Holosound was als 'work in progress' en in zijn eerste ontwikkelingsfase, een experimenteel instrument dat iedere beweging van zijn bespeler onmiddellijk vertaalt in een analoog klank-verschijnsel. Omdat dit klankverschijnsel heel erg specifiek is, het betreft immers gekleurde ruisbanden, kan het geen aanspraak maken op universele muzikale bruikbaarheid, wel integendeel, beschouwden we het als dermate specifiek dat we de naam die we het gaven eveneens gebruikten voor de muziektheatrale kompositie waarbij we het oorspronkelijk inzetten evenals voor de 'audio-art-installaties' die we ermee bouwden. Het principe ervan berust op wat wel eens ultrasone bewegingshologrammen wordt genoemd.

De term werd voor het eerst door Wolf Dieter Trüstedt gebruikt: zie appendix sub 5.2.4

Een zender opgesteld op een bepaald punt in de ruimte stuurt ultrasone, dus voor de mens onhoorbare geluidsgolven uit. Zolang binnen de door het geluid bestreken ruimte niets beweegt, gebeurt er niets en is er helemaal niets te horen. Vanzodra echter iets beweegt binnen de ruimte, dan wordt de ultrasone akoestische golf -afhankelijk van de richting van de beweging en haar snelheid- in frekwentie omhoog of omlaag gemoduleerd. De bespeler bevindt zich binnen deze ruimte en het is de oppervlakte van zijn lichaam in beweging die door het feit dat het, zoals elk oppervlak trouwens, klank reflekteert, oorzaak is van deze frekwentieverhuivingen. Dit principe berust geheel op wat men in de fysika het Doppler effect heeft gedoopt.

Beschouwen we even de hand van de speler en laten we veronderstellen dat deze die hand op een bepaald ogenblik aan een snelheid van 5 meter per seconde rechtlijnig beweegt. Onderstel voorts dat de ultrasone zender geplaatst binnen dezelfde ruimte, een geluidsfrekwentie heeft van 100kHz. Onderstel verder dat we naast de zender een mikrofoon, gevoelig voor het beschouwde frekwentiegebied opstellen als waarnemer (als mensen kunnen wij immers niet rechtsreeks ultrasonen waarnemen). De frekwentieverhuiving gemeten in de richting van de beweging kunnen we dan berekenen als volgt:

*Opmerking: in al onze formules gebruiken we, daar waar de 'klassieke' notatie typografische problemen zou opleveren, een op computers meer gebruikelijke notatie, o.m. zoals gebruikt in alle versies van Basic programmeertalen. Dus * voor vermenigvuldiging, / voor deling, \ voor restloze deling, ^ voor machtverheffing.*

1. stel de geluidssnelheid $v = 343\text{m/s}$
2. relatieve geluidssnelheid in de richting van de beweging : $343\text{m/s} + 5\text{m/s} = 348\text{m/s}$
3. procentuele verschuiving : $101,457\%$ (+ 1,457%)
4. 'waargenomen' frekwentie:
 $100\text{kHz} * 101,457\% = 101.457\text{Hz}$
5. Verschiltoon :
 $101.457\text{Hz} - 100.000\text{Hz} = 1.457\text{ Hz}$

Merk op dat deze verschiltoon, 1457Hz, binnen het gewone audio-bereik valt! Rechtstreeks waarneembaar is hij desondanks echter niet voor een menselijke waarnemer.

Dit is -terloops gezegd- overigens een mooi experimenteel bewijs voor de stelling waarvolgens som en verschiltonen bij de audioperceptie ontstaan en dus niet in de 'objektieve' werkelijkheid als luchtdrukfrekwentie aanwezig zijn. De signaalsterkte van deze berekende verschiltoon is immers beslist voldoende groot om door het menselijk oor waargenomen te worden.

Maar, ook gezien vanuit de tegenovergestelde richting wekt de beweging een evengrote verschiltoon op ,nml :

2. relatieve geluidssnelheid tegen de richting van de beweging in :
 $343\text{m/s} - 5\text{m/s} = 338\text{m/s}$
 3. procentuele verschuiving : 98,54% (-1,46%)
 4. waargenomen frekwentie:
 $100\text{kHz} * 98.54\% = 98.542\text{Hz}$
- Verschiltoon :
 $100.000 - 98.542 = 1.458\text{Hz}$

Dit kan uiteraard ook in één stap berekend worden met volgende rekenkundige formule:

$$(1) \quad f_{\text{diff}} = |(f_z * ((v_g \pm v_b) / v_g)) - f_z|$$

$$= f_z * (v_b / v_g)$$

waarin dan:

f_{diff} = de opgewekte verschiltoon
 f_z = de ultrasone zenderfrekwentie
 v_g = de geluidssnelheid
 v_b = de bewegingssnelheid

Hierbij moet wel de konditie $v_b \ll v_g$ worden gesteld. In woorden uitgedrukt, de bewegingssnelheid dient veel kleiner te zijn dan de snelheid van het geluid.

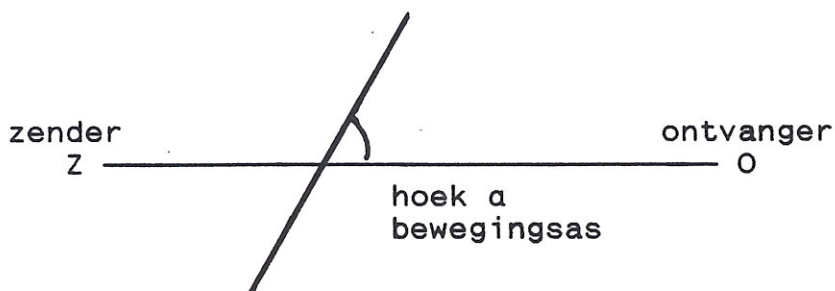
Hieruit blijkt dat de verschiltonen dezelfde frekwentie hebben wanneer de waarnemingspunten in het verlengde liggen van de richting van de beweging en dus onderling een hoek vormen van 180 graden. Wanneer de ultrasone zender en de ontvanger als het ware in eenzelfde punt opgesteld worden, en de beweging ervoor plaatsvindt geldt:

$$f_{\text{diff}} = 2 * f_z * (v_b / v_g)$$

Om dit goed in te zien volstaat het de Doppler redenering als volgt in twee stappen te beschouwen: Het bewegend object ontvangt op zijn oppervlak een geluidssignaal waarvan de frekwentie ten opzichte van die van het vaste zendersignaal verschoven is met $f_z(v_g/v_b)$. Het reflecterend oppervlak wordt vervolgens opnieuw als een geluidsbron gezien, in beweging tegenover de ontvanger, en dus geldt opnieuw een Dopplerverschuiving van $f_z(v_g/v_b)$. De uiteindelijke frekwentieverschuiving is dus tweemaal de Dopplerverschuiving.

Om nu de richting van de beweging in klank om te zetten, volstaat het de waarnemingspunten onder een andere hoek op te stellen. Na wat rekenwerk blijkt dat een opstelling van waarnemingspunten onderling en ten opzichte van de zender onder een onderlinge hoek van 60 graden, een optimale ruimtelijke differentiatie mogelijk maakt.

De (tot bewegingen binnen een vlak vereenvoudigde) wiskundige vergelijkingen voor de som en verschilltonen worden dan afgeleid als volgt :



de virtuele snelheid van de beweging gezien vanuit het punt O (de ontvanger of waarnemer) wordt dan gegeven door:

$$V_{\text{virt}} = V_{\text{abs}} * |\cos(\alpha)|$$

en aangezien f_{O1} , de frekwentie van de verschiltoon, evenredig is met V , de snelheid, geldt ook:

$$f_{O1} = f_{\text{max}} * |\cos(\alpha)|$$

Beschouwen we nu onze experimenteel als optimaal bevonden opstelling van de waarnemingspunten binnen een gelijkzijdige driehoek waardoorheen de beweging plaatsgrijpt en noemen we de bewegingshoeken vanuit elke ontvanger o_1, o_2, o_3 , dan $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ dan volgen de diverse frekwenties en hun samenhang uit :

$$\begin{aligned} f_1 &= f_{\text{max}} * |\cos \alpha_1| \\ f_2 &= f_{\text{max}} * |\cos \alpha_2| \\ f_3 &= f_{\text{max}} * |\cos \alpha_3| \end{aligned}$$

en, wanneer we voor $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ telkens alleen de scherpe hoeken beschouwen:

$$\alpha_1 + \alpha_3 = \pi/3 \quad (\text{rad.})$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 2 * \pi/3$$

en dus geldt ook :

$$\frac{f_1 |\cos \alpha_1|}{f_2 |\cos \alpha_2|} = \frac{f_2 |\cos \alpha_2|}{f_3 |\cos \alpha_3|} = \frac{f_1 |\cos \alpha_1|}{f_3 |\cos \alpha_3|}$$

f_{max} is hierin dan de frekwentie van de verschiltoon zoals we die zouden kunnen opvangen indien de beweging loodrecht zou staan op de as van de betreffende ontvanger. Zij valt eenvoudig te berekenen uit de 'absolute' bewegingssnelheid en de vaste zenderfrekwentie.

Wiskundig kunnen hieruit dan volgende relaties (2) , (3) en (4) tussen de frekwenties onderling worden afgeleid:

Uit $a_1+a_3 = \pi/3$ volgt dat $\cos(a_1+a_3) = \cos(\pi/3) = 1/2$
 en:

$$(\cos(a_1)*\cos(a_3))-(\sin(a_1)*\sin(a_3))=1/2$$

$$(\cos(a_1)*\cos(a_3))-(1/2)=\sin(a_1)*\sin(a_3)$$

$$(\cos(a_1)*\cos(a_3))-(1/2) =$$

$$((1-\cos^2(a_1))^{(1/2)})*((1-\cos^2(a_3))^{(1/2)})$$

$$(\cos^2(a_1)*\cos^2(a_3))+(1/4)-\cos(a_1)*\cos(a_3)=$$

$$1-\cos^2(a_1)-\cos^2(a_3)+(\cos^2(a_1)*\cos^2(a_3))$$

$$\cos^2(a_1)+\cos^2(a_3)-(\cos(a_1)*\cos(a_3)) = 3/4$$

Waaruit we afleiden :

$$(2) \quad f_1^2+f_3^2-f_1*f_3=(3/4)*f_{\max}^2$$

Voorts volgt uit $a_1 + a_2 = (2/3)*\pi$ dat :

$$\cos(a_1+a_2)=\cos((2/3)*\pi) = -(1/2)$$

waaruit volgt:

$$(3) \quad f_1^2+f_2^2+(f_1*f_2)=(3/4)*f_{\max}^2$$

Door nu (2) en (3) gelijk te stellen komen we tot een bijzonder en welhaast esthetisch eenvoudig verband tussen de onderlinge toonhoogtes :

$$f_1^2+f_3^2-(f_1*f_3) = f_1^2+f_2^2+(f_1*f_2)$$

of:

$$f_3^2-f_2^2 = (f_1*f_2)+(f_1*f_3)$$

of nog:

$$(f_3-f_2)*(f_3+f_2) = f_1*(f_2+f_3)$$

waaruit tenslotte volgt :

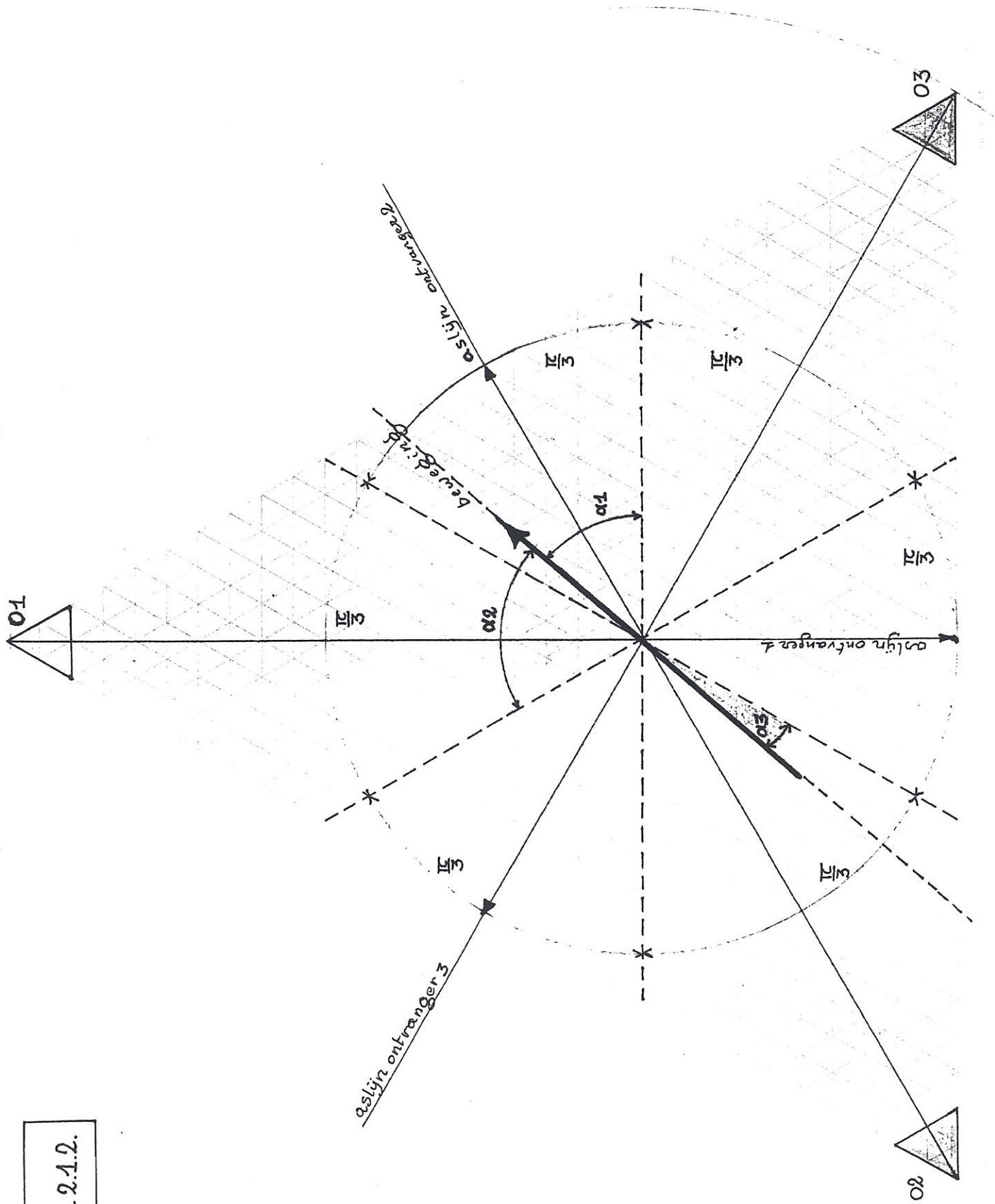
$$f_3-f_2 = f_1$$

$$(4) \quad f_3 = f_1+f_2$$

Merk op dat deze betrekking alleen geldt voor gevallen waarbij de beschouwde bewegingsvektor in het vlak gevormd door de drie waarnemingspunten valt. Anders gezegd, wanneer de beweging tweedimensioneel is tegenover de waarnemingspunten, verkrijgen we ook slechts 2 van elkaar onafhankelijke parameters. We zullen verder in dit hoofdstuk een driedimensionele benadering verder uitwerken. Ook alle later aan de orde komende wiskundige analyses, steunen op ons computersimulatieprogramma 'Holosimi' dat wel degelijk 3-dimensioneel werkt. (cfr. appendix, 5.2.2). Dat we ons hier beperken tot een 2-dimensioneel model spruit alleen voort uit onze bekommernis zo duidelijk mogelijk te zijn wat betreft de principiële werking en de wiskundige achtergrond.

Meetkundige tekening ter illustratie:

ad. 2.1.2.



Technisch probleem dat zich onmiddellijk stelt wanneer we op grond van bovenstaande wiskundige overwegingen een uitsluitend door lichaamsbeweging te bespelen instrument wilden bouwen, is dat de berekende verschiltonen niet akoestisch bestaan noch als dusdanig waargenomen worden door menselijke waarnemers. Hier diende dus de analoge elektronische rekentechniek ingeschakeld te worden. In eerste instantie poogden we gebruik te maken van allerhande schakelingen zoals die werden ontwikkeld voor -overigens erg onbetrouwbare- alarmsystemen en dieptemeters uit de scheepvaarttechniek. Bijna al deze schakelingen berusten echter op een of andere vorm van amplitude-demodulatie (alarmen) of pulsvertragingstijdmetering (dieptemeters en echografen). De signalen worden in deze technische toepassingen immers alleen gebruikt om logische niveaus te genereren. Bovendien bleek de haalbare signaal/ruisverhouding voor muzikale doelen volkomen onaanvaardbaar. Na toch wel enkele jaren van nogal intensief laboratoriumwerk (zie verder voor een samenvattend verslag), hebben we uiteindelijk volgend schakelprincipe als optimaal weerhouden. De 'clou' van de schakeling bestaat enerzijds in het oneigenlijk gebruik van gebalanceerde modulatoren als frekwentie-demodulatie-schakelingen, voor een signaal dat eigenlijk geen echt frekwentiemodulatiesignaal is, en anderzijds in de manier waarop de demodulatoren onderling gekoppeld werden. Voor de niet-technische lezer kunnen we voorlopig wellicht volstaan door de werking van de gebalanceerde modulator te definiëren als een elektronische schakeling die van twee op de ingangen aangeboden elektrische spanningen met een bepaalde frekwentie steeds alle som en verschiltonen tussen die frekwenties opwekt en op de uitgang aanbiedt. Ook de uit de vroegere elektronische muziek welbekende ringmodulator berust op deze schakeling.

De overdrachtfunctie van zo'n modulator ziet eruit als volgt:

$$U_{out}=(U_{x1}-U_{x2})*(U_{y1}-U_{y2})/10V$$

voor twee sinusvormige ingangssignalen en $U_{x2}=-U_{x1}$, $U_{y2}=-U_{y1}$ (dit is immers het geval wanneer de schakeling gebalanceerd wordt uitgestuurd) wordt dit dan :

$$(5) \quad U_{out}=(2*U_{x1})*(2*U_{y1})/10V$$

of nog:

$$(6) \quad U_{out}=(2*(U_{xmax}*\sin(2*\pi*f_x*t))*(2*U_{ymax}*\sin(2*\pi*f_y*t)))/10V$$

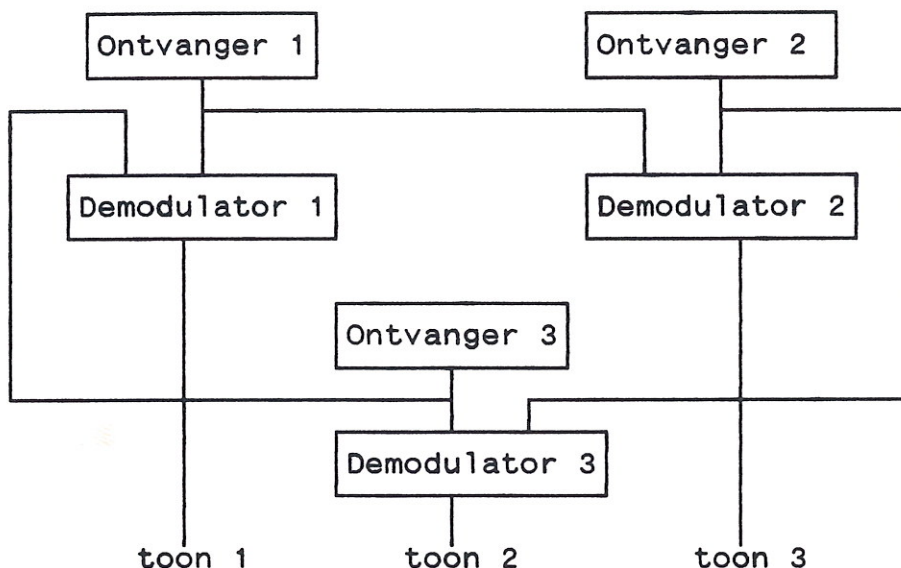
In werkelijkheid krijgen we in deze toepassing echter niet twee signalen op de ingangen te zien, maar wel op elke ingang de som van twee signalen: de zenderfrekwentie plus het daaraan toegevoegd Doppler-verschoven signaal. De overdrachtfunctie wordt dan ook verkregen door in formule (5) de termen U_x en U_y te substitueren door:

$$(7) \quad \begin{aligned} U_{x1} &= U_{zmax}*\sin(2*\pi*f_z*t)+U_{xmax}*\sin(2*\pi*f_x*t) \\ U_{y1} &= U_{zmax}*\sin(2*\pi*f_z*t)+U_{ymax}*\sin(2*\pi*f_y*t) \end{aligned}$$

waarin dan U_z en f_z resp. de ontvangen maximumspanning en de

frekwentie van de draaggolf zijn, en U_x , f_x en U_y , f_y respektievelijk spanning en frekwentie van de Dopplerverschoven komponent in het signaal.

Het blokschema van de gehele schakeling werd:



De theoretische en sterk vereenvoudigde overdrachtfuncties voor deze schakeling zijn dan:

Uitgangssignalen van de ontvangers :

$$U_{o_a} = U_{z_{\max}} \sin(2\pi f_z t) + U_{a_{\max}} \sin(2\pi f_a t)$$

$$U_{o_b} = U_{z_{\max}} \sin(2\pi f_z t) + U_{b_{\max}} \sin(2\pi f_b t)$$

$$U_{o_c} = U_{z_{\max}} \sin(2\pi f_z t) + U_{c_{\max}} \sin(2\pi f_c t)$$

Ingangssignalen van de demodulators:

Demodulator 1 : U_{o_a} en U_{o_b}

Demodulator 2 : U_{o_b} en U_{o_c}

Demodulator 3 : U_{o_c} en U_{o_a}

En dus, met gebalanceerde ingangssignalen :

$$(8) \quad U_{out1} = (2U_{o_a}) * (2U_{o_b}) / 10V$$

$$U_{out2} = (2U_{o_b}) * (2U_{o_c}) / 10V$$

$$U_{out3} = (2U_{o_c}) * (2U_{o_a}) / 10V$$

Waarin : U_z , f_z : resp. spanning en frekwentie van de zender
 U_{o_a} , f_a : resp. spanning en frekwentie van het
 verschoven signaal op de eerste
 ontvanger

U_{o_b} , f_b : id. voor de tweede ontvanger

U_{o_c} , f_c : id. voor de derde ontvanger

In het uitgangssignaal blijft bij praktische schakelingen een betrekkelijk sterke zendersignaalcomponent aanwezig, evenals heel wat nevenfrequenties op veelvoudigen daarvan. Deze konden echter op eenvoudige wijze met een lagere orde filterschakeling weggefilterd worden, gezien de grote afstand - in frequentie - tussen het gewenste uitgangssignaal en deze bijprodukten.

De praktische opbouw van de schakeling wanneer men een muzikaal aanvaardbare signaal ruisverhouding wil halen in de orde van de 60dB stelt de uiterste eisen inzake precisie aan de gebruikte onderdelen en aan de afregeling. Voor de opbouw werd in de recentste versies dan ook gebruik gemaakt van precisie instrumentatieversterkers en 'laser-trimmed analog multipliers' van de firma Analog Devices (type AD632). Ook de bouw en ontwikkeling van de ontvangers was niet direkt een triviale aangelegenheid. Er bestaan weliswaar piezoelektrische ultrasoon ontvangers in de handel (o.m. van Murata, Japan), maar die zijn elektrisch zowel als mechanisch gestemd op een welbepaalde werkfrequentie (meestal 40kHz) en hebben een betrekkelijk kleine bandbreedte en een soms enorme non-lineariteit (zie verder). Twee bruikbare types kwamen na lang zoeken uit de bus: enerzijds mechanisch gedempte en elektronisch gelineariseerde piezoelektrische ontvangers, anderzijds zelfgebouwde kondensatormikrofoons, waarvoor echter een nogal grote externe voedingsspanning nodig is waardoor ze moeilijk te miniaturiseren vallen. Op dit vlak kan verdergaand onderzoek wellicht nog veel aan de goede werking verbeteren.

Het instrument werkt in principe met eender welke ultrasone toonhoogte, waarbij het duidelijk zal zijn dat naarmate men deze toonhoogte hoger kiest, het frequentiebereik van de ontstane verschiltönen ook groter zal zijn. Hier zijn echter zeer grote praktische beperkingen aan verbonden: immers naarmate men de toonhoogte laat stijgen is er, voor het bestrijken van een evengrote ruimte, een akoestisch afgestraald vermogen nodig dat niet evenredig stijgt met de toonhoogte, maar wel met minstens de derde macht daarvan!

Bij de laagste in dit instrument bruikbare ultrasone frequentie van circa 34kHz volstaat een elektrisch zendervermogen van 2 Watt ruimschoots.

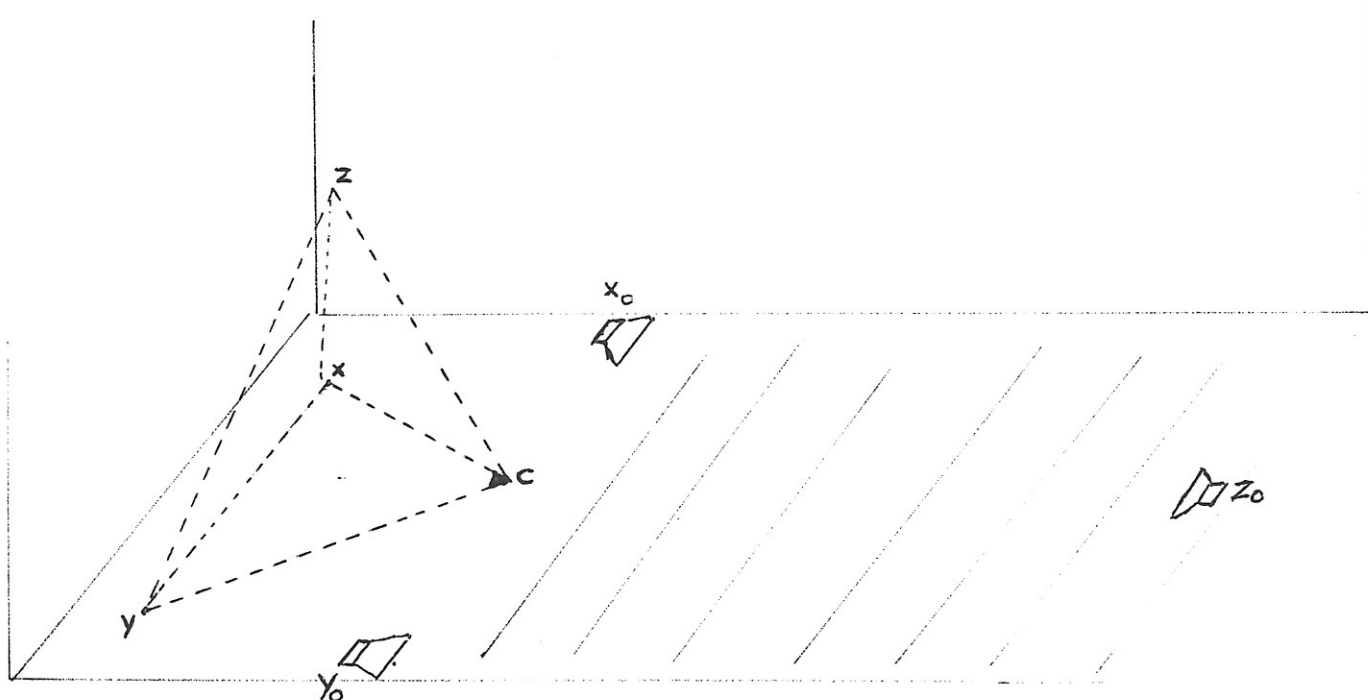
Bij 200kHz is al gauw zowat 35Watt nodig, en in de praktijk nog heel wat meer, wat dan te wijten is aan de geringe efficiëntie van ultrasone stralers in lucht bij deze frequentie. Een bijkomend probleem is dat geluid naarmate de frequentie toeneemt, direktoneler wordt afgestraald, wat nogmaals bijdraagt tot een noodzakelijke vermogensverhoging. Middels toepassing van een kaskade van ultrasone zenders zó dat een voldoende sferische straler bereikt wordt, is dit wel te verhelpen. Op een bepaald punt echter worden hierbij grenzen kwa ultrasone geluidsdruk overschreden waarbij helemaal niet meer voor zeker kan worden aangenomen dat ze voor de mens ongevaarlijk zijn.

Bovenstaande akoestisch-wiskundige en technische overwegingen zijn uiteraard sterk simplificerend en inleidend. Zo dienen we er bvb. toch op te wijzen, dat het in werkelijkheid onmogelijk is om een 'zuivere' toon te produceren, maar dat steeds 'kleurruis' met min of meer duidelijke toonhoogte

ontstaat. Dit laat zich makkelijk verklaren uit het feit dat waar we in onze aanvankelijke analyse uitgingen van een bepaalde bewegingssnelheid, dit in de praktijk niet kan bestaan. Immers, wanneer een mens een lichaamsdeel beweegt, dan beweegt elk punt ervan aan een verschillende snelheid: wanneer je met de armen zwaait blijven de schouders min of meer op hetzelfde punt. Derhalve zijn de voortgebrachte verschiltönen ook de som van alle gereflekteerde frekwenties, m.a.w. klusters of ruisbanden. Een tweede opmerking geldt het feit dat de sterkte van de opgewekte geluiden recht evenredig is met de grootte van het bewogen oppervlak. Dit effect is echter muzikaal uitstekend te gebruiken omdat het perfect aansluit bij de relatie expressie-beweging van de mens. Het instrument zet de snelheid van de beweging om in de toonhoogte van een cluster of ruisband. Een lineaire beweging geeft aanleiding tot een min of meer konstante toon, terwijl een versnelling een stijgende glissando wordt, een vertraging een dalende. De intensiteit van de beweging (de hoeveelheid lichaam die beweegt), wordt omgezet als de geluidssterkte van die cluster. Bovendien geschiedt alles vektorieel, d.w.z. in functie van de richting van de beweging.

Wanneer nu de luidsprekers waarop de resulterende klanken ten gehore worden gebracht in een driehoekige opstelling waarbinnen de luisteraar zich moet bevinden worden geplaatst, dan hoort deze laatste als het ware akoestische bewegingshologrammen: de klanken -in functie van de bewegingen die hen veroorzaken- bewegen zich overeenkomstig door de akoestische ruimte.

Projectie van de speelruimte van 'Holosound' in de luisterruimte waarbinnen de toehoorders zich bevinden:



Een verdere mogelijkheid waartoe het instrument zich in deze vorm gemakkelijk leent, ontstaat wanneer we de zender uitvoeren als een ultrasone FM-zender, waaraan we een extern signaal als modulatiesignaal toevoeren. Gezien de aard van het instrument is als modulatiesignaal daarvoor de stem van de speler-beweger het meest voor de hand liggend. De toonhoogtes van dit modulatiesignaal zullen dan in frekwentie veranderen in functie van de beweging van de spreker/zanger.

Met een dergelijke configuratie experimenteerden we naar aanleiding van een muziektheaterproduktie onder de titel 'Piramisch' in samenwerking met plastisch kunstenaar Herman Schepens in 1986.

Ook configuraties waarbij het uitgangssignaal wordt teruggekoppeld naar de modulatieingang van de zender, leveren verrassende muzikale resultaten op, die dan echter nagenoeg volledig afhankelijk zijn van de akoestische ruimte waarin het instrument wordt opgesteld. Op een dergelijk dynamisch systeem kunnen de klassieke lineaire wiskundige beschrijvingstechnieken niet langer worden toegepast, maar dienen we ons wiskundig apparaat in de richting van niet lineaire vergelijkingen te gaan zoeken. De Lorenz-vergelijkingen zijn daarvan naast de Mandelbrot fraktals uit de zgn. Chaos-theorie, wellicht de best gekende voorbeelden. 'Standing Waves', een live-elektronische kompositie uit 1984 kwam op deze wijze tot stand.

Die ruimte bepaalt overigens ook bij normale rechttoe-rechtaan werking in hoge mate het klankresultaat. De bedoelde en in het instrument geïmplementeerde functies komen theoretisch slechts korrekt uit de bus, wanneer we het instrument gebruiken in het akoestisch vrije veld (in een vlakke onbebouwde ruimte), of in een anechoïsche ruimte. In de praktijk echter valt ook in normale niet te kleine concertzalen, een en ander nogal goed mee. Hoe kleiner en meer reflekterend de ruimte, hoe geringer het ruimtelijk effect van het Holosound instrument is, en ook hoe kleiner de precisie waarmee de klanken vanuit de bewegingen kunnen worden gestuurd.

2.3: Gedetailleerde beschrijving van de ontwikkelde en geteste schakelingen

Een samenvattend laboratoriumverslag

2.3.1: Ultrasoon-zender ontwerpen

2.3.1.0: Technische eisen

Ons eerste probleem bij het opzetten van experimenten met bovenbeschreven opstelling was het bouwen van een deugdelijke geluidsbron voor ultrasonen.

Schakelingen voor dergelijke toestelletjes worden industrieel toegepast in alarmsystemen evenals o.m. in autofocus foto toestellen waarin ze gebruikt worden voor de automatische scherpstelling (afstandsmeter). De in deze toepassingen gebruikte moderne schakelingen bleken echter niet zomaar bruikbaar voor ons doel en dit omwille van het niet voldoen aan een aantal van de hiernavolgende eisen:

- zuiver symmetrisch en liefst sinus-vormig signaal (vervorming $\leq 0.1\%$)

Assymetrieën in het afgestraalde signaal leidden bij de ontvangst en na demodulatie tot een grotere ruiskomponent.

- temperatuuronafhankelijkheid van de frekwentie

Aangezien de gebruikte ontvangerschakelingen bij voorkeur rond de gebruikte centrale ultrasoonfrequentie afgestemde versterkers bevatten, utesen fluktuaties in de zendfrequentie door temperatuurdriift zich onvermijdelijk als amplitudemodulaties in het uitgangssignaal, die niet drager zijn van enige relevante informatie. Technisch gesproken dus, laag-frekwente ruis.

- lage ruis ($\leq -90\text{dB}$)

Bedoeld is hier de eigen ruis aanwezig in het uitgestuurde zendersignaal.

- hoge signaalsterkte

Hoe hoger het opgewekte en uitgestuurde signaal, hoe groter ook het signaal bij de ontvangers en hoe beter ook de signaal/ruisverhouding in het eindresultaat.

- geschiktheid voor continu gebruik (geen pulsen, zoals in gebruikelijke industriële 'sonar-ranging' systemen).

Het vermogen dat een transducer kan verwerken is niet alleen een functie van het maximaal eraan toe te voeren signaal, maar ook van de toelaatbare tijdsduur waarin de transducer aan dat signaal mag worden blootgesteld. (De dissipatie-faktor). In sonar-systemen zoals die worden gebruikt in de toestellen voor ultrasone afstandsmetingen en in die voor dieptepeilingen in het water, worden de zenders op een fundamenteel andere manier gebruikt dat wat wij hier beogen. Immers in sonar systemen wordt een heel sterke maar korte ultrasonore puls uitgestuurd, en vervolgens wordt de tijd gemeten tussen het uitsturen van de puls en de ontvangst van de echo (de door een hindernis weerkaatste golf). De informatie over de positie van de hindernis, volgt uit deze tijdsinformatie en de voortplantingssnelheid van de geluidsgolf door het betreffende medium. Bij gepulseerd gebruik mag de aan de transducer toegevoerde

energie tot een faktor 100 hoger liggen dan bij kontinu gebruik als zender.

- afstembaarheid van de toonhoogte

De afstembaarheid van de toonhoogte is geen criterium of vereiste in verband met de kwaliteit, wel met de mogelijke optimalisatie in functie van de penetratiegraad, de direktionaliteit en de gevoeligheid van het uiteindelijke systeem. Wanneer de zenderfrequentie wordt gewijzigd, dient dat overigens ook in de ontvangers te gebeuren.

- temperatuuronafhankelijkheid en algemene stabiliteit van de amplitude van het uitgezonden signaal

Ook hiervoor geldt dat elke amplitude onstabiliteit in het zendersignaal, als ruis op de uitgang zal verschijnen. De gevoeligheid hiervoor is echter aanzienlijk verbeterd sedert we FM-demodulatietechnieken zijn gaan toepassen in de demodulatiefase.

- omnidirectionele afstraalkarakteristiek

Hier krijgen we te maken met de akoestische wetten als beperkende faktor. Immers het is een fysisch feit dat een geluid naarmate de frequentie hoger is, ook gericht wordt afgestraald. Wanneer het ultrasoon geluid afkomstig is van een resonerend fysisch voorwerp (zoals bvb. piezoelektrisch kristal of een membraan) dan kan de zender alleen omnidirectioneler worden gemaakt, door de zender uit meerdere 'punt'-vormige stralers samen te stellen. Uiteraard wordt hij dan groter. Ook is dit niet echt een bevredigende oplossing omdat bovendien rekening moet gehouden worden met een onderlinge fasegelijkheid van de afgestraalde geluidsgolven. In de praktijk is zoiets bijzonder moeilijk te verwezenlijken. We menen dit probleem ten dele te hebben opgelost door gebruik te maken van ionenstralers als bron van ultrasoon geluid. (zie verder).

We zullen hier in functie van de geformuleerde eisen en bemerkingen, de praktische mogelijkheden verder analyseren en de resultaten meedelen van onze experimentele bevindingen terzake.

2.3.1.1: Piezoelektrische ultrasoontransducerschakelingen

Hiermee worden dan de schakelingen bedoeld waarin gebruik wordt gemaakt van de ons sedert 1976 praktisch bekende piezoelektrische componenten.

Hoewel het op zich genomen perfect mogelijk is piezoelektrische transducers zelf te vervaardigen uitgaand van het ruwe materiaal, en hoewel we dat aanvankelijk ook zelfs hebben gedaan, is en blijft het een bijzonder tijdrovend en precies werkje, wanneer men tenminste een resultaat wenst te bekomen dat op voorhand binnen nauwe grenzen was bepaald. Voor wie het toch wil proberen, wijzen we erop dat de techniek van het manueel stemmen van piezomateriaal veel gelijkenissen vertoont met het stemmen van kristallen zoals die gebruikt worden in de hoogfrequentietechniek: beetje bij beetje afslijpen met polijstpasta om de frequentie te verlagen, stukjes afbreken of slijpen om de frequentie te verhogen. Wanneer de juiste en gewenste frequentie bereikt is, dient het elektrisch geleidend laagje aangebracht te worden (elektrisch geleidende zilverlijm is goed bruikbaar) evenals de aansluitdraadjes. Het

piezomateriaal is veel zachter en ook brozer dan het kwarts in de kristallen, wat het werk eigenlijk alleen maar nog moeilijker maakt.

Gezien de beschikbaarheid tegenwoordig van afgewerkte produkten op dit vlak, piezoelektrische transducers voor gebruik in lucht of andere gassen, is het vandaag beter en makkelijker daarvan uit te gaan. Indien nodig, kan nog altijd een bestaand produkt getrimd worden in de richting van een gewenste waarde. De transducers die door het Japanse bedrijf Murata worden aangeboden bestaan uit een vierkantig blokje (5mm x 5mm, dikte ca. 0.8mm) PXE materiaal waarop in het centrum een kleine metalen konus, gestemd op de nominale frekwentie, is gekleefd. Deze konus beïnvloedt vooral het afstralgedrag van de transducer omdat hij de faze-opheffing van de signalen vanuit verschillende hoeken van het stukje PXE uitsluit.

Voordelen verbonden aan het gebruik van dit type transducer als ultrasone geluidsbron zijn:

- eenvoud en commerciële verkrijgbaarheid
- hoge efficiëntie
- miniaturiseerbaarheid

De nadelen ervan kunnen samengevat worden als volgt:

- matige frekwentiestabiliteit

de frekwentie hangt af van de temperatuur (omgevingstemperatuur zowel als de temperatuursverhoging als gevolg van de eigen dissipatie in de transducer)

- geringe afstembaarheid

Deze moet indien gewenst mechanisch gebeuren zoals hoger geschetst.

- relatief grote vervorming van het signaal

- geringe lineariteit

De signaalafgifte, bij konstante frekwentie van het toegevoerde signaal verloopt niet lineair met de toegevoerde amplitude. De signaalafgifte bij konstante amplitude maar veranderlijke frekwentie is vanwege de primaire en sekundaire resonanties die in het PXE optreden, alles behalve lineair te noemen.

- temperatuurgevoelig

- geringe belastbaarheid

- geringe keuze in frekwenties

Deze transducers zijn op de onderdelenmarkt niet of nauwelijks verkrijgbaar voor de hogere frekwentiegebieden ($> 80\text{kHz}$). De meest koerante waarde is 40kHz . Ook verkrijgbaar zijn 28kHz , 34kHz , 36kHz , 45kHz , 50kHz , 66kHz . De transducers voor hogere frekwenties worden uitsluitend aangeboden voor gebruik in vloeistoffen of vaste stoffen. Frekwenties gaande van 100kHz tot 4MHz zijn dan verkrijgbaar. Deze transducers worden gebouwd voor gebruik in schepen (sonar-dieptepeilingen) en medische instrumentatie (echografie). Voor de laagste ultrasone geluiden kunnen eventueel ook piezo-hoorntweeters gebruikt worden. Deze zijn bruikbaar tot ca. 35kHz , hoewel hun frekwentieweergavekurve er in dit gebied uit ziet als een kam.

Praktische door ons gebouwde en geteste piezo-schakelingen voor gebruik als ultrasoonzender:

1.Opbouwschemas voor ultrasoonzenders gebruikmakend van een oscillator-chip (555) als frekwentiebepalende komponent:

De berekening van alle schakelingen waarin gebruik gemaakt wordt van de 555 chip - een der meest koerante en populaire chips in laagfrequentie oscillator-toepassingen- is uitermate eenvoudig.

Het output-siginaal is een blokgolf waarbij de HOOG-tijd en de LAAG-tijd berekend wordt als volgt:

$$T_{\text{hoog}} = 0.693 * (R_1 + R_2) * C_1$$

$$T_{\text{laag}} = 0.693 * R_2 * C_1$$

De periode-tijd is dan ook $T_p = T_{\text{hoog}} + T_{\text{laag}}$ of,

$$T_p = 0.693 * (R_1 + (2 * R_2)) * C_1$$

en dus de frekwentie: $f_o = 1 / T_p$.

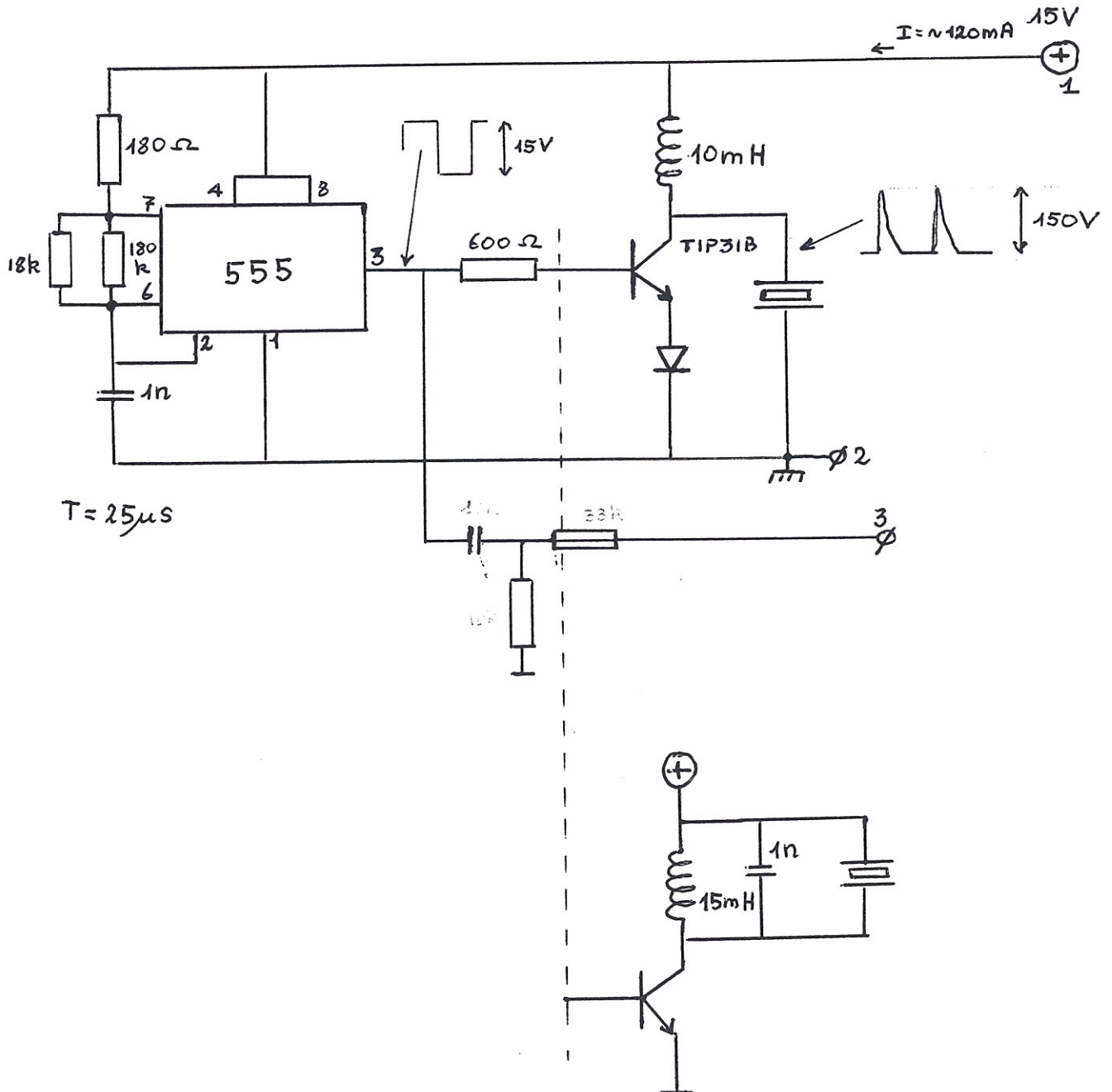
De gedetailleerde specificaties voor de diverse chips van de 555 familie, kunnen weergevonden worden in de data-books van fabrikanten zoals National Semiconductor, Exar, Texas Instruments e.a. Een goede bron voor diverse toepassingen van deze chip vormt ook CARR, Joseph, "IC Timer Handbook", 1981.

Cfr. verder, Horowitz & Hill, "The Art of Electronics" ,1980/81, p.164-165).

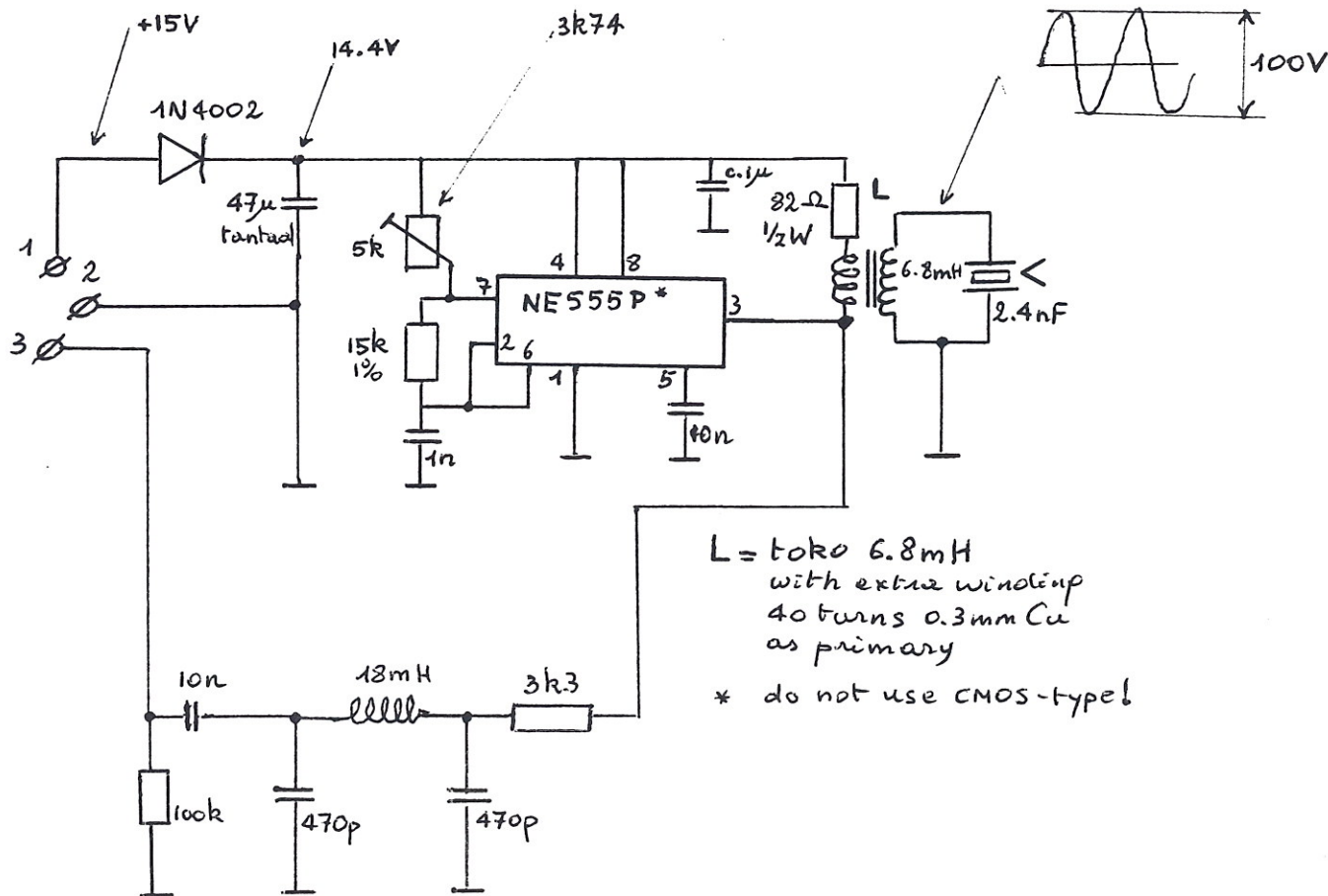
Het enige ontwerp-technische probleem met deze chip wordt gesteld door het feit dat hij een enkelvoudige voeding dient te krijgen (maximaal +18V) en zijn toepassing wanneer rond 0V gesymmetreerde uitgangsspanningen gewenst worden, wat extra onderdelen kost.

Een algemene opmerking aangaande deze chip die dient gemaakt te worden, heeft betrekking op de extra ontkoppeling die nodig is in de voeding, wat veroorzaakt wordt door de sterke 'spikes' die de oscillator op de voedingslijnen zet. Dit was er bij vele van onze eerste proeven oorzaak van dat heel wat van het zendersignaal in onze analoge computerschakeling via de voeding binnensloop en daar aanleiding gaf tot heel wat lek-problemen. De modernste versies van de 555-klassieker maken echter intern gebruik van CMOS-transistoren en kennen dit probleem omzeggens niet meer.

Ultrasoon-zender schakeling, met twee alternatieve mogelijkheden voor de uitvoering van de eindtrap.
 Het tweede alternatief levert een meer sinusvormig, maar kleiner, uitgangssignaal:



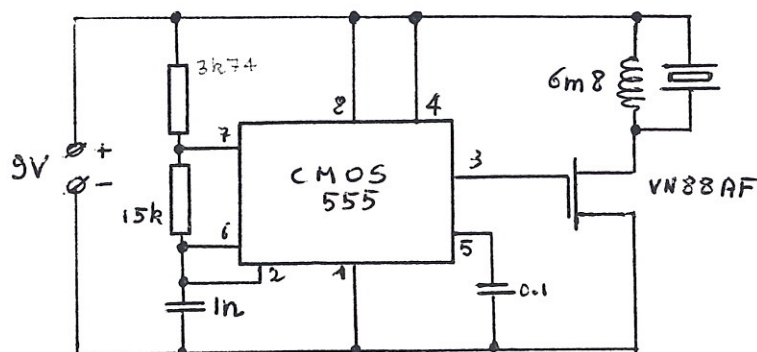
Volgend schema geeft uitstekende resultaten, maar maakt gebruik van een transformator (gevormd door een standaard Toko-spoeltje te voorzien van een extra primaire wikkeling) voor de koppeling van de oscillator aan de transducer. Wanneer standaard 40kHz transducers gebruikt worden, levert deze schakeling het absoluut maximum toelaatbare vermogen aan de zenders. Wanneer de spanning groter wordt dan de hier bereikte 100V_{tt}, dan geeft de transducer onherroepelijk de geest.



Naar aanleiding van een artistiek-wetenschappelijke manifestatie in het Antwerpse spoorwegstation, werd mij gevraagd om in samenwerking met het *Laboratorium voor Fysica* van de RUG, de door hen aldaar opgestelde Foucault-slinger (een proef waarmee de aardrotatie wordt aangetoond) te sonorizeren. Het lag voor de hand dat ik daarvoor gebruik zou maken van mijn Holosound systeem. Gezien echter de drukke trafiek in een spoorwegstation, was het noodzakelijk de zender in de slinger zelf in te bouwen.

*De muzikale konsekventie van het plaatsen van de ultrasonische geluidsbron op het bewegende lichaam zelf, is dat het Dopplerfrequentie-verschil nu gegeven wordt door $f_d = f_c * (v / v_a)$, dus een oktaaf lager dan wanneer zender en ontvanger vast opgesteld staan terwijl alleen het reflektierend lichaam in beweging is. De ontvangen verschilt, gezien het meer puntvormige van de geluidsbron, is veel zuiverder dan in het eerder beschouwde geval. Ook de sub 1.2 geciteerde projekten van Michel Waisvisz gebruiken de ultrasonen op deze wijze.*

De voeding diende dan ook vanuit een zo klein mogelijke batterij te kunnen gebeuren. Uitgaand van de hierdoor gestelde technische vereisten, hebben we toen een variant op bovenstaande schakelingen berekend en ineengezet, werkend op een batterijtje van 9Volt en met een stroomverbruik van slechts 12mA. Als sturelement wordt hier een vermogens veld-effekt transistor (FET type VN88AF) gebruikt, terwijl voor de '555' een Intersil CMOS-type (7555) werd geselecteerd. De redelijk symmetrische maar niet echt sinusvormige spanning over de transducer heeft een piek-tot-piek waarde van 20Volt. Dit ontwerp is dan ook een optimalizatie voor wat betreft zuinig stroomverbruik en efficiëntie.



2.Zenders opgebouwd als 'Clapp'-oscillator:

Dit type oscillator is zelfoscillerend, d.w.z. de transducer is opgenomen in het frekwentiebepalend netwerk van de oscillator zelf. De schakeling schittert door eenvoud, maar vraagt nogal wat experimenteerwerk na de berekening van de dimensionering alvorens een en ander naar behoren functioneert. De Clapp-oscillator is eigenlijk een variant op de in de hoogfrequent-techniek gebruikelijk Pierce-oscillator.

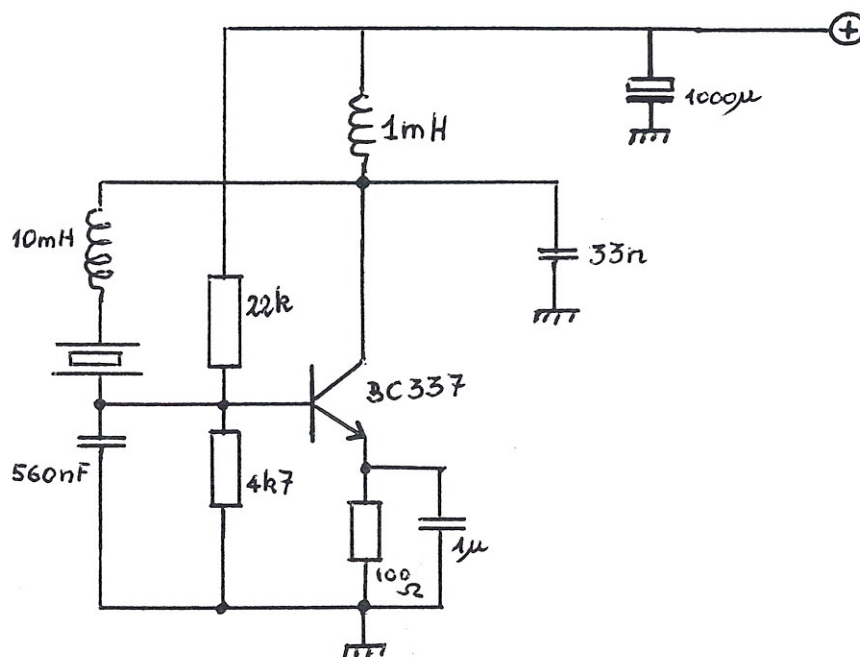
Cfr. ARRL-Handbook, 1989, p.10-2 voor een ontwerp-technische bespreking.

De sinusvormige wisselspanning over de transducer (dit is een groot voordeel van deze schakeling) kan wanneer spoelen met een hoge Q-factor worden gebruikt, gemakkelijk tot $70V_{tt}$ bereiken. De schakeling kan echter moeilijk in frequentie regelbaar worden gemaakt.

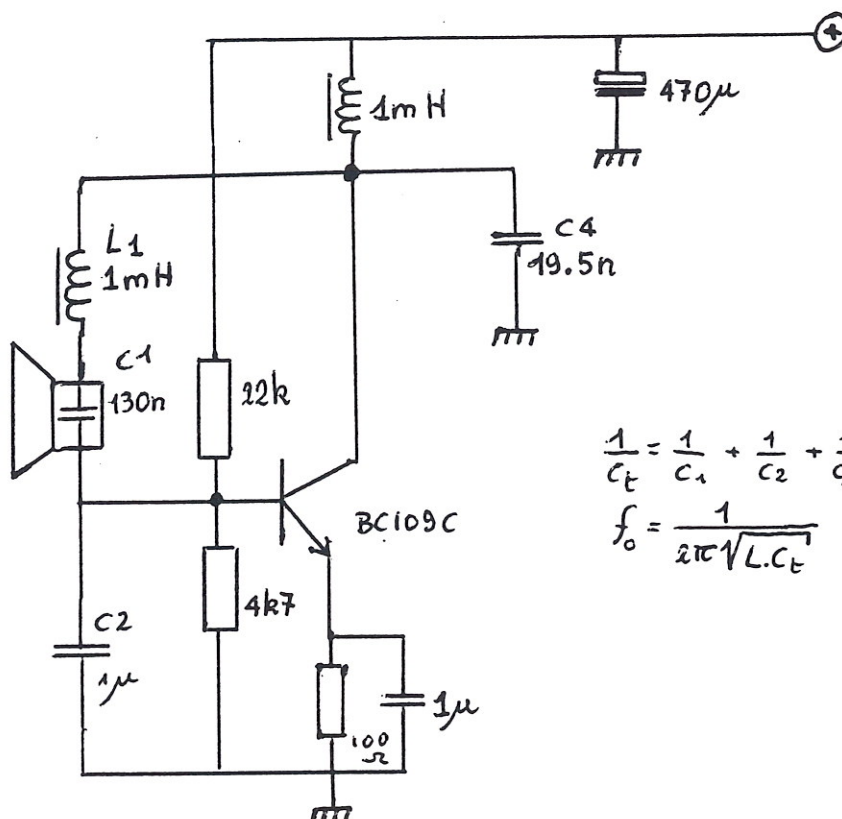
We geven twee berekende en ook geteste en goed bevonden realisaties, de eerste maakt gebruik van piezotransducers gefabriceerd door Murata (type EFR-OSB 40K241), de tweede van piezohoorntweeters voor gewone audiotoeepassingen geproduceerd door Motorola.

Een praktische moeilijkheid verbonden aan de toepassing van eerste schakeling is dat de transducer elektrisch volledig geïsoleerd van de massa en de behuizing dient te worden opgesteld. Dit vergt, bij toepassing van commercieel verkrijgbare transducer-elementen, een ingreep op hun ontwerp, aangezien hun behuizing bijna steeds een van de twee aansluitingen vormt en er in elk geval elektrisch mee is verbonden.

(Bouwjaar 1981/82)



Schakeling gebruik makend van een Motorola hoorntweeter:



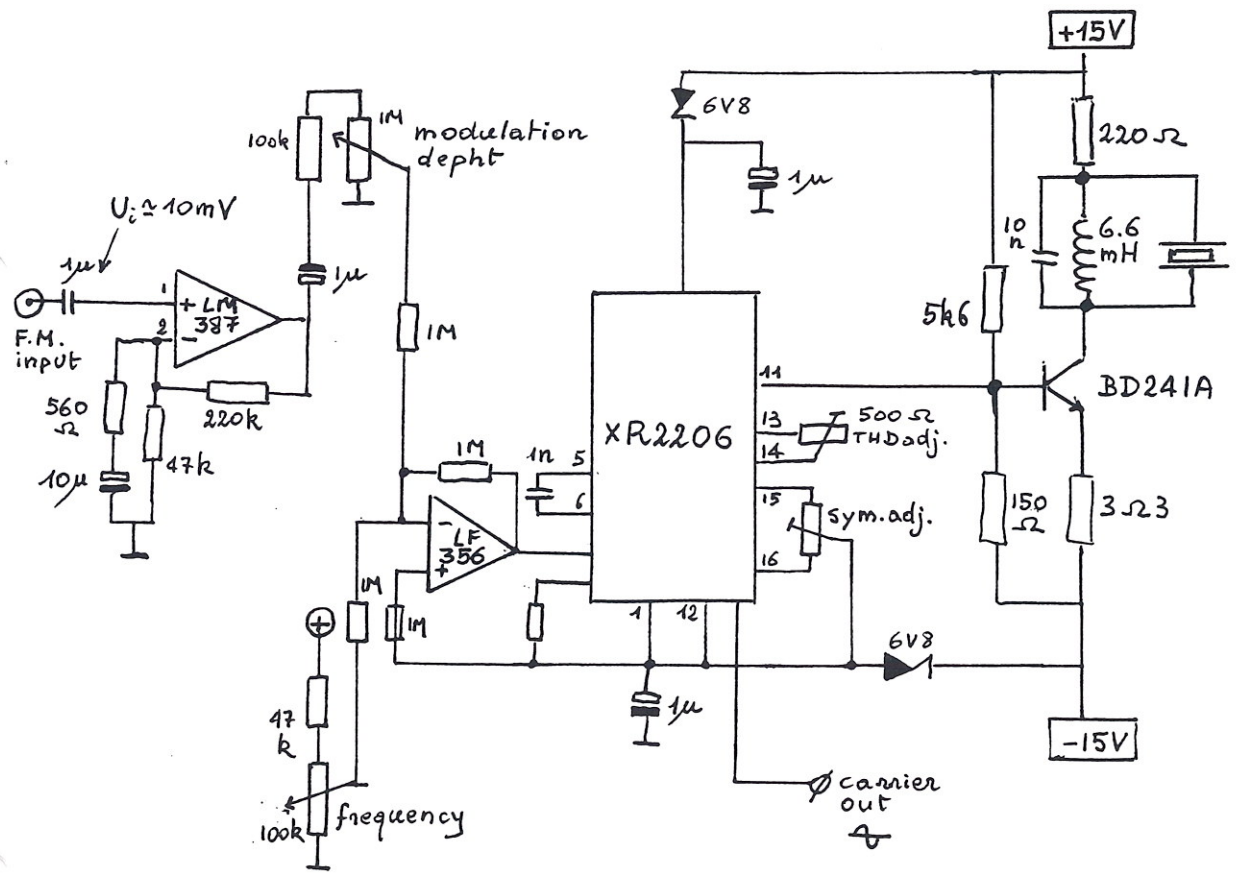
Opmerking: vele van de ontwikkelde zenderschemas geven naast hun ultrasonische output ook een elektrisch signaal, synchroon met de akoestische output af. Dit signaal wordt in vele holosound toepassingen gebruikt als referentieinput voor de analoge computer, wanneer deze wordt ingesteld om voor elke ontvangst-transducer afzonderlijk de verschiltonen $f_z - f_{01}$, $f_z - f_{02}$, en $f_z - f_{03}$ te produceren.

3.-Ultrasonische F.M.-zender

Tot slot van deze voorstelling van enkele eenvoudige zenders nog een schakeling van een zender die voor ultrasonische frekwentiemodulatie-experimenten bijzonder goed werkt. In deze reeds iets complexere schakeling hebben we gebruik gemaakt van de populaire EXAR funktiegengenerator-chip, type XR2206. De frekwentie van deze zender kan ingesteld worden van 30kHz tot 58kHz. De maximale modulatie diepte is 10kHz (frekwentiezwaai).
Bouwjaar: 1982.

Voor de formules voor de berekening van de dimensionering van deze schakeling verwijzen we naar de Exar publikatie terzake: Exar Integrated Systems Inc, "Function Generator Data Book", Sunnyvale, California, 1981.

Schema van de ultrasone F.M.-zender:



2.3.1.2: Kapacitieve ultrasoontransducerschakelingen

Voordelen verbonden aan het gebruik van capacitieve transducers voor ultrasone geluidsbronnen:

- redelijk goede lineariteit

De lineariteit hangt vooral af van de eigenschappen van het membraan en de erop aangebrachte spanning. De eigenfrequentie van het membraan dient minstens een faktor 100 lager te liggen dan de laagste frequentie die we willen kunnen afstralen. De spanning op het membraan mag evenwel niet zo klein zijn, dat het niet netjes strak gespannen is. Desondanks treden er echter talloze, in de praktijk onvoorspelbare, complexe trillingspatronen in het membraan op waardoor de kurve waarbij de frequentie tegen de afgestraalde geluidsdruk wordt uitgezet, vol pieken en dalen komt te zitten. Ook dient erop gewezen te worden dat de transducer een condensator is en dus intrinsiek een in functie van de frequentie veranderlijke impedantiecurve vertoont.

$$[Z_c = 1 / (2 * \pi * f * C)]$$

- lage vervorming

Deze is een rechtstreeks gevolg van de geringe massa van het trillende membraan, waardoor de 'compliance' (volgzaamheid) er groot kan zijn in vergelijking met piezo- of elektromagnetische werkingsprincipes.

- grote frequentiestabiliteit

Aangezien het membraan zelf niet gestemd wordt op de voort te brengen frequentie, is de stabiliteit wat dit betreft uitsluitend een functie van de gebruikte oscillator-schakeling.

Nadelen verbonden aan dit type transducer:

- hoge spanningen nodig voor de uitsturing

- grote gevoeligheid voor vocht en stof

De diëlektrische eigenschappen van lucht hangen af van de temperatuur en van de vochtigheid.

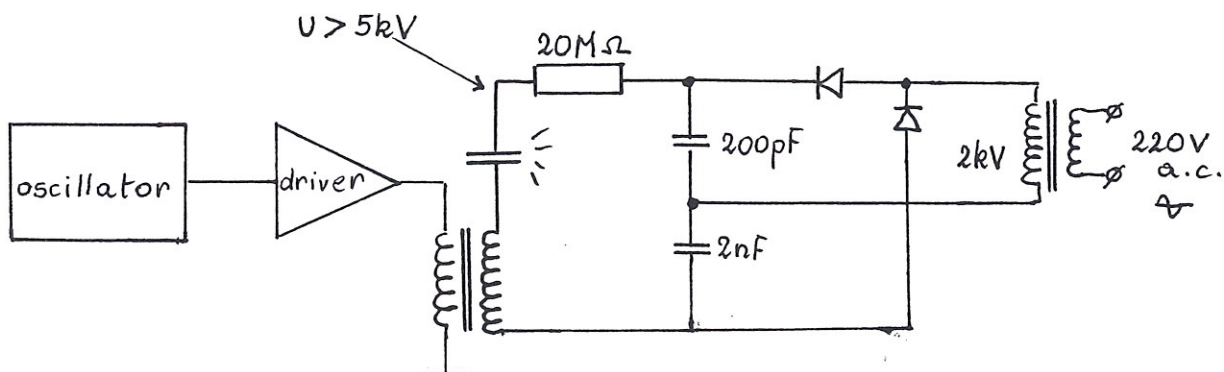
- temperatuurgevoelig

- laag rendement

Het werkingsprincipe waarop deze transducers berusten is dat van de elektrostatische luidspreker. Het principe is de eenvoud zelf: een elektrisch geleidend dun en flexibel membraan (gemetaliseerd Mylar o.i.d. bvb.) wordt op een kleine afstand van een geperforeerde stijve plaat gespannen, zo dat tussen beide geen elektrisch contact bestaat. Op het gespannen membraan wordt tegenover de basisplaat een elektrostatische spanning gebracht (1.500 tot zo'n 10.000 Volt D.C.), waarop de signaalspanning wordt gesuperponeerd. Deze spanning moet zo hoog mogelijk zijn, maar net niet zo hoog dat vonkoverslag kan optreden. Dit laatste verschijnsel leidt niet alleen tot geknetter en vuurwerk, maar bovendien tot een geperforeerd en onherroepelijk vernietigd membraan.

Het principe van de elektrostatische luidspreker wordt ook voor gewone luidsprekerinstallaties wel toegepast. Het Engelse 'top-class' merk Quad, levert elektrostatische luidsprekers die tot het allerbeste behoren van wat de markt aan luidsprekers te bieden heeft, waar het om werkelijkheidweergave en niet om brute kracht gaat. Interessante en nuttige aanwijzingen voor het zelf ontwerpen van audio-luidsprekers, overigens door veralgemening van de geboden informatie door ons ook gebruikt als uitgangspunt voor de bouw van ultrasone speakers, staan in een technische monografie over dit onderwerp: WAGNER, Ronald "Electrostatic Loudspeaker, design and construction", Tab Books, Inc., 1987. Deze publikatie die, terloops gezegd een heel goede historische inleiding heeft met betrekking tot het onderwerp geluidsweregevers, leerde ons ook dat de eerste elektrostaten gebouwd werden voor militaire ultrasone toepassingen, reeds in 1912, kort na de ramp met de Titanic, door de Russische fysikus Chilowski en de Fransman Paul Langevin. Ook in deze toepassing werd het principe echter na korte tijd verlaten ten bate van elektromagnetische en piezo-transducers. Men beschikte in de periode voor de tweede wereldoorlog nog niet over de syntetische materialen die nodig waren voor het maken van een goed membraan. Mylar werd pas in 1949 door DuPont op de markt gebracht. Een materiaal dat in heel wat sectoren van de hedendaagse instrumentbouw later onmisbaar is gebleken. (o.m. trommelvellen!)

Hoewel we heel wat praktische schakelingen ter evaluatie hebben opgebouwd, bleek geen ervan uiteindelijk een betere prestatie te leveren dan de hiervoor reeds beschreven schakelingen. We gaan op de bouwtechnische details van het schema dan ook niet verder in. Wellicht de belangrijkste reden waarom we ons zoeken in deze richting staakten, heeft te maken met de praktische omstandigheid dat dit type zender relatief groot uitvalt, niet in de eerste plaats vanwege het membraan, maar vooral in verband met de nodige hoge gelijkspanning, wat een grote afstand tussen de componenten van de voeding noodzakelijk maakt.



2.3.1.3: Ionen & Plasma ultrasoonstralers

Deze ultrasone stralers zijn wellicht wat 'esoterische' ontwerpen. Eigenlijk gaat het om twee verschillende werkingsprincipes:

- Ionen-straler:

Deze maken gebruik van het ionen-wind effect dat kan gemeten worden wanneer een scherpe punt geladen wordt met een heel hoge spanning (25kV en meer!). Wanneer deze ionen-wind gemoduleerd wordt met een wisselspanning (een audiosignaal bvb.), dan krijgen we een geluidsbron. De gesuperponeerde modulatiespanning dient in elk geval relatief klein te zijn in verhouding tot de ioniserende gelijkspanning.

- Plasma-straler:

Ook hier wordt gebruik gemaakt van zeer hoge elektrische spanningen. Hier gebruiken we echter twee omgekeerd geladen scherpe punten, waartussen we een vonk trekken. De boog die ontstaat is een elektrisch plasma dat o.m. (via thermische agitatie) een geluidsfront kan veroorzaken wanneer het wordt gemoduleerd met een audio-signaal. Zelf hebben we dit principe een vijftal jaar geleden gebruikt voor de bouw van een zuiver digitale luidspreker, waarin pulsbreedtemodulatie (PWM) wordt toegepast. (cfr. appendix, 5.2.1 'Talking Flames').

Beide types stralers hebben we ook als bron van ultrasoon geluid uitgetest. De zuivere ionen-straler hebben we verworpen, omdat hij teveel ruis oplevert. De plasma-straler hebben we voor Holosound toepassingen slechts enkele keren voor muzikale toepassingen in een holosound kontekst gebruikt. Wel vormde hij de standaard ultrasone straler voor het merendeel van onze metingen aan de ontvangers, en dit omwille van het gemak waarmee hij op verschillende frekwenties kan worden ingesteld enerzijds en omwille van het feit dat het een zuivere rondomstraler is anderzijds. Hierbij dan een overzichtje van de voor en nadelen verbonden aan de plasma-straler:

- Voordelen:

- omnidirektionele puntstraler (plasma)

- lage vervorming

- groot frekwentiebereik

Door de zeer voorspelbare frekwentiekarakteristiek van de plasma-straler, is hij bijzonder geschikt voor frekwentiemodulatie in het ultrasone gebied.

- grote frekwentiestabiliteit

De frekwentiestabiliteit is een functie van externe oscillatorschakelingen, behalve wanneer de plasmashakeling omwille van de efficiëntie bvb. zelfoscillerend wordt ontworpen.

- Nadelen:

- gevoeligheid voor luchtbewegingen

Luchtbewegingen in de omgeving veroorzaken onstabiele van het plasma, wat zich uit als amplitudemodulatie van het signaal. Na demodulatie klinkt dit als 'popcorn'-ruis en/of gesputter.

- gevaarlijk

De gevaren zijn die die in het algemeen onvermijdelijk verbonden zijn aan het gebruik van hoogspanning, ook al is die, althans bij plasma-speakers, betrekkelijk laagfrequent en treedt dus het skin-effect op. Wanneer de boog op het lichaam overspringt, dan leidt dit steeds tot kleine oppervlakkige brandwonden. Deze technologie lijkt daarom geen grote toekomst op het vlak van de consumentenelektronica weggelegd te zijn.

- brandgevaar

Brandbare stofdeeltjes en/of stukjes textiel of papier worden door het plasma aangezogen en ontbranden onmiddellijk.

- volumineus

De geluidsbron zelf moge dan al kwazi puntvormig zijn, de schakelingen nodig om haar te doen werken zijn groot omwille van de hoogspanning, de nodige ferriettransformator, de koelvinnen voor de schakeltransistoren of MosFets.

- inbranding van de elektroden.

Voor onze allereerste experimenten gebruikten we gewone naalden in gehard staal (passerpunten). Deze hadden echter slechts een levensduur van circa 10minuten. Daarna trad er kratervorming op aan de punten die verder geleidelijk afsmolten. Het gebruik van zuivere Wolfram-elektroden lostte dit probleem grotendeels op. De levensduur van de elektroden belooft nu ruimschoots een week bij continu gebruik.

- inefficiënt

Van ^{de} hoeveelheid stroom die in de transducerschakeling gaat wordt meer dan 99.99% omgezet in warmte en slechts een fractie wordt als geluid afgestraald. Onze prototype trekken bij een voedingsspanning van 12Volt, een stroom van 12 tot 18 Ampere!

- zeer gevoelig voor luchtverontreiniging

Stofdeeltjes in het plasma doen dit laatste knetteren en verstoren de regelmaat van de boog.

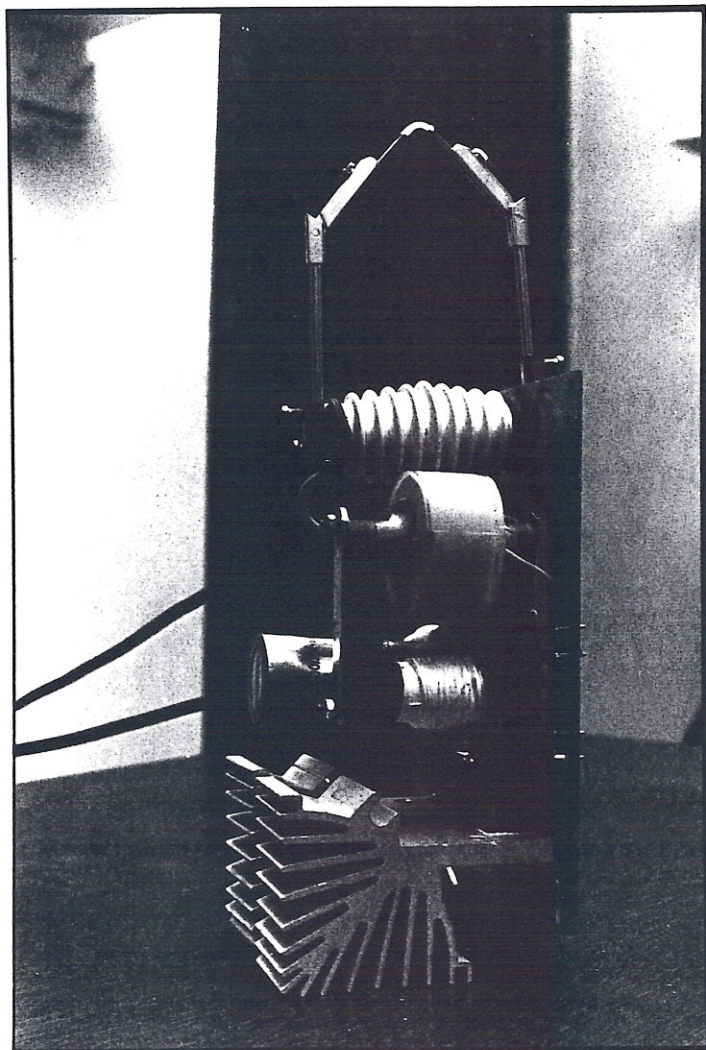
- etherpollutie

De schakeling is een sterke bron van radiofrequentie storingen. Radio- of TV-ontvangst in de buurt van het toestel is volstrekt onmogelijk. Een commerciële toepassing zolang hier niets aan wordt verholpen is dan ook uitgesloten. Een oplossing, door ons echter niet getest, zou erin kunnen bestaan het ganse toestel in een fijnmazige kooi van Faraday op te stellen. Het geheel zal er dan evenwel bepaald niet kleiner op worden.

- Luchtverontreiniging

De plasma-straler produceert een aanzienlijke hoeveelheid ozon., Het onderzoek naar de mogelijke schadelijke (of heilzame volgens sommige bronnen...) effecten daarvan valt buiten het bestek van dit onderzoek en ook van onze competentie. De ozon-productie kan duidelijk als een geur waargenomen worden.

Een werkende praktische realisatie ziet eruit als volgt:



2.3.1.4.- Induktieve ultrasone zenders

Wat op het eerste zicht wellicht zowat het meest evidente lijkt, hebben het in deze behandeling voor het laatste overgehouden. Eigenlijk zelfs eerder een beetje 'pro memorie' en alleen omdat ons geen grove nalatigheid zou worden verweten! Maar er zijn goede redenen om dit type transducer hier niet te behandelen:

- het blijkt heel moeilijk ferromagnetische materialen te vinden die ook in het frekwentiegebied tussen 40 en 200kHz nog goed functioneren als elektromagneet in combinatie met een membraan. Geen van de elektromagnetische tweeters die we hebben getest, voldeden. Meer nog, alle exemplaren die op onze proefbank terecht zijn gekomen, zijn gesneuveld...

Het probleem lijkt te zijn dat enerzijds om die hoge geluidsfrekwenties te halen een erg klein membraan nodig is, terwijl anderzijds, met het oog op het gewenste vermogen de noodzakelijke spreekspoel toch een zekere massa dient te hebben. Beide eisen samenvoegend komen we tot een theoretische constructie waarbij de massa van de spreekspoel een veelvoud is van die van het membraan. Efficiënt kan een dergelijke constructie als ultrasone transducer principieel nooit zijn.

Een tweede probleem is dat de spreekspoel in dit frekwentiegebied een aanzienlijk deel van de toegevoerde energie in de vorm van radiostraling uitzendt, wat voor ons doel uiteraard een pure verliesfaktor betekent.

Heel onlangs (01/1993) hebben we toch het onderzoek naar inductieve zenders terug geopend, en dit op grond van een idee om in plaats van membraanspeakers, bandtweeters te gaan gebruiken. De experimenten zoals die thans nog lopen gaan daarbij eigenlijk niet uit van luidsprekers, (de band-tweeters die we vroeger poogden te gebruiken gaven allen de geest) maar van omgebouwde en ook omgekeerd gebruikte band-mikrofoons (Beyer), waarin we het bandje pogen af te stemmen -en zelfs extern stembaar te maken- op de gewenste resonantiefrekwentie.

Besluit: *Uit ons onderzoek komen als ultrasone straler de keramische piezo transducers als meest geschikt naar voor. Merkwaardig genoeg komt voor een keertje de goedkoopste oplossing ook als beste uit de bus.*

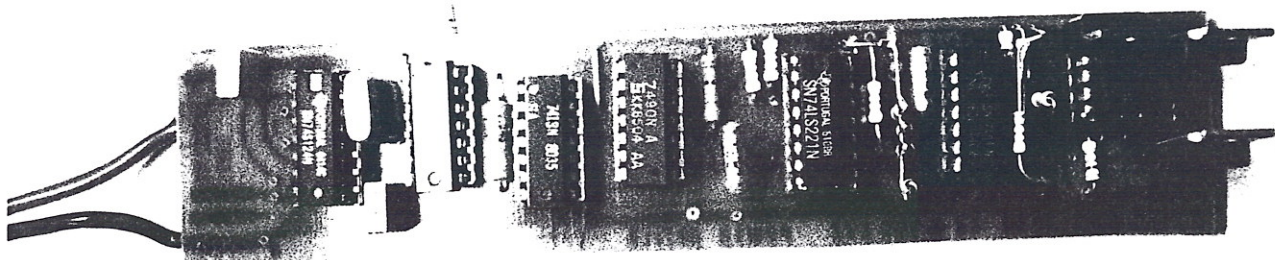


Foto: realisatie van een elektronische schakeling voor een programmeerbare ultrasoonzender voor 40kHz én 200kHz.

2.3.2: De Ultrasoonontvangers:

2.3.2.0:

De technische eisen te stellen aan de kwaliteit van ontvangers zijn nog vele malen strenger dan diegene die we dienen te stellen aan die van de zender. De ontvangen signalen zijn hier immers bijzonder klein. Vergeten we immers niet dat de ontvangers, wanneer er geen enkele beweging is binnen het bestreken veld, de draaggolf zelf ontvangen. Wanneer een objekt binnen het veld beweegt, dan ontvangt de ontvanger nog steeds deze draaggolf, maar gemengd met een vele malen zwakkere verschiltoon. Zaak is nu, ervoor te zorgen dat deze verschiltoon goed wordt ontvangen en dus niet wordt gemaskeerd door een draaggolf die de ontvanger zou satureren.

De belangrijkste eisen kunnen samengevat worden als volgt:

- Signaal/ruisverhouding: $\geq -66\text{dB}$
- Gevoeligheid $> 50\text{microvolt}$
- Bandbreedte $> f_z \pm f_{\text{diff}}$
- lineariteit binnen de band
- dynamisch bereik $> 120\text{dB}$
- Richtingskarakteristiek: cardioide

Ook hier hebben we geëxperimenteerd met de meest diverse schakelingen en opnemer-elementen.

Naar eigenschappen van de opnemers, onderzochten we volgende mogelijkheden m.b.t. de gebruikte ontvangst-transducers in praktische schakelingen:

2.3.2.1.: Piezoelektrische opnemers (Murata)

Voordelen:

- goedkoop
- grote dynamiek
- goede gevoeligheid

Nadelen:

- geringe bandbreedte en lineariteit

Het betreft hier in principe identiek dezelfde componenten als die welke gebruikt worden voor de zender. Alleen zal hier bij de fabricatie de nadruk niet dienen te worden gelegd op maximale vermogensdissipatie en de temperatuurdrijf die daarvan het gevolg is, maar veeleer op de gevoeligheid. De gebruikte stukjes piezokeramiek zullen, gebruikt als ontvanger dus een veel kleinere massa mogen hebben. Overigens worden de zenders en ontvanger door enkele fabrikanten als gekoppelde paren geleverd.

2.3.2.2.: Elektret-ultrasoonmikrofoons

Voordelen:

- goedkoop maar moeilijk verkrijgbaar
 Voor onze experimenten maakten we gebruik van een volledige verpakking transducers van dit type die we kochten in een elektronische dump-winkel in de beroemde New Yorkse Canal-street in 1980. (Trans-Am Electronics) De fabrikant van deze componenten hebben we nooit kunnen achterhalen, en evenmin beschikken we over informatie over gebeurlijke andere leveranciers van gelijksoortige elementen. Wel weten we, op grond van de verpakking, dat de transducers werden gefabriceerd voor gebruik in het Amerikaanse leger. Ook de produktiedatum is ons bekend: 1978. Het frekwentiebereik (-3dB) van onze exemplaren loopt van 25kHz tot 85kHz.
- grote dynamiek
 Onze exemplaren weerstonden een geluidsdruk van 130dba zonder dat er een merkbare vervorming optrad.
- goede lineariteit en bandbreedte
 cfr. wat daarover hoger werd opgemerkt.

Nadelen:

- vochtgevoeligheid
 Dit is een bezwaar dat eigenlijk voor alle capacitieve opnemers geldig is.
- signaal/ruisverhouding $\leq -42\text{dB}$
 Dit cijfer geldt voor normale gebruiksomstandigheden, en dus niet niet bij 130dba, wat we immers alleen konden bereiken door een zender op enkele millimeters van het mikrofoonkapsel te plaatsen. Dit niet zo geweldige cijfer kan wel verbeterd worden door de impedantietransformatietrap in de kapsule die met een FET is uitgevoerd, te vervangen door een beter en ruisvrijer exemplaar.

2.3.2.3.: Kondensatormikrofoons

De ontdekking dat top-klasse kondensatormikrofoons kunnen worden ingezet voor ultrasone toepassingen deden we eigenlijk helemaal per toeval. We waren op een dag een geluidsopname aan het maken in de opnamestudio, toen daar bij vergetelheid een ultrasone zender was ingeschakeld gebleven na een reeks eerdere experimenten en metingen. Bij het maken van de geluidsbalans bleken alle VU-meters in de studio onwaarschijnlijk hoge geluidsterkten aan te wijzen. Zelfs toen we de musici lieten stoppen, kregen we nog steeds een sterke uitslag van de meters.

Na lang zoeken was de oorzaak in de ingeschakelde ultrasoonzenders gevonden. Het is wellicht belangrijk hierbij te vermelden dat het type kondensatormikrofoon dat wij in de studio gebruiken Schoeps CMC3 en CMC5 is, een mikrofoon type waarin niet van transformatoren voor het sturen van de symmetrische kabels gebruik wordt gemaakt, maar wel van een actief uitgevoerde drivertrap met diskrete transistoren. Hoewel niet door ons onderzocht, is het niet zeker dat ook kondensatormikrofoons van andere merken (Neumann of AKG bvb.) eenzelfde breed uitgestrekte karakteristiek vertonen. Hoe dan ook is het een eigenschap die in de technische specificaties van de betreffende mikrofoons niet is terug te vinden.

Vanzelfsprekend hebben we na deze ontdekking onderzoek gedaan naar de mogelijkheden en perspectieven ervan.

Voordelen:

- grote dynamiek
- geringe vervorming
- zeer lineair

De gevoeligheid van de Schoeps mikrofoons neemt wel degelijk af met de frekwentie, maar de kurve verloopt bijzonder geleidelijk, iets wat vrij eenvoudig elektronisch te kompenseren valt.

- goede S/R verhouding

Hoewel deze beoordeling, gezien de kwaliteit van het type mikrofoon, in de lijn der verwachtingen lag, zijn de S/R waarden in het ultrasone gebied toch niet zo goed als ze zijn voor het hoorbare gebied.

Nadelen:

- erg duur
- niet bruikbaar voor frekwenties > 70kHz
- vochtgevoelig
- gevoelig voor normaal audiogeluid.

Uitgerekend hier zit het grootste probleem verbonden aan het ultrasoon gebruik van deze normale mikrofoons. Weliswaar is het mogelijk alle frekwenties onder 20kHz via een elektronisch filter weg te nemen, maar het ontwerp van een dergelijk filter -rekening houdend met de gewenste lineariteit, lage vervorming en lage signaal ruisverhouding evenals met de wenselijke zeer hoge steilheid van de afsnijkaracteristiek, is bepaald niet van de poes. De complexiteit ervan weegt zwaar door op het voordeel van de ogenschijnlijke eenvoud verbonden aan het gebruik van 'normale' mikrofoons. Op zich genomen zou de gevoeligheid voor audio niet zo'n groot probleem hoeven te zijn, ware het niet, dat we onze installatie uiteindelijk willen gebruiken voor het implementeren van een muziekinstrument, m.a.w. in een kontekst waarin precies het akoestische eindresultaat het doel is. Een terugkoppeling van de output naar de input van het systeem is in deze kontekst een verfoeilijke gedachte.

2.3.2.4.: Niet onderzochte transducertypes:

Een aantal fabrikanten van mikrofoons hebben in hun katalogi onder de hoofding meetmikrofoons voor laboratoriumtoepassingen, opnemers vermeld staan die qua specificaties beslist uitstekend geschikt zouden zijn voor ons doel. (Sennheiser meetmikrofoons bvb.). De kostprijs ervan is evenwel zo hoog dat ze heel beslist niet binnen de financiële mogelijkheden vallen van een individuele onderzoeker met een beperkt budget. Nu hadden we uiteraard dergelijke tuigen op bvb. de Universiteit in bruikleen kunnen vragen, maar een oplossing zou dit niet zijn, aangezien we er minstens 3 stuks nodig hadden en dit bovendien voor een periode van minstens 5 jaar... De vraag ware retorisch geweest.

2.3.2.5.: Induktieve mikrofoons

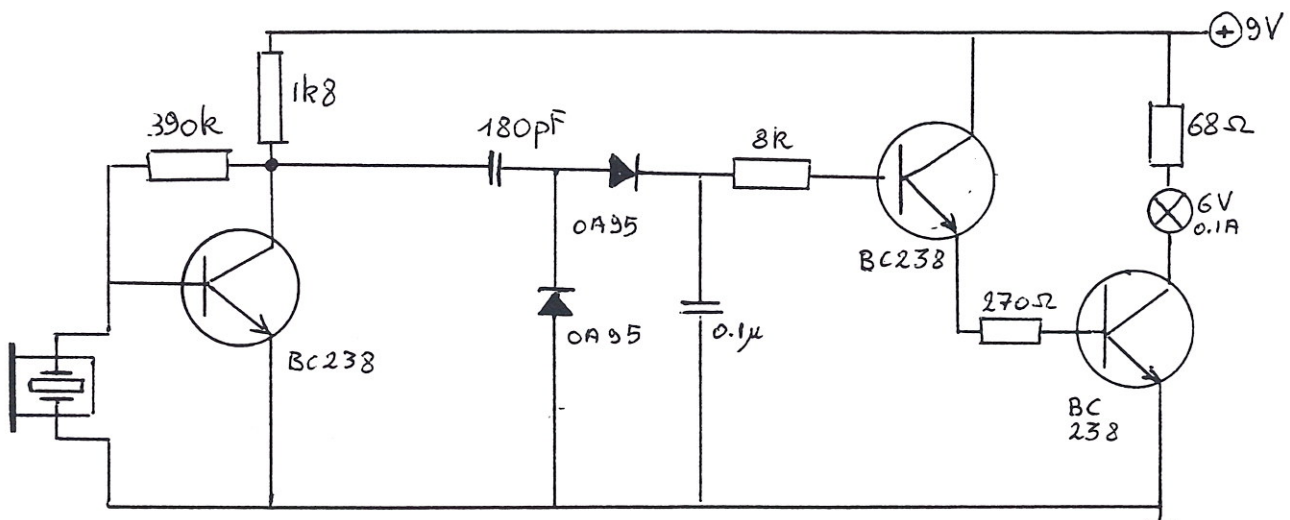
Volledigheidshalve hebben we ook een heel ruim assortiment aan induktieve mikrofoons (inklusief band-mikrofoons van top-kwaliteit) getest. Geen enkel exemplaar leverde een praktisch en bruikbaar resultaat op.

2.3.2.6.: De ontvangerschakeling:

2.3.2.6.1: Amplitude-demodulatie

Zoals hoger reeds opgemerkt, zijn we in de zeventiger jaren uitgegaan van de application notes met betrekking tot ultrasone PXE-materialen gepubliceerd door Philips.

Deze application notes behandelen alarmsysteemschakelingen. Uitgaand van deze schakelingen, waarin het gereflekteerde signaal, teneinde de echo te scheiden van de ultrasone draaggolf, een amplitude-demodulatie ondergaat. De schakeling vertoont dan ook een opvallende gelijkenis met die van een klassieke middengolf AM-ontvanger:



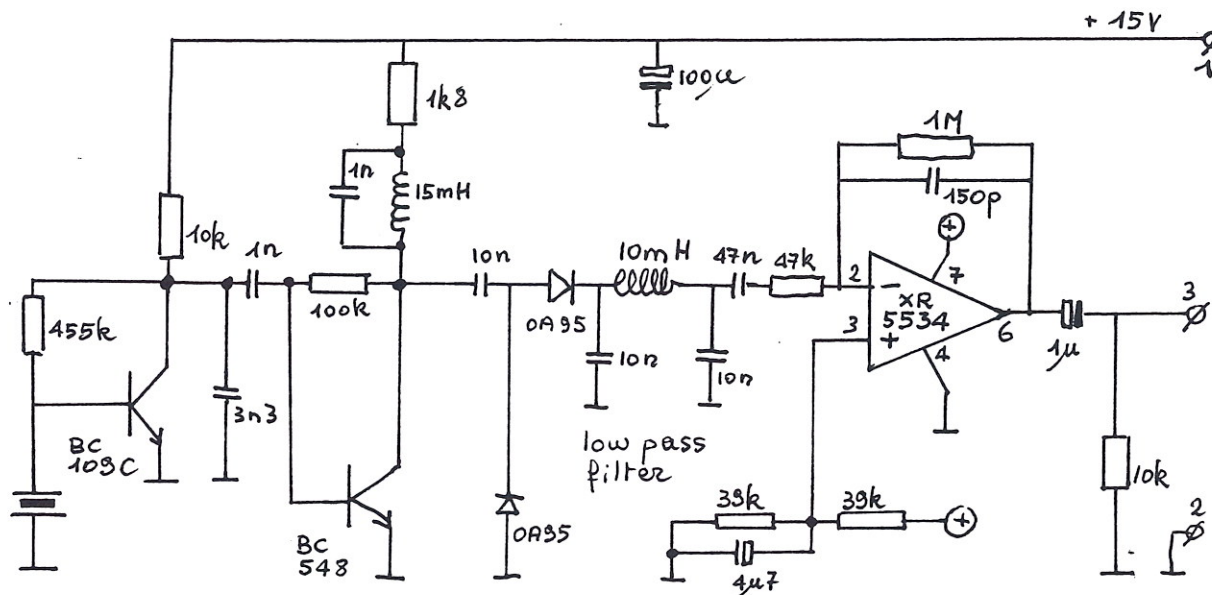
Uit: Van Randeraat, J & Settingington R.E., "Piezoelectric Ceramics", (1974), p. 96.

In de oorspronkelijke Philips applicatie, stuurt het amplitude gedemoduleerde signaal via een versterkertrapje, een relais dat een alarm in werking stelt. (In het geciteerde schema voorgesteld door een lampje). Anders gesteld, vanuit het echosignaal wordt uiteindelijk slechts één enkel bit aan informatie overgehouden: was er beweging in een mate groter dan de drempelwaarde of was die er niet. Voor een alarm volstaat dit, zoals voor heel vele industriële sensortoepassingen, uiteraard volkomen. Ons streefdoel bestond er echter in, uit dit signaal precies een maximum aan informatie af te leiden. (cfr. sub 2.2)

Dit heeft dan geleid tot volgende -op de eindtrap na met diskrete componenten- gebouwde en werkende schakeling, die tevens ook de eerste was die we voor publieke voorstellingen en demonstraties hebben gebruikt (1976-1982).

De ingangstrap is een frequentie-selektieve voorversterker rond 40kHz en bestaande uit twee transistortrappen. Voor elke verschillende zenderfrequentie moet de schakeling dus ook anders gedimensioneerd worden. Daarna volgt de amplitudedemodulator, waarvoor gebruik wordt gemaakt van twee gepaarde germaniumdiodes in een spanningsverdubbelende schakeling. Na deze demodulatie volgt een met spoelen en condensatoren opgebouwd π -

laagdoorlaatfilter met een afsnijfrequentie lager dan 10kHz. Het audiosignaal wordt tenslotte in de laatste met een ruisarme op-amp uitgevoerde versterkertrap, tot een gezond 0dBV lijnniveau opgekrikt.



De globale schakeling reageert bijzonder gevoelig op bewegingen maar is geplaagd door een aantal manifeste nadelen:

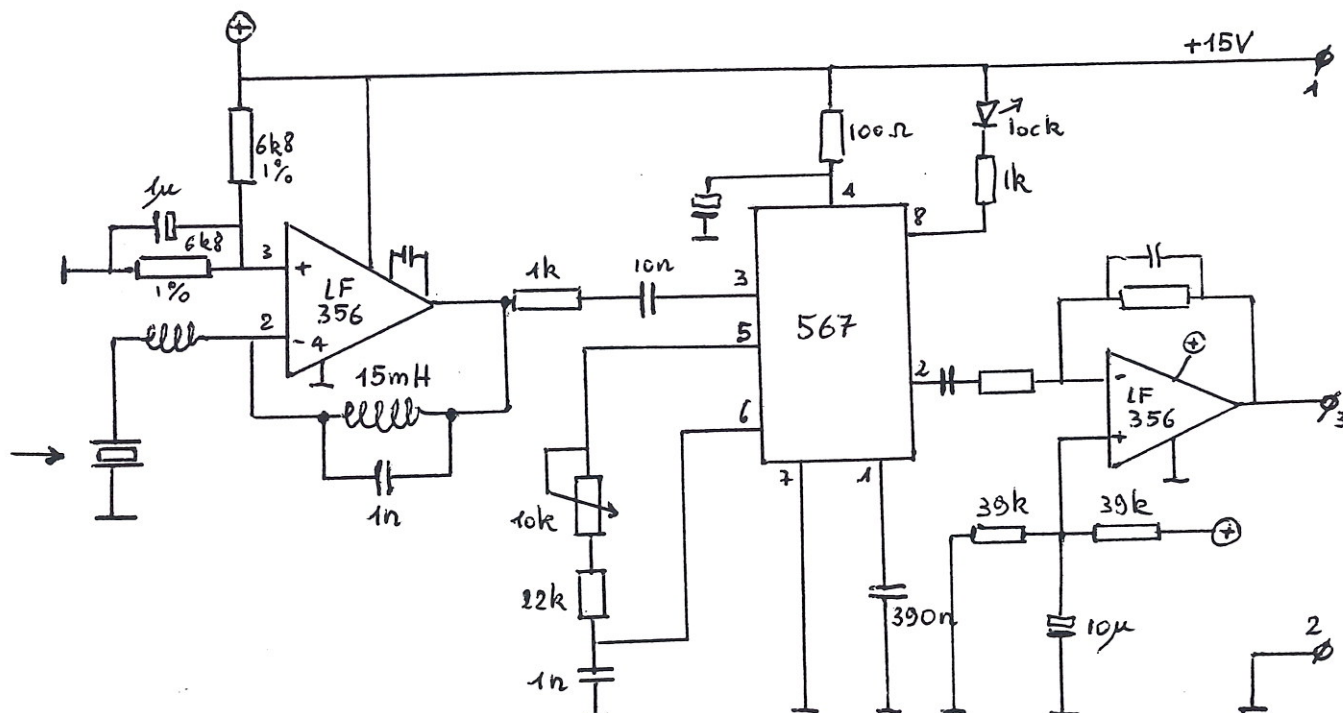
- de nog steeds betrekkelijk grote achtergrondruis.

Het beste resultaat dat we qua signaal-ruisverhouding ooit met dit type AM-detektors konden behalen was 46.5dB (meting uitgevoerd via aflezing der waarden op het oscilloscoopscherm). Dit voor een ontvanger gebouwd voor 50kHz en een (kwazi) ruisvrij zendersignaal uiteraard. Dit resultaat is echter niet volledig relevant voor muzikale toepassingen, aangezien we de metingen uitvoerden met een gestandaardiseerde afstand tussen zender en ontvanger van 1 meter. Het resultaat met praktijkafstanden van 3 tot 8 meter tussen zender en ontvangers is vanzelfsprekend aanzienlijk slechter.

- de gevoeligheid stijgt kwadratisch met de afstand van de beweging (het lichaam) tot de ontvanger. De amplitude van de verschillen is met andere woorden niet uitsluitend een functie van de hoeveelheid lichaamsbeweging, maar ook van de plaats ten opzichte van de ontvanger. Dit was duidelijk een ongewenst effect. Pas in de later ontwikkelde schakelingen waarbij van analoge computers wordt gebruik gemaakt, wisten we dit probleem op bevredigende wijze weg te werken.

2.3.2.6.2.: Phase Locked Loops

Ontevreden over de vrij slechte signaal-ruisverhouding van de door bovenstaande schakeling haalbare signaal-ruisverhouding, hebben we dan andere methodes van demodulatie uitgeprobeerd. Zo onder meer door toepassing van de 'phase-locked-loop'. Het beste resultaat dat we onder toepassing van het PLL-principe konden bereiken, was met onderstaande praktische schakeling:



Het muzikale resultaat was echter meer dan ontgoochelend. Hoewel de signaal-ruisverhouding nu inderdaad stukken beter was, kregen we nu te maken met explosieve geluiden afkomstig van het aan-en-af schakelen van de 'loop-lock'. Bovendien klonken de verkregen tonen nu helemaal syntetisch, zo'n beetje in de zin van de elektronische muziek uit de jaren '50... Dit is natuurlijk een gevolg van het feit dat bij deze schakeling de resulterende audiofrequenties opgewekt worden door een spanningsgestuurde versterker in de PLL-chip.

Later kwamen we erachter dat dit ook de principiële techniek was die Wolf-Dieter Trüstedt tussen 1974-1976 uitgeprobeerd had voor zijn bewegingshologrammen, die we wel reeds kenden sedert 1977 en waarvan we ons de slechte resultaten op het vlak van de haalbare signaal-ruisverhouding konden herinneren.

Een gedetailleerde beschrijving van het systeem opgezet door Wolf Dieter Trüstedt voegden we toe in de appendix bij deze studie. Een geluidsopname van de door Trüstedt in 1977 behaalde resultaten bevindt zich in het klankarchief van Stichting Logos te Gent.

2.3.2.6.3: FM-demodulatie: Foster-Seeley schakeling

De experimentele resultaten evenals de theoretische studie die erbij tepas kwam, stuwde ons als het ware in de richting van schakelingen voor frekwentie-demodulatie. Op theoretische gronden kon immers door FM-demodulatie toe te passen, meer van de snelheidsinformatie uit de bewegingen teruggewonnen worden. Bij AM-schakelingen waren vooral de amplitude-variatiën dominant. Dit ondanks het feit dat de signalen waarmee we hier te maken hebben eigenlijk helemaal geen FM-gemoduleerde signalen zijn, maar integendeel een permanente som van signalen met frekwenties gelegen tussen de draaggolffrekwentie en de Doppler-frekwentie veroorzaakt door het snelste punt van het bewegend lichaam $[f_c + (2 * f_c * v_{\text{geluid}}) / v_{\text{objekt}}]$. Een mengsel van golven dus, of een kleur-ruisband. Bovendien is ook bekend dat FM-techniek principieel veel betere signaal-ruisverhoudingen kan realiseren dan AM, reden waarom men voor radio-omroepgebruik ook van de ene naar de andere techniek overstapte.

De toepassing van frekwentiedemodulatie voor de frekwentiegebieden waarmee we hier bezig waren, kent evenwel weinig toepassingsvoorbeelden in de klassieke tekstboeken met betrekking tot elektronika. Daarom zijn we uitgegaan van enkele klassieke schakelingen uit de radio-techniek en hebben we die herberekend voor gebruik binnen ons bereik. Het eerste praktisch probleem was dat de spoelen die voor dergelijke schakelingen noodzakelijk zijn, niet in de handel zijn te verkrijgen. Zelf wikkelen was dus de boodschap... Het resultaat van een dergelijke onderneming zal iedereen die met elektronika vertrouwd is wel goed bekend zijn: de praktijk en de berekening gaan op een onvoorspelbare wijze uiteen lopen, dit omwille van de talloze onbekenden bij het maken van spoelen. Van alle elektronische componenten is de spoel immers die component die in zijn technische realisatie het verst durft afwijken van zijn wiskundig model.

Het onderwerp wordt zeer uitvoerig behandeld in "The ARRL Handbook", een imposante jaarlijkse publikatie (meer dan 1000 paginas) van de "American Radio Relay League", (Uitgave 1989), p.18.1 tot p.18.25 en p.9.1 tot p. 9.13.

Beknopter kan de modulatie en demodulatie theorie ook aangetroffen worden in Horowitz & Hill, "The Art of Electronics", 1980, p.567-579.

Een ook wiskundig vrij extensieve uiteenzetting over het onderwerp is aan te treffen in :Fink & Christiansen (Red.), "Electronics Engineers' Handbook", daarin meer bepaald het hoofdstuk 'Modulators, demodulators and converters' van Chovan, J.L., Egtvedt, M.D. e.a., Sektie 14, p.1-72.

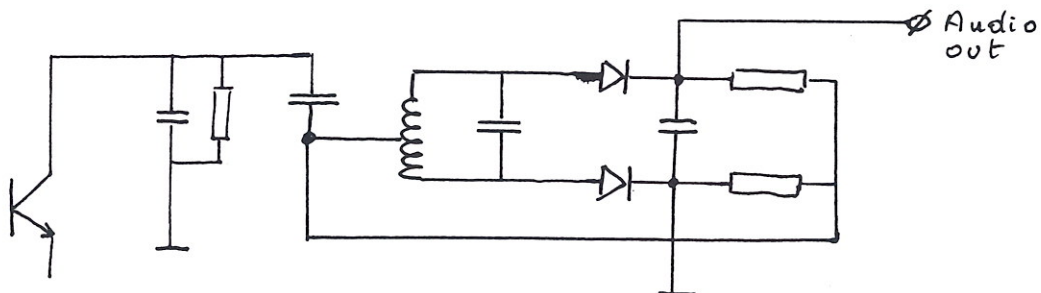
De eerste bruikbare schakeling die we vanuit dit perspectief aan een onderzoek op bruikbaarheid onderwierpen was de zgn. Foster-Seeley schakeling. Wat ons intrigeerde in het opzet van dit type demodulator was het in de literatuur vermelde gegeven dat wanneer het op de ingang van een Foster-Seeley schakeling ter demodulatie aangeboden signaal niet in dynamiek werd gelimiteerd, de schakeling gevoelig was voor AM-modulatie in het ingangssignaal. (Dit in tegenstelling tot de verhoudingsdetektor ('ratio-detector') waarover we het verder

nog zullen hebben en waarvoor dit in veel mindere mate geldt.)

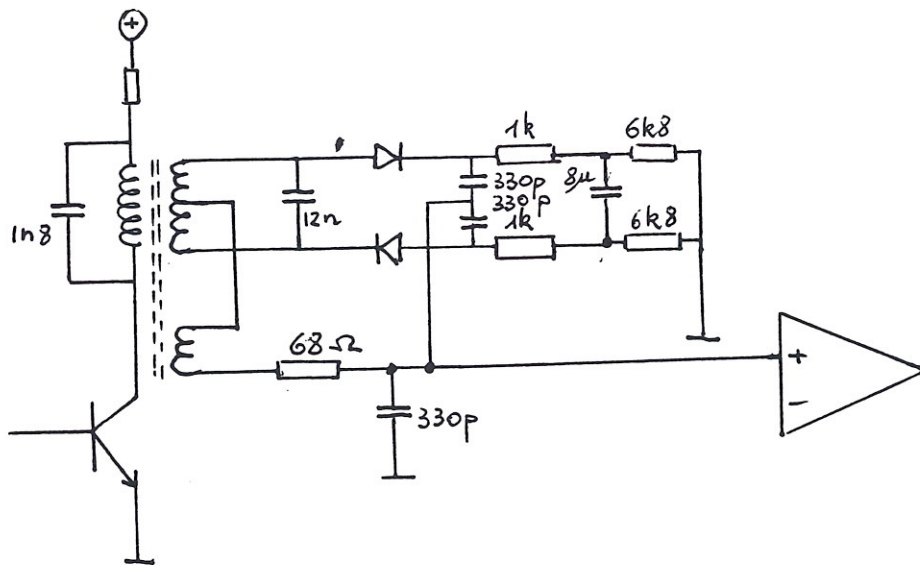
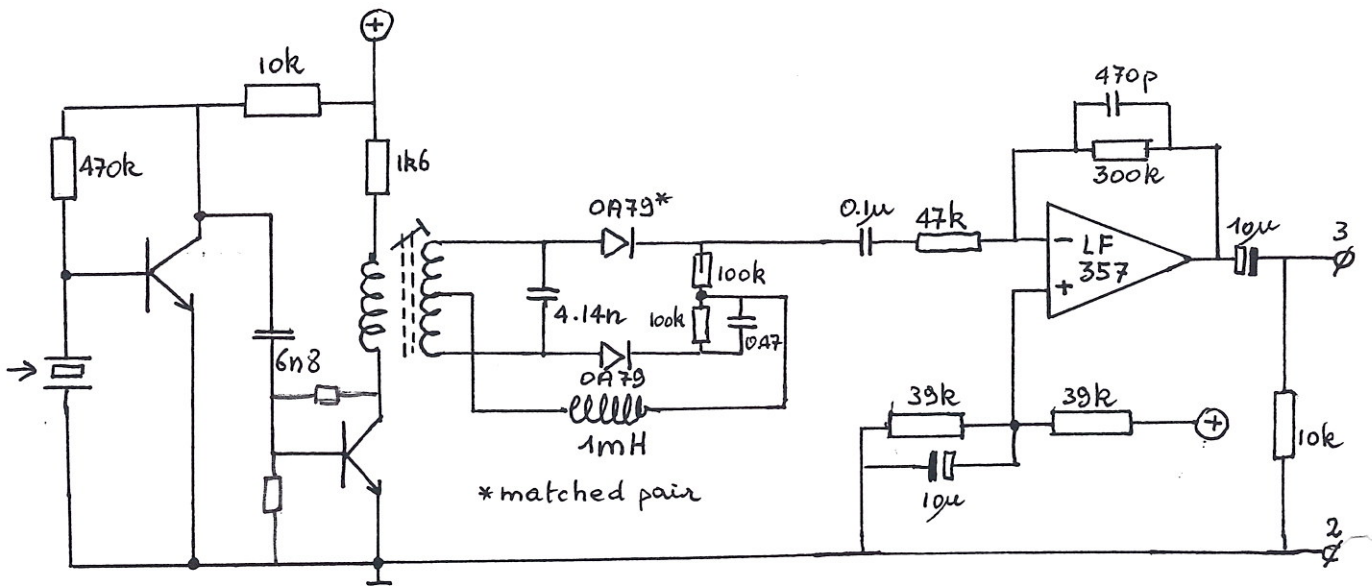
Cfr. GAWLER, G.B. "Frequency Converters and Detectors" in: Fink & Christiansen, op.cit., p.14-70.

Voor 'normale' toepassingen (FM-radio dus) moet dit inderdaad wel een euvel wezen, maar wij zagen er een mogelijkheid in om voor ons doel eigenlijk twee vliegen in een klap te vangen: het behoud van de amplitude-modulatie componenten uit hetingangssignaal in het audiorezultaat samen met het winnen van de frekwentie-modulatiecomponenten ervan. Onze toch op enige analyse berustende intuïtie ging er immers van uit dat in het holosound systeem, de grootte van het bewegend oppervlak alleen kon worden teruggevonden in de amplitude van het totale gereflekteerde signaal, terwijl de snelheids-informatie alleen in de breedte van de ruisband besloten kon liggen.

De schakeling van Foster & Seeley berust op een gestemde hoogfrequent transformator waarbij de diode aan de ene tak van de wikkeling de piek-waarde van $(V_1 + V_2) / 2$ detekteert, terwijl de diode in de andere tak de piek-waarde van $(V_1 - V_2) / 2$ detekteert. Het audio-sig-naal is niets anders dan het verschil tussen beide. Wanneer een inkomende frekwentie overeenstemt met het centrum van de frekwentie waarop de spoeltransformator werd afgestemd, dan is dit verschil gelijk aan nul. Er was geen te moduleren signaal, alleen een draaggolf. Afwijkingen in frekwentie naar onder toe, doen de spanning in de onderste tak afnemen en die in de bovenste toenemen. Dit heeft een positief signaal op de uitgang voor gevolg. Analoog redenerend, resulteert dan een frekwentieafwijking naar boven toe, in een negatief signaal op de uitgang. Kortom, we krijgen de modulatie-komponent van het FM-sig-naal terug in de oorspronkelijke vorm. Vanuit het principiële schema uit het theorieboek:

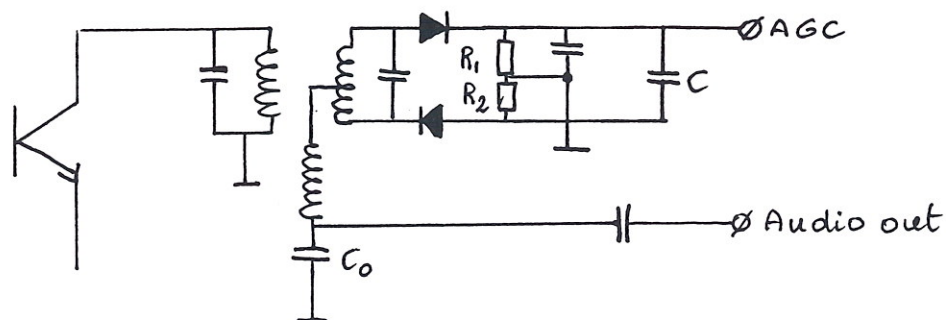


ontwikkelden we na veel geëxperimenteer met spoelen, volgende goed werkende schakeling. Op te merken valt, dat dit ontwerp in tegenstelling tot veel van onze vroegere ontwerpen, relatief gemakkelijk verstembaar kan worden uitgevoerd. Alleen de kring rond de sekondaire wikkeling van de spoeltransformator dient op resonantie te worden gedimensioneerd. Ook bleek het nuttig de Q-factor van de spoel aan de lage kant te houden, aangezien dit de bandbreedte ten goede komt. Anders dan bij radio-ontwerpen geldt een grote selektiviteit hier immers niet als een kwalitatieve vereiste.



Het gedeelte van bovenstaand schema dat onderaan in een gewijzigde vorm staat getekend, is een werkend ontwerp van een ratio-diskriminator schakeling, in zekere zin een variant op de klassieke Foster-Seeley schakeling. Deze schakeling levert nog meer snelheidsafhankelijke informatie in het resulterend audio-signaal en is (zoals tevoren reeds opgemerkt) ook minder gevoelig voor amplitudevariatie van het ingangssignaal. Dit laatste uiteraard binnen bepaalde grenzen, want ook deze schakeling doet in de praktijk wel degelijk ook wat aan AM-demodulatie.

De theorie-boek schakeling (op.cit. p.14-70) waaruit we haar ontwikkelden ziet eruit als volgt:



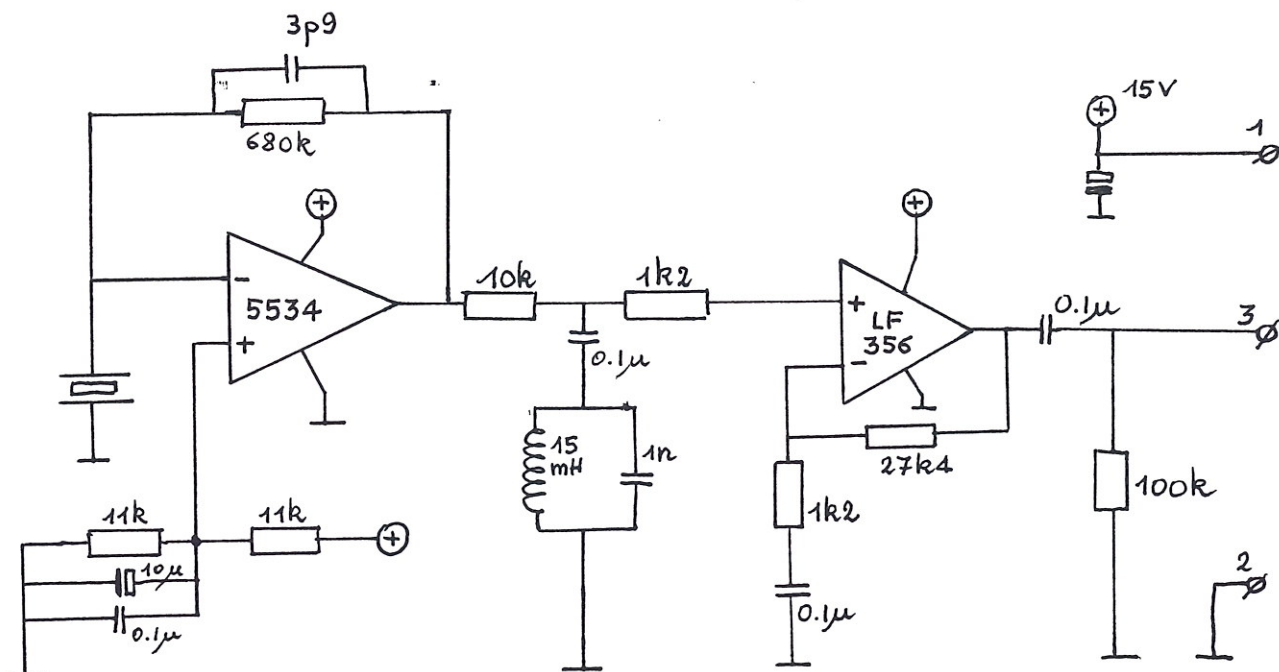
Deze schakeling doet beroep op een spoel met een extra wikkeling en is dan ook aanzienlijk moeilijker te bouwen. De mate van ongevoeligheid voor AM-modulatie in het ingangssignaal hangt af van de tijdconstante $(R_1 + R_2) * C$ die groot dient te zijn in verhouding tot de laagste frekwentie die men wil behouden in het uitgangssignaal. De condensator C_0 dient het draaggolfsignaal kort te sluiten, maar moet een zo gering mogelijke weerstand vormen voor het te winnen audio-signaal. Het zal duidelijk zijn dat dit in onze toepassing niet echt optimaal mogelijk is, aangezien de draaggolfrekwentie in deze ultrasone toepassingen niet zo heel erg ver verwijderd is van het audio-gebied dat ons interesseert!

2.3.2.6.4: Hoogfrequent-voorversterker

De toepassing van de op de Foster-Seeley schakeling gesteunde ontwerpen betekende een grote stap voorwaarts op kwalitatief vlak. Maar aangezien in elke denkbare wereld alles steeds voor verbetering vatbaar is, zochten we verder tot we op het idee kwamen een analoge komputer in te zetten voor het hele demodulatiegebeuren.

Dit vereenvoudigde de ontwerptechnische eisen van het ontvanger-gedeelte meteen aanzienlijk. Nu kon immers volstaan worden met een front-end waarin het ontvangen signaal, ongewijzigd maar hooguit beperkt in de dynamiek via een eenvoudige kompressor-schakeling, op een 0dBV niveau werd gebracht.

De thans (1988/93) gebruikte ontvanger-schakeling met optimale resultaten ziet er uit als volgt:



De eerste trap, die een spanningswinst oplevert van ca.40dB, heeft als enige eigenaardigheid, dat de transducer (een piezo-exemplaar in dit geval) zonder enige voorschakelweerstand aan de inverterende ingang van de opamp komt te liggen. Deze laatste werkt dan ook als stroomversterker, terwijl de transducer virtueel kortgesloten wordt. Deze configuratie bleek de beste lineariteit op te leveren voor de transducer, ten koste van wat signaalverlies weliswaar. Alle resonantiepieken die op het niveau van de transducer ontstaan wanneer de ontvangst van het draaggolfsignaal sterk in amplitude gaat schommelen, worden hierdoor uitgevlakt. De bandbreedte wordt gemaximaliseerd. De LC-resonantiekring die op de eerste op-amp volgt is optioneel, en wordt alleen gebruikt in toepassingen met een vaste zenderfrequentie in welks geval de kring wordt afgestemd op de betreffende frequentie. De Q-factor mag evenwel niet te groot genomen worden, want dan wordt de spanning op de ingang van de volgende trap te groot en treedt er clipping op. De eindtrap, eveneens een operationele versterker, is gedimensioneerd voor een spanningswinst van 27dB. De over-all versterking van de schakeling belooft 2280 maal. De nominale uitgangsspanning is 0dB. In gebalanceerde toepassingen wordt de laatste trap als een actieve symmetrische driver uitgevoerd met behulp van een dubbele opamp, ofwel wordt aan de laatste trap een miniatuur audio-transformator toegevoegd. Gezien de hoge frequentie kan ook een ferrietpotkerntransformator gebruikt worden voor dit doel.

Deze schakeling doet in tegenstelling tot alle vroegere ontwerpen dus helemaal niets aan de demodulatie. Het signaal komt eruit zoals het erin ging, alleen 2280 maal sterker. Ze heeft dus ook geen enkel hoorbaar resultaat!

2.3.3.: De analoge komputer: demodulatie-schakelingen

2.3.3.1: Multipliers

Geïnspireerd door een aantal schakelingen uit de hoogfrequentie-techniek, waarbij voor de demodulatie de draaggolf gescheiden van het gemoduleerde signaal dient toegevoerd te worden (single-side-band modulatie bvb.), zijn we na de successen met de frequentiedemodulatieschakelingen, in deze richting verder gaan zoeken. Immers door iets dergelijks met onze signalen toe te passen, was het mogelijk de draaggolf van het ontvangen signaal integraal af te trekken en zodoende uitsluitend de door de beweging veroorzaakte Doppler-signalen over te houden. Talloze schakelingen die iets dergelijks doen hebben we voor ons doel aangepast en berekend, opgebouwd en vervolgens uitgetest. De resultaten kwamen niet uit boven de eerder besproken Foster-Seeley schakeling, of indien ze wel degelijk beter presteerden, hadden ze een uiterst miniem dynamisch bereik zodat ze toch weer geen echt valabel alternatief boden.

Bij een gescheiden behandeling van draaggolf en gemoduleerd signaal hadden we twee mogelijke wegen te bewandelen:

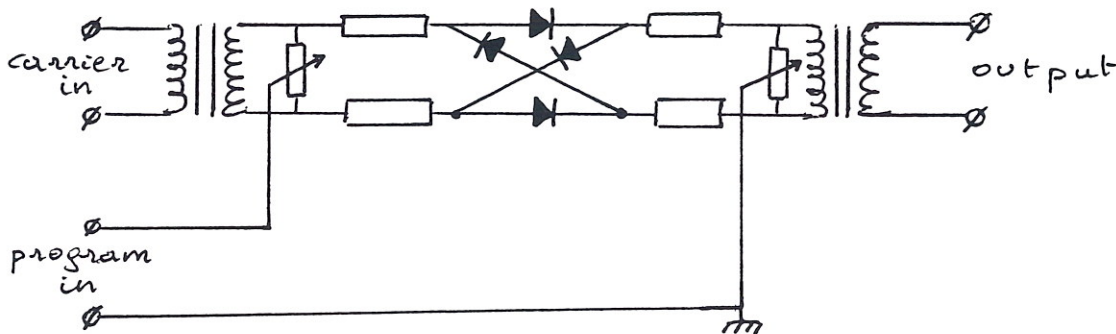
- 1: het was mogelijk via een selektief LC-filter (een parallel geschakelde kring bestaande uit een spoel en een condensator) of iets dergelijks de draaggolf vrij goed te isoleren uit het ontvangen signaal. In de radiotechniek is dit rekonstrueren van de draaggolf een standaardprocedure bij de demodulatie van o.m. SSB-signalen.
- 2: aangezien onze toepassing evenwel niets met draadloze transmissie of kommunitietechniek te maken had, beschikten we over de mogelijkheid het draaggolf signaal rechtstreeks in elektrische vorm van de zender, waar het tenslotte zijn oorsprong vond af te leiden. Demodulatie kon dus eigenlijk ook plaatsvinden uitgaande van het zendersignaal zelf en de drie ontvangersignalen. Het enige -en zoals uit de experimenten later bleek in hoge mate theoretische- probleem met een dergelijke procedure, is dat van de tijdsvertraging tussen audio-transmissie enerzijds (bepaald door de afstand tussen zender en ontvanger in combinatie met de geluidssnelheid) en de snelheid van elektrische signalen via de elektrische geleiders anderzijds (quasi uitsluitend bepaald door de snelheid van het licht).

Uit een nauwkeurige meting blijkt immers dat ook de draaggolf zoals zij zelfs wanneer er helemaal geen beweging binnen het bestreken veld plaatvindt, niet als een zuiver sinusvormig signaal bij de ontvanger terechtkomt. Integendeel, kunnen we deze golf met talloze faseverschuivingen aantreffen in het ontvangen signaal, dat eigenlijk alleen een rekenkundige som is van alle in fase allesbehalve zo coherent ontvangen draaggolfrekwenties. Deze inkoherenties treden evenwel niet op in het akoestische 'open veld', maar wel van zodra de proeven in een met wanden besloten gebouw plaatsvinden. Zij uiten zich -bekeken op het scherm van een

oscilloskoop niet zozeer als een bundel sinussen, maar wel in de vaststelling dat de ontvangen signaalsterkte, in acht genomen een voldoende grote afstand tussen zender en ontvanger, op anders onverklaarbare wijze toe- en afneemt wanneer we de ontvanger slechts enkele frakties van een golflengte verplaatsen.

Toen herinnerden we ons een toestel waarmee we reeds in 1968-1969 vrij veel hadden gewerkt en wel in verband met elektronische muziek: de *ringmodulator*. In oorsprong eigenlijk ook wel een schakeling afkomstig uit de hoogfrequentie techniek, maar dan een die via de telefonie ook in het audio-gebied toepassingen had gevonden.

De 'klassieke' ringmodulator is een schakeling met twee ingangen en één uitgang die zich zo gedraagt dat wanneer op de twee ingangen signalen f_1 en f_2 aangeboden worden, de uitgang alleen de som- en verschilfrequenties tussen f_1 en f_2 en hun veelvouden laat verschijnen, terwijl zowel f_1 als f_2 zelf volledig worden opgeheven. Zo'n klassieke ringmodulator, in deze tijd reeds een museumstuk, ziet er schakeltechnisch uit als volgt:



Cfr.: BODE, Harald & MOOG, Robert "The Multiplier-Type Ring Modulator", in: Electronic Music Review, january 1967.p.9-15.

Toegepast op onze probleemstelling, zou een dergelijke schakeling dus enerzijds alle som-frequenties tussen draaggolf en ontvangersignaal, en alle verschilfrequenties daartussen opleveren. In de som zijn we niet geïnteresseerd. Maar kunnen we via een low-pass filter gemakkelijk kwijtspelen. Het verschilsignaal, is niets minder dan het gewenste uitsluitend van de beweging afhankelijke geluidssignaal waaruit de draaggolf is verdwenen.

De problemen verbonden met een goed praktisch ontwerp van zo'n schakeling zijn echter -zoals we wisten uit onze ervaring ermee uit de periode 1967-1970- aanzienlijk. De eisen te stellen aan de kwaliteit van de transformatoren (symmetrie en onderlinge identiteit) en aan de diodes (onderlinge identiteit, ook qua temperatuurcoëfficiënt) waren zo groot, dat de praktische schakeling steeds leed aan sterke vervorming en een flink doorlekken van de ingangssignalen naar het uitgangssignaal. De praktijk stond dus ver af van de theorie.

Zoekend naar meer eigentijdse uitvoeringsmogelijkheden van een naar werking gelijkaardige schakeling, werd onze aandacht getrokken naar de diverse 'balanced-modulator-demodulator' chips die door verschillende fabrikanten aangeboden werden. Dit zijn schakelingen waarvan het wiskundig model heel trouw overeenkomt met dat van de eerder vermelde ringmodulator, en waarmee dus in principe hetzelfde resultaat te bereiken valt.

Volgende gebalanceerde demodulators in chipvorm onderwierpen we aan een grondig onderzoek, telkens door konform de specificaties en de application notes, een testschakeling in functie van ons doel op te bouwen, uit te meten en te evalueren:

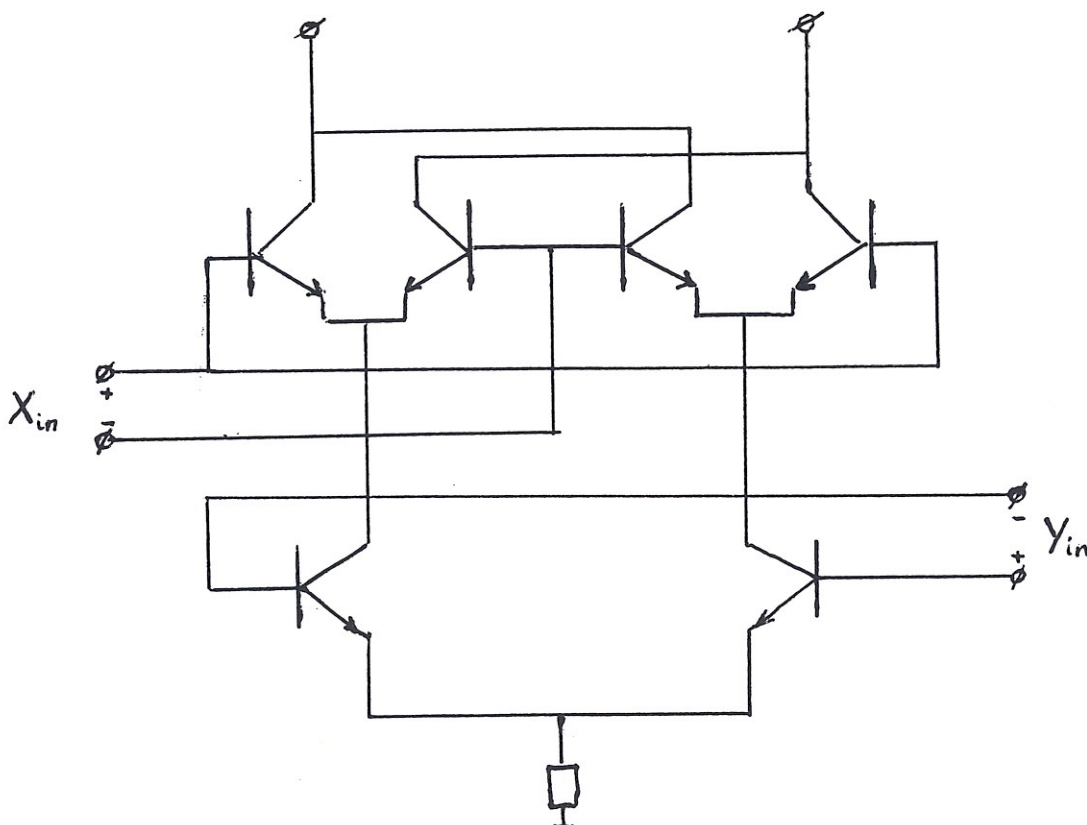
Philips TDA0820T, MC1496, MC1596
 of National Semiconductor, LM1496N, LM1596
 Signetics S5596
 Motorola MC1496P
 Intersil ICL8013
 Harris HA2546, HA2547

Van al deze chips, gaf de LM1496 in onze toepassing de beste resultaten. Deze schakeling gaan we dan ook iets uitvoeriger toelichten.

2.3.3.2: De LM1496 schakeling

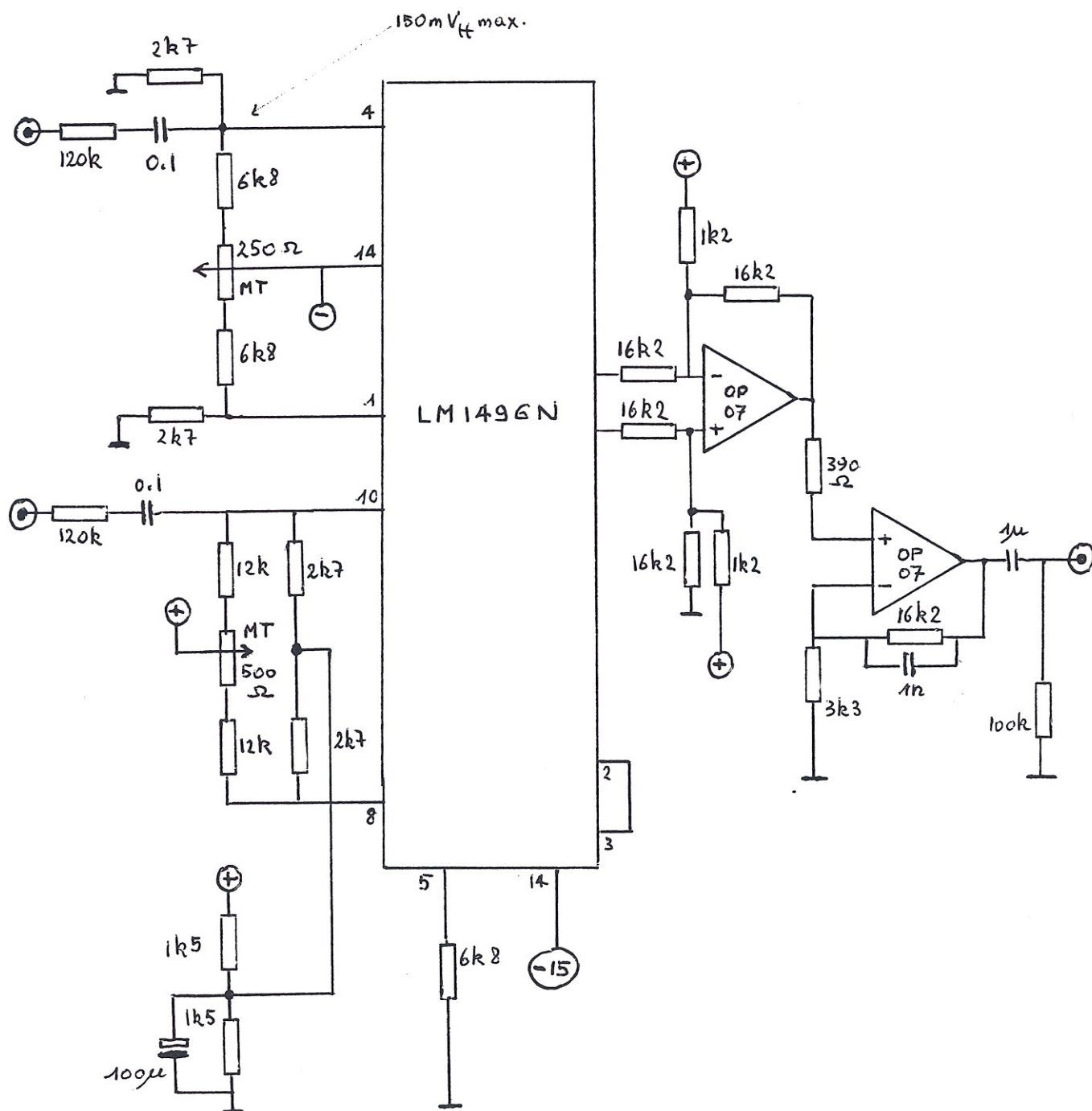
Ingangsspanningen mogen niet veel groter worden dan ca. 150mVtt voor een onderdrukking van de ingang rond 50dB. De gelijkstroominstelling van de chip is bijzonder kritisch. Deze chip is intern opgebouwd als een combinatie van spanningsgestuurde stroombronnen. Het hier sterk vereenvoudigd weergegeven interne schema van de opbouw van de chip brengt dit heel duidelijk aan het licht:

Cfr.: Philips, Databook 8, May 1982, "Analogue Circuits", p.14-17.(databoek)



De volledige schakeling, hoewel we ze toch enkele jaren met succes voor publieke opvoeringen van het 'Holosound' muziekteaterstuk hebben gebruikt, was bijzonder gevoelig voor asymmetrieën in de voedingsspanningen. Via trimmers op de print kon de asymmetrie weliswaar weggeregeld worden, maar dit diende kwazi permanent te gebeuren, een omstandigheid die voor praktische toepassingen in een muziekinstrument dat ook door niet technisch geschoolden bruikbaar zou zijn uiteraard hoogst bezwaarlijk was. Het probleem kon op het niveau van de voeding niet zomaar worden opgelost. De precisie van deze laatste, qua dynamische tracking, hadden we reeds tot 0.1% opgedreven, toch dicht aan de grens van wat volgens de diverse tekstboeken terzake en zonder astronomische kosten, haalbaar is.

Een groot voordeel van de schakeling is dat ze ongewijzigd kan worden gebruikt in combinatie met alle ultrasone zendfrequenties.

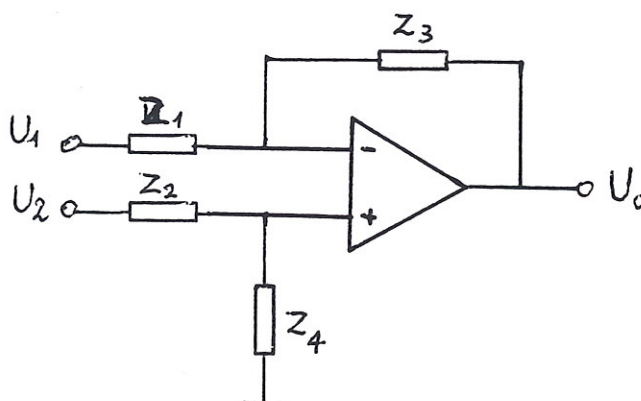


2.3.3.3 De analoge komputer

Op een klaarblijkelijk goed spoor gezet door de vorige schakeling, belandden we uiteindelijk bij het idee een meer universele demodulatieschakeling te gaan inzetten. Daarbij kwam dan het algemene concept van de analoge komputer voor de hand te liggen. Immers de gebalanceerde modulatorschakeling is uiteindelijk slechts een bijzondere toepassing van wat meer algemeen gesproken een vierkwadrantvermenigvuldiger genoemd wordt. 'Vierkwadrant' slaat er hier op dat het teken van deingangsspanningen zowel positief als negatief mag zijn waarbij dan uiteraard de schakeling toch steeds een korrekte vermenigvuldiging zal uitvoeren.

In algemene zin is elke elektronische schakeling die n kontinu variabeleingangssignalen via een definieerbare overdrachtfunctie omzet in een continu variabel uitgangssignaal, een analoge komputer. De wellicht meest voor de hand liggende als analoge komputer bruikbare schakeling -overigens ook een van de meest gebruikte schakelingen in de analoge elektronika- is de operationele versterker:

Ook de 'gewone' vermogensgeluidsversterker is te beschouwen als een analoge komputer: hij vermenigvuldigt de amplitude van eeningangssignaal met een instelbare konstante faktor volgens de eenvoudige betrekking $U_o * I_o = (U_i * I_i) * A_v$



Wanneer we in deze algemene schakeling van een zogenaamde verschilversterker de impedanties van z_1 , z_2 , z_3 , z_4 als zuiver resistief beschouwen en we bovendien stellen $z_1 = z_2$ en $z_3 = z_4$ dan wordt de lineaire overdrachtfunctie gegeven door:

$$U_o = (z_3 / z_1) * (U_1 - U_2)$$

Voor sinusvormige signalen verkrijgen we dus de overdrachtfunctie $[(\sin(a) - \sin(b)) * z_3] / z_1$ die voor $a = b$ dus geen signaal oplevert, wat, in audio-termen uitgedrukt, betekent dat signalen die identisch op beide ingangen tegelijkertijd verschijnen (zelfde frekwentie, zelfde amplitude, zelfde golfvorm en zelfde fase), niet in het uitgangssignaal aanwezig kunnen zijn. Hierop berust het gebruik van deze schakeling voor de storingsonderdrukking bij signaaloverbrengingen (o.m. mikrofoon-aansluitingen e.d.m.). Storingen die van buitenaf een elektrische kabel binnendringen, doen dat immers met beide signaalgeleiders in gelijke mate. Het

storingssignaal voldoet dus in grote mate aan de hiervoor gestelde voorwaarde om opgeheven te worden. In technische termen noemt men dit 'common mode rejection'.

Door -rekening houdend met een aantal beperkingen (eindigheden) van de schakeling weliswaar- de impedanties Z_1 tot Z_4 complex en niet-lineair uit te voeren, kan een behoorlijk groot aantal vrij ingewikkelde wiskundige functies worden geïmplementeerd: naast optellen, aftrekken, vermenigvuldigen, en delen ook integreren, differentiëren, logaritmen... Aan de theorie zowel als de praktijk van dit soort schakelingen zijn talloze handboeken en theoretische studies gewijd.

We vermelden deze analoge komputer hier, omdat we er verder in deze studie nog uitvoerig gebruik zullen van maken, meer bepaald daar waar we gesteld voor de keuze tussen digitale en analoge signaalverwerking, uiteindelijk voor de analoge weg hebben gekozen. We menen bovendien te kunnen aantonen dat het ook, hic et nunc, de beste keuze was.

Een aantal fabrikanten van elektronische componenten heeft zich specifiek toegelegd op meer complexe schakelingen voor gebruik als analoge komputer. Zo onder meer het Amerikaanse Analog Devices. Van dit bedrijf kochten we een stel chips, type AD632: een precisie vierkwadrant vermenigvuldiger. Deze schakeling biedt een bijzonder goede signaal-ruisverhouding ($90\mu V_{rms}$ in de frekwentieband van 10Hz tot 10kHz) en haalt zelfs zonder externe afregeling ('trimmen') een precisie van 0.5% op het resultaat van de overdrachtfunctie als vermenigvuldiger. Bovendien is ze eveneens geschikt om -mits enkele kleine wijzigingen in de externe bedrading- te worden gebruikt als deler, machtsverheffer en worteltrekker. De eenvoudig te realiseren overdrachtfuncties zijn:

- vermenigvuldiger:

$$U_o = [(X_1 - X_2) * (Y_1 - Y_2) / 10] + Z_2$$

of, geformuleerd als overdrachtfunctie in het tijdsdomein voor sinusvormige signalen:

$$\begin{aligned} & \{[\sin(a) * \sin(b)] / 10\} + \sin(c) \\ & = \{[\cos(a-b) - 1/2 \cos(a+b)] / 20\} + \sin(c) \end{aligned}$$

waaruit duidelijk blijkt waarom de schakeling gegeven twee frekwenties f_a en f_b op de ingang, aan de uitgang alle som en verschiltonen moet opleveren. $\cos(a-b)$ en $\cos(a+b)$ zijn immers zelf eveneens zuiver sinusvormige signalen.

De analoge vermenigvuldiger heeft een procentuele fout van 0.5%, of, -met het oog op hoofdstuk 3, een (bijna) 8-bits resolutie.

- deler:

$$U_o = \{[(Z_2 - Z_1) * 10] / (X_1 - X_2)\} + Y_1$$

Hierbij geldt echter de beperkende conditie: $X_1 > X_2$, ook hier is delen door 0 immers ontoelaatbaar. De analoge deling wordt uitgevoerd met een procentuele fout van 0.75%, of, een resolutie van 7-bits.

- kwadrateerder:

$$U_o = \{[(X_1 - X_2)^2] / 10\} + Z_2$$

Deze bewerking verloopt met een procentuele fout van 0.6%, of 7-bit resolutie.

- worteltrekker:

$$U_o = \{[(Z_2 - Z_1) * 10]^{(1/2)}\} + X_2$$

en dit met procentuele fout $\leq 1\%$, (7-bits resolutie).

Met slechts enkele extra onderdelen kunnen verder nog volgende functies gemakkelijk worden gerealiseerd:

- verschil van de kwadraten

$$U_o = [(X^2) - (Y^2)] / 10V$$

- logaritme van de verhouding tussen twee ingangen

$$U_o = -1V * \text{Log}_{10}(Z / X)$$

- machtverheffing met exponenten van 0.2 tot 5
(de exponent mag daarbij zelfs een real-time variabele zijn)

$$U_o = Y * [(Z/V_{ref})^m] V$$

- Arctangens-functie

$$U_\theta = (U_{\theta ref} - U_\theta) * [(Z / X)^{1.21}]$$

$$\text{waarbij } \theta = \text{Tan}^{-1}(Z/X)$$

Cfr.: Analog Devices, Linear Products Databook, p.6.3-6.47

Opgemerkt moet worden, dat alle formules slechts gelden voorzover de a priori grenzen van de in- en uitgangssignalen niet worden overschreden. Voor beide, dienen deze zich te beperken tot het traject -10 tot +10Volt, wanneer de chip wordt gevoed uit een symmetrische +/-15Volt voeding. Ook aan de snelheidsveranderingen van de ingangssignalen zijn grenzen gesteld (voor periodieke signalen dus aan hun frequentie), maar deze zijn voor ons doel nauwelijks van enige betekenis. De chip-specificaties laten voor de voor laagfrequentie toepassingen geoptimaliseerde AD632 signaalfrequenties toe tot 1MHz. Dit soort schakelingen is zelfs voor frequenties van 50MHz (AD539) en veel hoger (de AD834 bvb. voor 500MHz) beschikbaar, iets waar geen enkele digitale implementatie zelfs maar kan van dromen.

De schakeling die we gebruik makend van deze komponent realiseerden werd een werkelijke real-time analoge rekenenheid, samengesteld uit verschillende rekenkundige blokken. Elk blokje van de blokkendoos heeft een of twee symmetrische (gebalanceerde) ingangen en één symmetrische uitgang. Van elk blok zijn er telkens drie identieke exemplaren voorhanden in de

blokkendoos, terwijl elk verschillend blokje een andere wiskundige overdrachtfunctie kan uitvoeren. De blokkendoos omvat verder nog een 3-kanaals limiter/compressor, een drie-kanaals filter en een lijnversterker/buffer waarmee de modulair opbouwbaar schakeling wordt afgesloten.

Laten we elk blok van dit analoog-komputerontwerp aan een gedetailleerd onderzoek onderwerpen:

2.3.3.3.1 Ingangstrap:

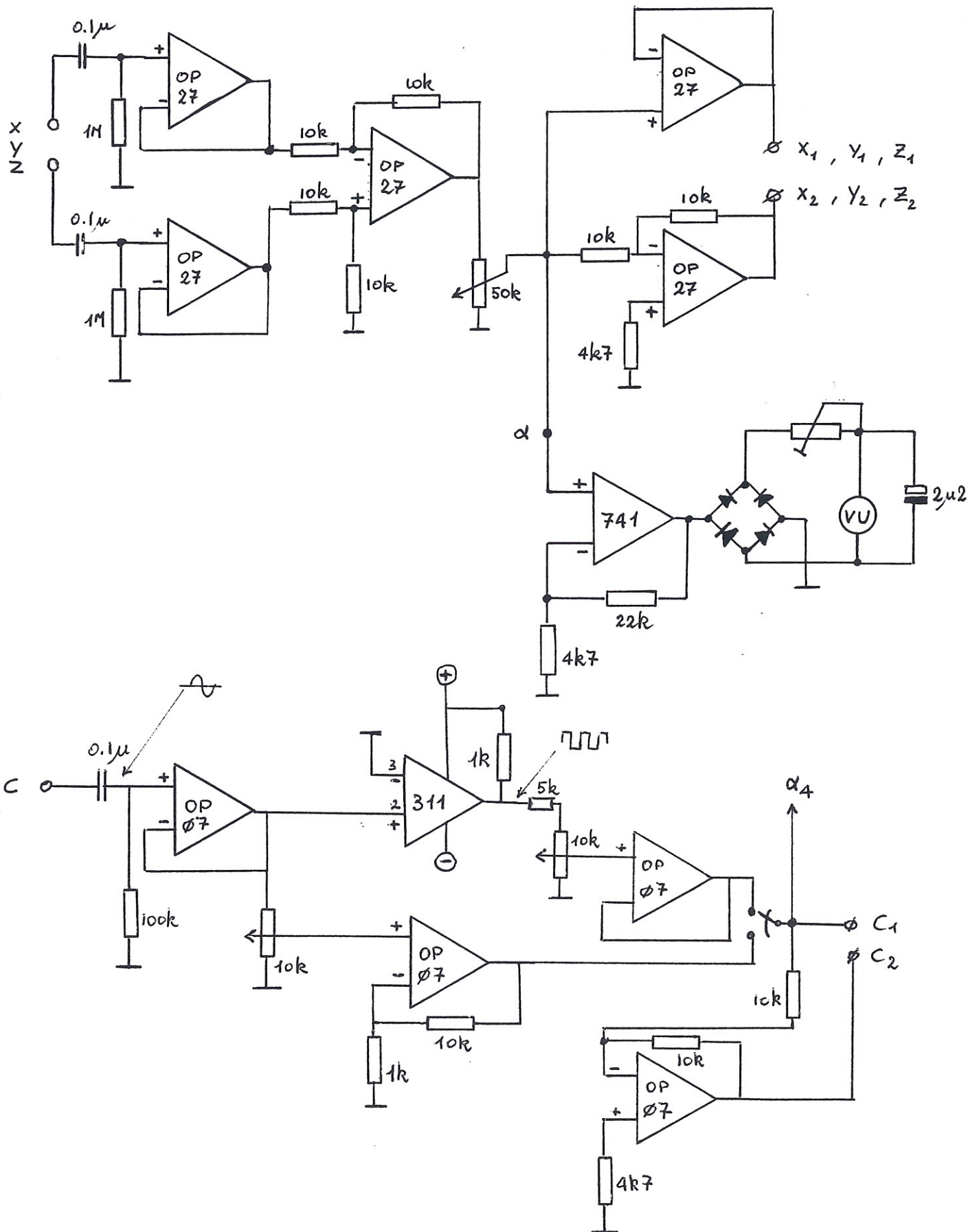
De ingangsschakeling bestaat uit driemaal het bovenste gedeelte van de hierbij afgebeelde schakeling en eenmaal het onderste stuk. Het VU-meter gedeelte komt viermaal voor. Op de drie identieke ingangen worden de uitgangen van de ontvangerschakeling aangesloten. De onderste ingang krijgt het signaal van de ultrasoonzender direkt aangeboden. Deze ingang is a symmetrisch uitgevoerd omdat alle door ons ontworpen zenders dit signaal ook zo afgeven en omdat dit signaal, gezien het de draaggolf zelf is, een konstante amplitude heeft. Na een gewone buffer wordt het signaal gesplitst. Eén tak gaat via een potentiometer naar een versterkertrapje en zo naar de uitgang. De andere tak gaat naar een als nul-doorgangsdetektor geschakelde komparator (LM311). Deze levert bij elke nul-doorgang van het draaggolfsignaal een puls af. Deze mogelijkheid werd vooral ingebouwd om een aantal bijzondere experimenten mogelijk te maken. De frekwentie van deze pulsen is nu immers de dubbele draaggolffrekwentie. Met de potentiometers van de tak naar keuze (daarom de wisselschakelaar) wordt het draaggolfsignaal in balans gebracht met het signaalniveau van de X,Y,Z ingangen.

Het schema voor de X,Y,Z ingangen (bovenste helft) is een klassieke instrumentatieversterker en dus geschikt voor het aansluiten van symmetrische ingangssignalen. Voor a symmetrische signalen wordt een van beide ingangen (maar wel voor alle drie kanalen dezelfde) aan massa gelegd. Met de 50kΩ potentiometer kunnen de kanalen worden uitgebalanceerd. In principe verstoort elke regeling de precisie van de later uitgevoerde rekenkundige bewerkingen op de signalen. Wanneer de opstelling in het akoestisch vrije veld wordt gebruikt is ze niet alleen volkomen overbodig, maar bovendien ook storend. Daarom werd de potmeter uitgevoerd als een gekalibreerde stappenschakelaar met metaalfilmweerstand. In praktische (koncert)ruimtes verstoren architecturale a symmetrie en sekondaire reflekties van wanden en meubilair vaak het evenwicht tussen de drie kanalen. In dergelijke gevallen is een afregeling wel noodzakelijk. Om dit mogelijk te maken werd de schakeling uitgerust met 4 kleine VU-metertjes waarop het geïntegreerd signaalniveau kan worden afgelezen. De trimmer laat toe het schaalbereik aan het gebruikte meetinstrumentje aan te passen. De schakeling is zo gedimensioneerd dat de uitgangen binnen het spanningsbereik +/- 10V vallen.

Gebuurde data-boeken: National Semiconductor, "Linear Databook, vol.1", (1988), p.4.18-4.30 (komparatorschakeling), Analog Devices, "Linear Products Databook", (1988), p.2.223 - 2.236 (Op-amp schakelingen met OP07 en OP27). In een recentere versie van deze schakeling hebben we gebruik gemaakt van de pas onlangs op de markt gebrachte dubbele opamp OP227, wat heel wat printplaatoppervlak uitspaart.

Ingangsblok:

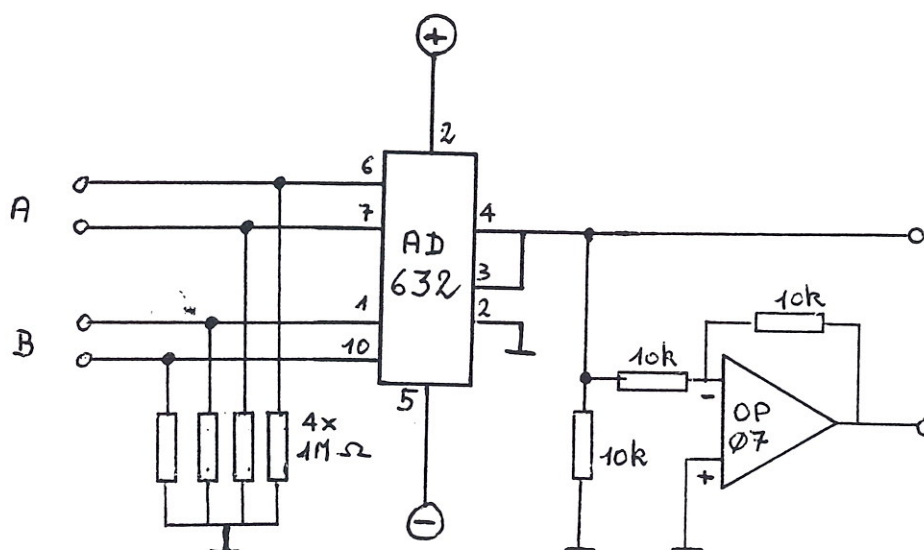
De bovenste helft wordt driemaal identiek opgebouwd.



2.3.3.3.2: Analooq rekenblok voor vermenigvuldiging

Deze schakeling is een rechttoe-rechtaan toepassing van de standaardapplicatie voor de Analog Devices multiplier AD632. De pin-nummers slaan op de TO100 verpakking (rond metalen huisje) omdat we de chips in die verpakking geleverd kregen. Een 14pin DIL verpakking zou ook leverbaar moeten zijn en kan het printontwerp iets eenvoudiger maken.

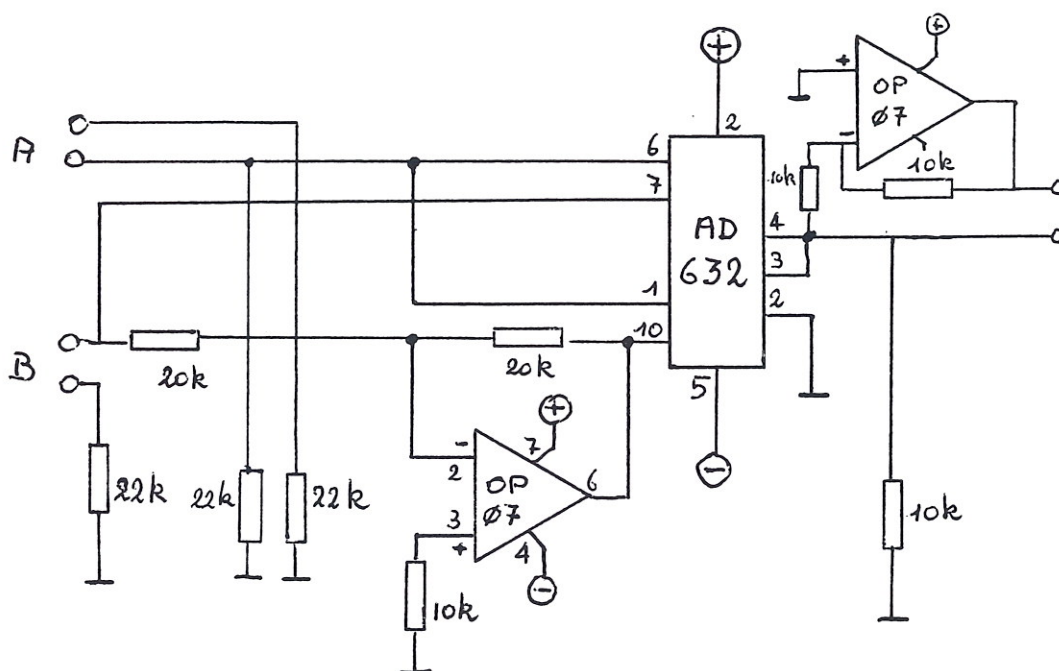
Deze vermenigvuldiger hebben we eveneens opgebouwd gebruik makend van de -goedkopere- AD532 (*goedkoop*, alhoewel de chip in 1990 en in Gent toch ook nog steeds zo'n 3.200 BF per stuk kostte...). De verschillen in prestatie zijn weliswaar meetbaar, maar auditief vallen ze niet zo erg op. De precisie is iets lager (maximaal 1%) maar voldoet nog steeds aan onze (eigenlijk pas verder in dit onderzoek naar voor komende) eis tot 7-bit resolutie. Een nadeel verbonden aan het gebruik van de AD532 chip is dat er voor een perfecte werking een trimpot gebruikt dient te worden en er dus een afregeling noodzakelijk is.



2.3.3.3.3 Analooq rekenblok voor 'verschil der kwadraten'

Ook deze schakeling liet ons weinig ruimte voor ontwerp-technische creativiteit en is dus een toepassing van de door Analog Devices gesuggereerde schakeling. De operationele versterker dient uitsluitend als fase-draaier (inverter). De twee $20\text{k}\Omega$ weerstanden dienen minstens een precisie te hebben van 0.1% , niet zozeer kwa absolute waarde, maar vooral kwa onderlinge identiteit. Trimmers bleken hier geen goede oplossing te bieden omwille van de lage stabiliteit ervan.

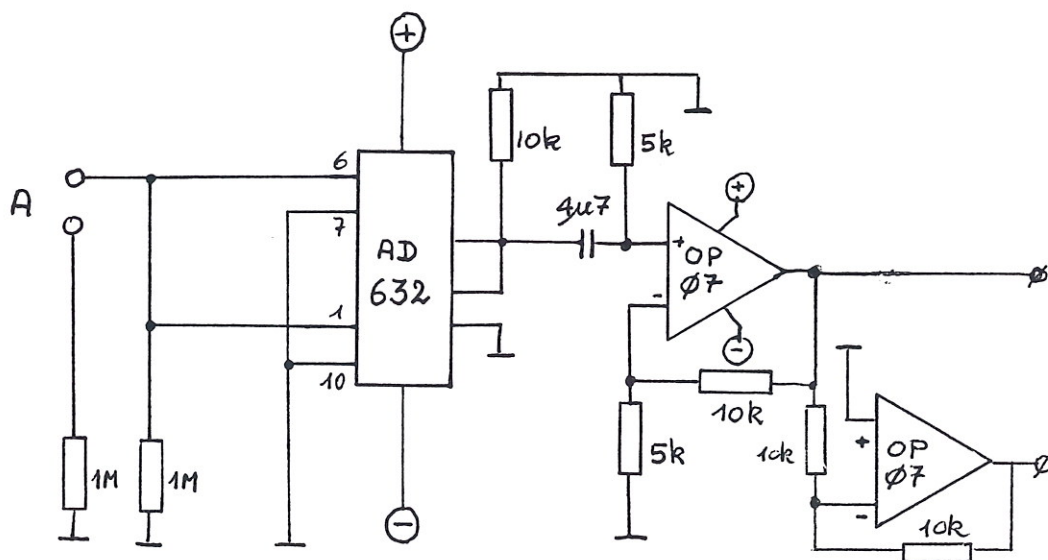
Deze schakeling heeft in tegenstelling tot de voorgaande geen gebalanceerde ingangen. Omwille van de compatibiliteit met de andere rekenblokken, zijn de ongebruikte fazen via een weerstandje met massa verbonden.



2.3.3.3.4 Analooq rekenblok voor kwadraten

Deze schakeling geeft, op grond van haar wiskundige overdrachtfunctie, uitsluitend positieve uitgangssignalen (immers, een even macht van een getal is per definitie steeds een positief getal). Willen we negatieve uitgangen, dan dienen we de ingangsaansluitingen te verwisselen. Om de schakeling toch een rond 0V symmetrisch uitgangssignaal te geven, dienen we AC-koppeling toe te passen. Het dynamisch (U_{opp}) bereik zal echter slechts 10Vtt bedragen en niet 20Vtt zoals bij de andere blokken. Om hieraan te verhelpen, hebben we de uitgang voorzien van een 2x versterker, dit weliswaar ten koste van de DC-koppeling.

De overdrachtfunctie van deze schakeling kan ook eenvoudig bereikt worden met de vermenigvuldiger schakeling, wanneer we deze op beide ingangen hetzelfde signaal aanbieden. De schakeling werd in de analoge elektronische muziek vaak gebruikt voor frekwentieverdubbeling (oktavering) van signalen, of als 'phasor', waarbij beide ingangen hetzelfde signaal krijgen maar één ingang wordt onderworpen aan een periodieke faseverschuiving gestuurd door hetzij een extern signaal (LFO) hetzij een vaste interne oscillator.



2.3.3.3.5 Afsluitblok:

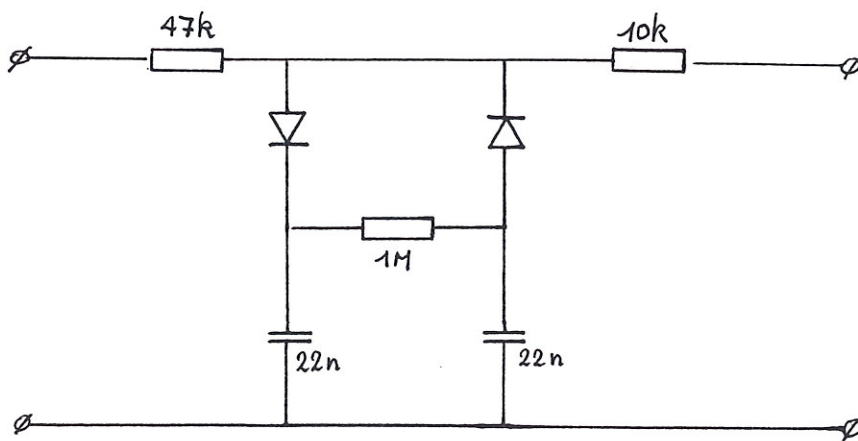
Dit afsluitblok bestaat uit drie functioneel verschillende componenten. Elke component is driekanalig (3 x identiek) uitgevoerd. De eerste twee blokken kunnen -door overbrugging van de schakeling- naar believen al dan niet in de signaalweg opgenomen worden. Immers, deze componenten zijn niet bij alle instelbare overdrachtfuncties nuttig of vereist.

2.3.3.3.5.1 Elementaire limiter/kompressor

Na veel geexperimenteer met zogeheten 'compander' IC's (compressor-expander combinaties in chip vorm) zijn we spoedig teruggekomen op een bijna voorhistorisch ontwerp afkomstig uit de kortegolfradiotechniek: de diodekompressor.

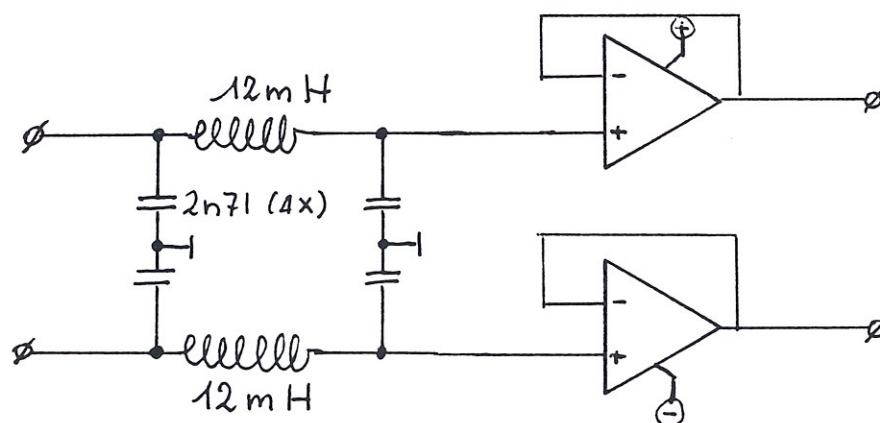
De meer gesofistikeerde chip-schakelingen hadden zonder uitzondering problemen met zgn. 'pompen', dit als gevolg van de vaak voorkomende uiterst lage frekwenties in onze gedemoduleerde signalen. Tenslotte gaat het hier niet over een signaal dat ook maar ergens een statistische gelijkenis vertoont met dat van modale (in de zin van jan-modaal dan...) muziek. Bovendien introduceerden ze een o.i. ontoelaatbare hoeveelheid extra ruis in het eindsignaal.

Het effect van deze schakeling is vooral van belang voor de muzikale kwaliteit van het audiosignaal: het filtert te steile signalen weg, doordat het bij de compressie de hoge frekwenties in hogere mate kortsluit dan de lage. Het reageert ook sneller op hoge frekwenties dan op lage. De dimensionering werd op grond van experimenten bepaald. Eigenlijk verstoort zij de 'wiskundige schoonheid' van de rest van de schakeling. Maar wanneer die wiskundige schoonheid de muzikale in het gedrang brengt, bleken we ons hier dan toch in eerste plaats als muzikus op te stellen...



2.3.3.3.5.2 Laagdoorlaatfilter

Dit is een eenvoudig Pi-filtertje opgebouwd met vaste spoelen en MKM condensatoren. Van de verleiding om ook dit filter als een actief 'state-variable' actief filter met operationele versterkers uit te voeren hebben we afgezien, omdat het audio-gedeelte sowieso een vaste bandbreedte heeft in dit ontwerp: van 20Hz tot hooguit zo'n 2kHz. Uit een analyse van de frekwentiebanden met een tertsruisfilter bleek er in de banden vanaf zo'n 2kHz toch kwazi uitsluitend ruis te steken, en die waren we liever kwijt dan rijk.

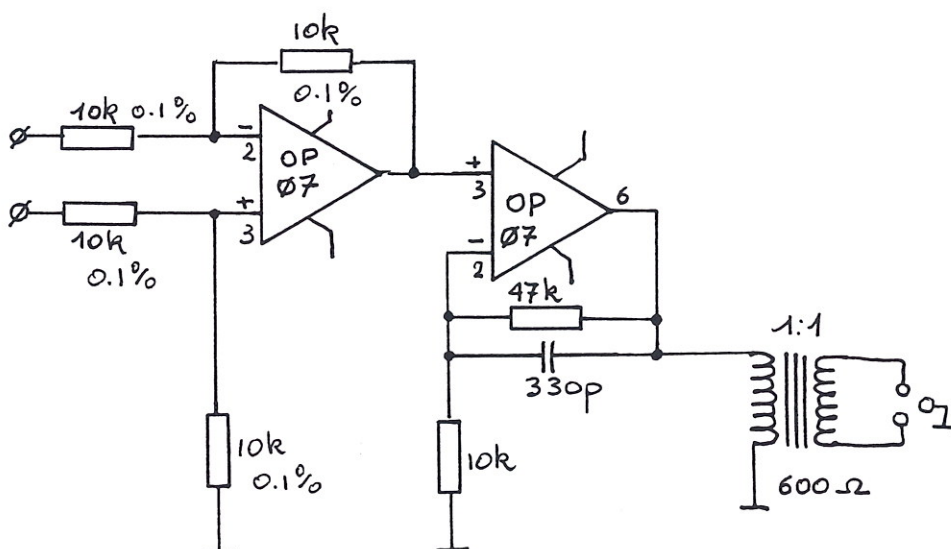


2.3.3.3.5.3 Lijnversterker

De lijnversterker heeft eigenlijk niets bijzonders. De eerste operationele versterker is opgebouwd als verschilversterker met een ingangsimpedantie van $10\text{k}\Omega$. De schakeling werd ontworpen om het signaal tot een gezond audiosignaal te omvormen en daarbij nog een beetje ruis uit het hoog weg te halen. Vandaar het C-tje over de feedback weerstand van de tweede operationele versterker. Het ontwerp is niet helemaal state-of-the-art, want dan hadden we een echte instrumentatieversterker moeten gebruiken. De kosten wogen evenwel niet op tegen de in dit geval uiterst geringe baten.

De uitgang van deze op-amp stuurt een 1:1 audiotransformator. Op deze plek gaven we de voorkeur aan het gebruik van een klassieke transfo omdat het gevaar dat de schakeling zou opgeblazen worden bij aansluiting op een mengpaneel met een fantoomvoeding van 48V ons -gesterkt door ervaring terzake- bijzonder reeel voorkwam. Een tweede niet onbelangrijke reden voor de uitgangstransformator heeft dan weer te maken met het feit dat operationele versterkers nogal eens moeilijkheden ondervinden wanneer ze een sterk capacatieve belasting aangeboden krijgen. Dit laatste is het geval wanneer lange aansluitkabels gebruikt worden naar het mengpaneel, iets

wat in koncertsituaties vrij normaal voorkomt. De waarde van die capacitiële belasting ontsnapt in principe aan de controle van de bouwer, die dus niet in de praktische mogelijkheid verkeert de schakeling hierop te voorzien zoals het technisch hoort. Een transformator is weliswaar ook niet onproblematisch kwa fasegedrag en frekwentiekarakteristiek wanneer hij capacitiëf belast wordt, maar tenminste reageert hij niet met een 'fluitjesconcert' of een rookpluimpje in zulke omstandigheden. Last but not least, een transformator kan zonder problemen ook aan een niet-symmetrische ingang aangesloten worden door een van beide aansluitingen aan massa te leggen, iets wat bij actief gebalanceerde uitgangen tot kortsluiting aanleiding geeft.



2.3.3.3.6 Voeding...

Dat zo'n schakeling om iets te kunnen verrichten ook van spanning voorzien dient te worden is welhaast zo triviaal dat we daar zelden bij stil blijven staan. Een voeding is nu niet direkt een schakeling waar veel creativiteit komt bij kijken, zeker niet wanneer ze niet veel meer hoeft te doen dan +15 en -15 volt leveren bij een stroom van hooguit 500mA...

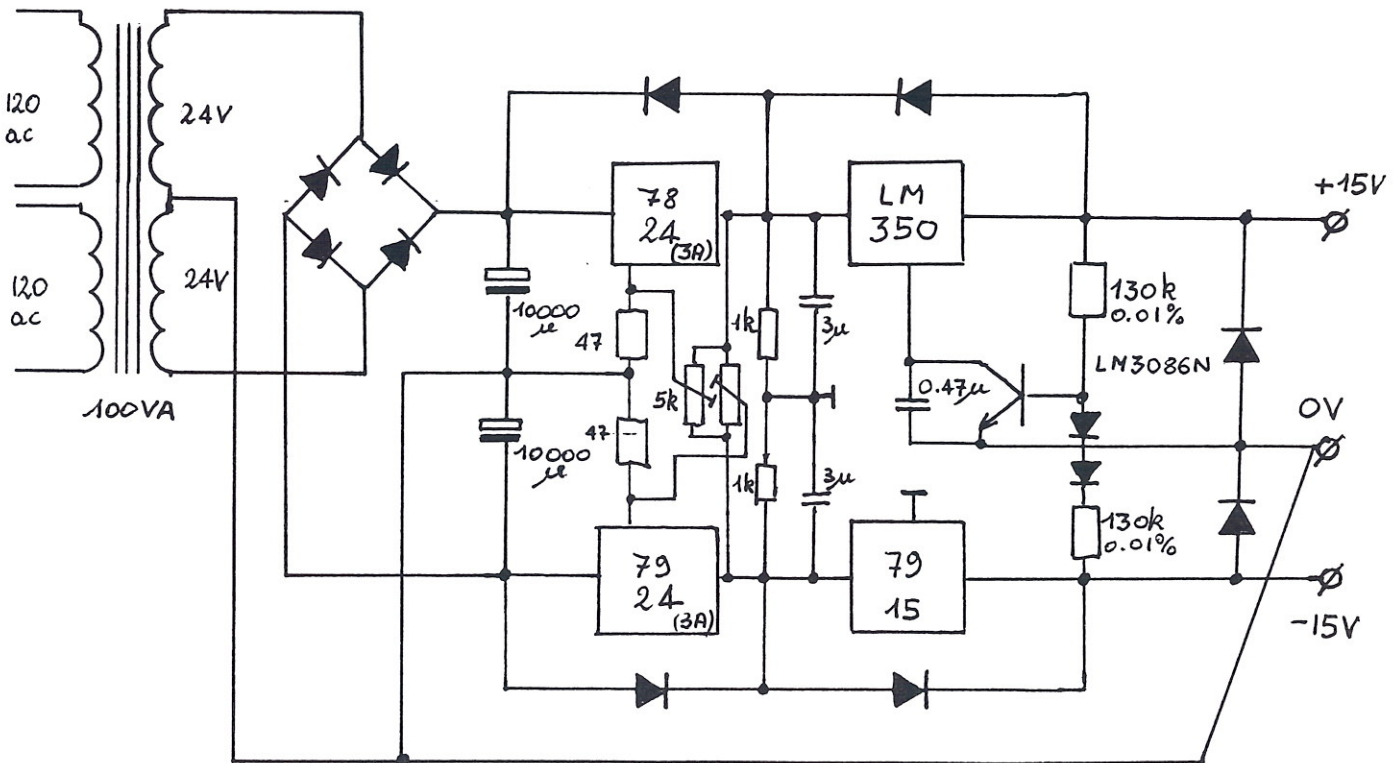
Maar, uit onze proeven is gebleken dat de hier als analoge komputer beschreven schakelingen uiterste eisen stellen aan de kwaliteit van de voeding! Eerst en vooral aan de symmetrie van de positieve en negatieve spanning. De voeding kan dus niet gewoonweg samengesteld worden uit een 7815-7915 combinatie of iets dergelijks! Bovendien moet de spanning ook een bijzonder laag ruisniveau hebben en moet zowel de tracking als het dynamisch gedrag uitstekend zijn.

De hiervoor door ons ontworpen tweetrapsschakeling voldoet aan deze eisen. Omdat er niets insteekt dat rechtstreeks en ontwerptechnisch met het eigenlijke onderwerp van deze studie samenhangt, gaan we er ook verder geen bespreking aan wijden.

Gebuurkte bronnen bij het ontwerp:

- Horowitz & Hill, "The Art of electronics" , 1981, p.172-218.
- National Electronics, "Linear Databook" Volume 1, , 1988, p.1.3 - 1.279.
- ARRL Handbook, 1989, p.27.1 -27.26.

Schema van de voeding:



2.3.3.3.7 'Patching'

Ons ontwerp voor een analoge komputer zou geen blokkendoos zijn, indien ze niet op heel wat verschillende wijzen zou kunnen worden samengesteld. Voor het met elkaar verbinden van de verschillende blokken is de Engelse term 'patching' o.i. de meest geschikte. Hij is overigens in de wereld van de elektronische muziek ingeburgerd geraakt in de periode van de analoge synthesizers die via talloze 'patchcords' dienden geprogrammeerd te worden.

Hoewel er tegenwoordig geen snoertjes meer bij komen kijken, wordt de term nog steeds gebruikt in de kontekst van de diverse MIDI-gestuurde synthesizers. De wijze waarop de FM-synthese algoritmes worden samengesteld en gekombineerd wordt ook steeds met de term 'patch' aangeduid.

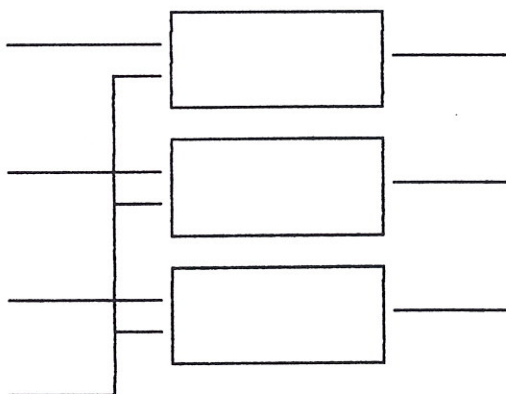
De blokjes waarover we nu elk in drievoud beschikken kunnen symbolisch worden voorgesteld als:



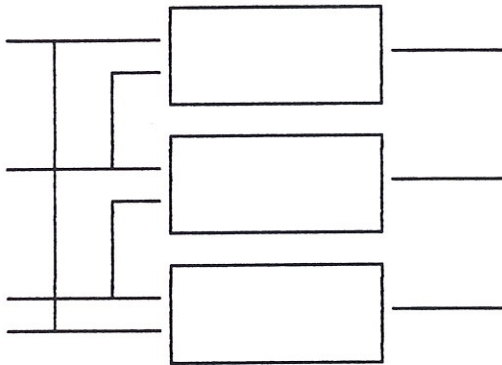
De signalen U1 en U2 in de blokjes kunnen worden gesubstitueerd door hetzij de X,Y,Z, en C signalen van het ingangsblok, hetzij door uitgangssignalen van andere voorgeschakelde blokjes.

We hebben systematisch gebruik gemaakt van de patchmogelijkheden van de volgende twee symmetrische vormen:

- gemeenschappelijke modulator-patch: (4 ingangen) GMP



- mutual-modulator patch: (3 ingangen) : MMP



De door ons geteste patches kunnen samengevat worden als volgt:

MMP- mogelijkheden

met $[U1*U2]$ blokken:
 met $[U1^2-U2^2]$ blokken:
 gevolgd door $[U1^2]$ blokken:
 gevolgd door $[U1-U2]$ blokken:

GMP- mogelijkheden

met $U1*U2$ blokken:
 met $[U1^2-U2^2]$ blokken:
 gevolgd door $[U1^2]$ blokken:
 gevolgd door $[U1-U2]$ blokken:

Voor de meeste van onze verdere muzikale toepassingen bevonden we volgende patch als ideaal:

GMP met $X*C$, $Y*C$, $Z*C$ gevolgd door MMP met ofwel de multiplier-functie ofwel het verschil der kwadraten.

Wanneer de ruis diende geminimaliseerd te worden, volstond het vaak rechtstreeks MMP met de multiplier functie te gebruiken.

2.3.4 Evaluatie

Voor de beoordeling van de mogelijkheden opgeleverd door de verschillende patch-konfiguraties zijn we meer uitgegaan van het bekomen klankresultaat dan wel van de geïmpliceerde rekenkundige bewerkingen. Dit is minder 'on-rationeel' dan het op het eerste zicht lijkt. Immers wanneer we in de instrumentale opstelling bewegen zijn we ideaal geplaatst om de relevantie van de motorische input in het klinkende geluid te evalueren. Het gaat er uiteindelijk toch om een zo groot mogelijke correlatie te vinden tussen expressieve bewegingsmotoriek en eigenschappen van een klankresultaat. Zo levert de MMP patch met [U1*U2] blokken het beste resultaat wanneer het erop aankomt zo duidelijk mogelijk de bewegingssnelheid in sonore eigenschappen te vertalen. De GMP patches met [U1*U2] blokken zijn dan weer veel geschikter wanneer het erop aankomt de ruimtelijkheid van de bewegingen in de klanken te vertalen. Wat betreft vertaling van wat we zelf als motorische inspanning ervaren, zijn de blokken met kwadraatfuncties dan weer beter geschikt, alleen zijn de door deze blokken voortgebrachte geluidssignalen veel 'onmuzikaler' dan die van de overige blokken. Dit heeft veel te maken met de sterk asymmetrische signalen die door deze blokken worden voortgebracht.

Overigens dient gezegd, dat onze empirische resultaten door rekenkundige analyse kunnen bevestigd worden.

2.3.4.1.: Simulatie-programma

Om hier echter vele toch vrij moeilijk leesbare rekenkundige afleidingen te vermijden, kunnen we dit ook grafisch duidelijk maken. Daartoe schreven we het betreffende uitgebreide komputerverprogramma 'HOLOSIMI.EXE' voor MS-DOS machines (de ruim becommentarieerde listing van het programma werd toegevoegd in de appendix en een gekompileerde versie ervan staat ook op de diskbijlage), waarmee zowat alle met de analoge komputerver instelbare rekenkundige functies en bewegingsmodellen kunnen gesimuleerd worden en getoond in een grafiek waarop de in- en uitgangssignalen in de tijd worden uitgezet.

Wie het programma wil laten lopen dient wel over een snelle MS-DOS machine te beschikken uitgerust met een 80486DX processor (of een 80386DX-80387 combinatie) omdat het gebruik maakt van enorm veel vlottende-komma operaties, waardoor het op een 'normale' machine zenuwslopend traag gaat. Bovendien moet de komputerver uitgerust zijn met een VGA scherm dat in screen-mode 12 kan worden aangestuurd.

Het programma laat toe zeer dicht de werkelijke ingangssignalen zoals die voorkomen in het werkende instrument en zoals ze verschijnen op een oscilloscoopscherm te benaderen, maar eveneens laat het toe om -terwille van het inzicht in parametrische correlaties- vereenvoudigde signalen in te voeren. Anders dan het geval was bij onze inleidende wiskundige beschouwingen gegeven sub. 2.1.2, werkt het hier geïmplementeerde model wel degelijk 3-dimensioneel. Daarvoor werd uitgegaan van een realistische tijd-ruimtelijke topografie van een bewegend volume door een tetraederruimte.

Het model waarbinnen het programma 'Holosimi' werkt heeft echter toch nog steeds volgende beperkingen:

1.- alle gesimuleerde bewegingen van een volume worden beschouwd over een rechtlijnig en dus één-dimensioneel traject P1→P2. Stel X,Y,Z, zijn de hoekpunten van een gelijkzijdige driehoek gevormd door de drie ontvangers. Stel C bevindt zich op het aan deze driehoek toe te voegen hoekpunt om een regelmatig viervlak te vormen. De rechte vanuit C naar het middelpunt/zwaartepunt van driehoek X,Y,Z snijdt het vlak van de driehoek dus loodrecht. De coördinaten van deze ruimte laten dus toe deze laatste in vier kwadranten te verdelen. Dit coördinatenstelsel kan men zich het best voorstellen als een kraaietop. Het traject van P1 naar P2 is beperkt tot de grenzen van de omschreven bol bepaald door deze tetraeder. Gezien deze veralgemening, geldt de betrekking die we aantoonde sub. 2.2., formule (4) voor de onderlinge relatie tussen de Dopplereffrekwenties zoals ontvangen door X,Y en Z:

$$f_z = f_x + f_y$$

niet meer. Deze betrekking gaat alleen op voor bewegingen binnen het vlak XYZ. Het verschil $ABS(f_z - (f_x + f_y))$ is, driedimensioneel bekeken, een maat voor z de afstand van de beweging tot het vlak XYZ.

De rechte waarop de beweging wordt geacht plaats te vinden wordt eenduidig bepaald door het opgeven van de drie afstanden van X, Y, Z, tot het beginpunt van de beweging en tot het eindpunt ervan.

2.- Het model (maar hierin komt het eigenlijk vrij goed overeen met de werkelijkheid) laat niet toe te bepalen of een beweging aan de C kant van de tetraeder dan wel aan de tegenovergestelde kant plaatsgrijpt. De reden daarvoor is dat de door de analoge computer voortgebrachte frekwenties absolute waarden zijn. Wiskundig gezegd: het teken gaat in de konversie verloren. In ons model gaat echter nog meer informatie verloren omdat de meeste hoeken herleid werden tot het eerste kwadrant. Hadden we dit niet gedaan, dan hadden we niet kunnen ontsnappen aan het vrij omslachtige werken met imaginaire getallen in het programma.

Vierkantwortels uit sinussen of cosinussen van hoeken kunnen negatieve waarden hebben onder de wortel, waarvoor zonder introductie van imaginaire getallen geen oplossing kan gevonden worden. BASIC heeft wat dit betreft helaas ook geen speciale voorzieningen.

Deze beperking verklaart het soms optreden van eigenaardige knikken in de verkregen curves, o.i. te wijten aan de fazedraaiing die gevolg is van een reductie tot het eerste kwadrant, bij bepaalde bewegingen, meer bepaald wanneer daarbij de lijnen van de tetraeder-koördinaten worden overschreden.

3.- Het bewegend volume wordt beschouwd als een bol (symmetrisch en weerkaatsend in alle richtingen dus) met oppervlakte S. Deze bol wordt vanuit elk der hoekpunten gezien als een cirkeloppervlak, analoog aan de wijze waarop wij de maan waarnemen. Net zoals in de astronomie, wordt hier terdege rekening gehouden met de relatieve verschillen in waargenomen bewegingssnelheid in

funktie van de diameter van deze cirkel. Precies dit element laat ons toe via de analoge komputer en de verder beschreven digitale verwerking van de gegevens informatie te verwerven over de grootte van het bewegend oppervlak.

4.- De simulatie van het gereflekteerd Doppler-sigitaal bestaat uit een gewogen optelsom van maximaal het in de variabele Rd (16 tot 256) bepaalde aantal sinusvormige kurves, volgens volgende finitistisch benaderende formule:

$$U_x = \sum_{n=0}^{n \rightarrow Rd} \{ [\text{Sin}(k * (F_x + ((Bf_x * n) / Rd)) * t) * I_x] \}$$

waarin:

Rd = densiteit van het beschouwde sigitaal
 Bf_x = bandbreedte van het beschouwde sigitaal
 t = tijd
 k = rad. konversiekonstante
 F_x = laagste frekwentie van het verschilsigitaal op moment t.
 I_x = amplitude van het sigitaal p moment t in funktie van oppervlak en kwadraat van de afstand tegenover X.

De bandbreedte Bf is een funktie van de waargenomen oppervlakte van de bol. Hoe kleiner deze oppervlakte, hoe smalbandiger dus de beschreven 'ruis'-band. Voor alle hier weergegeven en besproken kurves gebruikten wij voor Rd de waarde 16, nadat gebleken was dat hogere waarden geen signifikant verschil meer te zien gaven op het scherm, terwijl ze de rekensnelheid aanzienlijk doen afnemen.

5.- De fazedraaiingen die optreden in het systeem werden buiten beschouwing gelaten. Zolang de grootte van het beschouwde bewegend oppervlak immers veel groter is dan de golflengte van de draaggolf (voor een 40kHz ultrasoonsigitaal in lucht is dat dus 340m/s / 40000Hz = 8.5mm), kunnen we stellen dat de fazedraaiingen elkaar in het eindsigitaal grotendeels uitmiddelen. Ook dient men zich te realizeren dat de fazedraaiing meerdere volledige periodes kan belopen.

6.- De eerste stap in de sigitaalverwerking moet verlopen volgens de hiervoor geschetste MMP-patch. Binnen deze patch kunnen volgende funkties ingesteld worden:

- MMP-vermenigvuldiger
- MMP-verschil der kwadraten
- MMP-verschilversterker
- MMP-opteller (mixer)
- MMP-logaritme van een quotient

Daarna kunnen in de simulator enkele verdere in onze analoge komputer gerealizeerde funkties op de resulterende signalen losgelaten worden:

- Kwadrateren
- Limiteren (begrenzen)

- Schmitt-Trigger (blokpulsvormer)
- Integreren met een instelbare tijdkonstante
- Differentieren over een instelbaar interval
- Nul-doorgangsdetektie
- MMP-vermenigvuldiging
- MMP-verschil der kwadraten
- MMP-verschilversterker
- MMP-opteller (Mixer)

Het programma beschikt over de mogelijkheid de schaal automatisch aan te passen. Dit bemoeilijkt echter wel de vizuele interpretatie van de weergegeven curves.

7.- Het gehele programma maakt systematisch gebruik van finitistische wiskunde: alle integralen worden herleid tot eindige permanente sommen en alle differentialen tot eindige verschillen. Afgezien van onze filozofische overtuiging terzake, kan daartegen geen bezwaar worden ingebracht, aangezien ook de elektronische meerkanaalsoscilloskopen evenals de in het volgend hoofdstuk behandelde digitale verwerking, uitgaan van samples en dus van eindige diskontinue funkties.

2.3.4.1.1.: Legende bij de symbolen in de verder gebruikte grafieken:

S = maat voor de oppervlakte van het bewegend volume.

Deze parameter is veranderlijk in het simulatieprogramma. Dit komt overeen met de mogelijkheid ons instrument te bespelen via kontraktie- en expansiebewegingen, zoals bvb. het openen van een vuist naar een gestrekte hand, wat gepaard gaat met een oppervlakte-toename.

Hoe kleiner dit oppervlak, hoe smalbandiger het gereflekteerde Dopplersignaal zal zijn. Hoe groter het bewegend oppervlak, hoe groter de ruisbandbreedte. In het limietgeval (wanneer $S=0$) beschouwen we een bewegend punt. Dit zou dan aanleiding geven tot een zuiver sinusvormig Dopplerverschilsignaal. Maar, aangezien een punt hier niet bestaan kan -en indien het al zou bestaan, zeker geen reflekterend oppervlak kan hebben waarmee een verschilsignaal zou kunnen gereflekteerd worden, is dit een louter platonisch model.

Men moet zich **S** dan ook voorstellen als de maximale afmeting van een bol die rechtlijnig door de instrument-ruimte beweegt. De bol kan klein beginnen en vergroten in de loop van de beweging, of andersom, tot een 'punt' verschrompelen tijdens zijn beweging in het ruimtevlak. Ook het verloop van de bewegingssnelheid kan via een reeks functies worden ingesteld.

α = de hoek tussen het lijnstuk van P1 naar P2 en de lijn ZP1. Deze hoek wordt gegeven in radialen waarbij dus $180^\circ = \pi$ Rad.

Vmax. = De hoogste snelheid die de bol in de loop van zijn beweging bereikt. Deze parameter wordt opgegeven door de gebruiker van het programma.

Elke grafiek die resultaat is van het simulatieprogramma bestaat uit zes verschillende curves, in volgorde:

1.- het gedemoduleerde Doppler-verschilsignaal van de ontvanger opgesteld in hoekpunt X. Dit signaal bevat rechtstreeks de vektoriele snelheidsinformatie.

2.- het resultaat van de ingestelde bewerking op de signalen van X en Y. De functie staat als memo aangegeven boven of onder de curve.

3.- het gedemoduleerde Doppler-verschilsignaal van de ontvanger opgesteld in hoekpunt Y.

4.- het resultaat van de ingestelde bewerking op de signalen van Y en Z.

5.- het gedemoduleerde Doppler-verschilsignaal van de ontvanger opgesteld in hoekpunt Z

6.- het resultaat van de ingestelde bewerking op de signalen van Z en X.

Links-onderaan in de grafiek staat de functie gekodeerd als volgt weergegeven:

1e letter:

A = Vermenigvuldiger
 B = Verschil der kwadraten
 C = Som
 D = Verschil
 E = Log van het quotient
 F = RC Low-pass filter
 G = RC High-pass filter
 H = Kwadraat

2e letter:

R = Uitgaand van een bewegende bol
 S = Uitgaand van een puntmassa en sinussignalen
 F = Uitgaand van een model van toonzekerheid bij de beschouwing van een bewegend lichaam
 K = Uitgaand van een bewegende kegel waarvan de punt zich in het centrum van de kraaipeet bevindt. (voor latere implementatie)

3e letter:

Bewegingsmodel m.b.t. snelheidsverloop in de tijd:
 A = Eenparig rechtlijnige beweging
 B = snelheidsverloop als halve sinuskurve
 C = versnellend volgens 1/4-sinuskurve
 F = konstante versnelling
 G = konstante vertraging
 I = snelheidsverloop volgens een beta-kurve met twee parameters

4e letter:

Bewegingsmodel m.b.t. oppervlakteverloop in de tijd:
 A = bol met konstante straal
 B = straal verlopend volgens 1/2 sinuskurve (π)
 C = straal verlopend volgens 1/2 cosinuskurve (π)
 D = straal verlopend volgens 1/4 sinuskurve ($\pi/2$)
 E = straal $1/4t$ lineair omhoog $1/2t$ konstant $1/4t$ lineair afnemend tot 0
 F = straal lineair toenemend
 G = straal lineair krimpand
 H = straal volgens $|1-\cos|$ over π
 I = straal verlopend volgens een beta-functie met twee parameters

5e teken:

geen = geen verdere analoge verwerking
 ^ = gekwadrateerd resultaat
 _ = begrensd resultaat
 B = blok-puls signaal Schmitt-trigger
 * = vermenigvuldigd
 + = gesommeerd
 - = verschil
 f = geïntegreerd
 | = gedifferentieerd
 0 = nuldoorgangsdetektor
 d = verschiltoonfiltering
 s = somtoonfiltering

We zullen pogen in een beknopte kommentaar bij de hiernavolgende kurves een duiding te geven m.b.t. de aard van de

beweging en de korrelatie aan sonore eigenschappen van het klinkend resultaat of van het informationeel resultaat. Om de lezer geblader naar de hierboven gegeven legende te besparen hebben we de kommentaar bij elke kurve als een parameter-lijst toegevoegd.

2.3.4.1.1.1.: Muzikale representatie van de simulaties

Voor een aantal van de bewegingen hebben we ook voorzien in een voorstelling van een muzikaal analogon van door de analoge komputer verkregen bewegingsinformatie. Deze voorstellingswijze is -we kunnen het niet genoeg benadrukken- geenszins bedoeld als 'muziek' ondanks het feit dat we er klassiek notenschrift voor gebruiken. We hebben het alleen gedaan omdat het aan musici en muzikologen vaak een beter inzicht in de betekenis van de kurves geeft, dan een grafische voorstelling. De in noten weergegeven simulaties werden net zoals de grafische, gegenereerd door mijn 'Holosimi' programma. Ze kunnen ook worden afgespeeld via dezelfde komputer en wat -overigens ook in deze studie beschreven- door ons ontwikkelde randapparatuur. Ook bezitters van een Roland MPU-401 interface worden door het programma ondersteund.

In deze muzikale simulaties worden vooral veranderingen van het frekwentieverloop van de kurves erg goed duidelijk. In een grafisch weergegeven kurve kan men ze slechts waarnemen als kleine veranderingen tegenover de wiskundige vorm van normale sinussen. Vergeten we immers niet dat de frekwentie in werkelijkheid in elk tijdsinterval verschillend is wanneer een rechtlijnige beweging door de ruimte wordt beschouwd. Alleen bij eenparige cirkelvormige bewegingen tegenover een waarnemingspunt is een gelijkblijvende frekwentie van het Doppler-sigitaal theoretisch denkbaar.

De genoteerde toonhoogtes komen strikt overeen met de intervallen en intervalverhoudingen onder de frekwenties zoals ze door het onzichtbare instrument in deze ruwe vorm worden voortgebracht. Omwille van de noteerbaarheid werd ermee volstaan hen te 'projekteren' op een gelijkzwevend gestemd 'piano'-klavier. De ritmische notatie is even akkuraat als de weergave in de grafische kurves. De notatie in 20 maten laat echter een grotere resolutie toe dan het geval is in de grafische kurves, waarbij we de baanintervallen in sekties van 10% van de afgelegde weg van het beschouwde trajekt onderverdeelden. In beide voorstellingsvormen echter, worden 640 punten berekend. Voor de muzikale representatie zijn dat dan 640 32-ste noten, wat in een 4/4maat (overeenkomstig een indeling per 5%) dus precies 20 maten oplevert. Het maatcijfer is overigens volkomen arbitrair.

Nadeel van de muzikale representatie in de vorm van een notenbeeld is dat het grootste deel van de in de kurves besloten dynamische informatie verloren gaat. Waar in onze verdere analyses dit facet het meest in het oog springt, geven we dan ook geen muzikale representatie. De representatie in klinkende vorm anderzijds, volgt heel getrouw -binnen de 7-bit beperking opgelegd door het MIDI-systeem- de dynamiek van de getekende kurves.

2.3.4.1.2.: Grafische & muzikale simulaties

Omwille van de grafische duidelijkheid hebben we de bewegingssnelheid in het simulatieprogramma veel lager genomen dan in de praktijk zelfs maar mogelijk is (nml. 0.5 tot 5mm/s!). Dit is uitsluitend een kwestie van schaal en heeft geen enkele invloed op de analyse zelf.

Om het verloop van de tekst niet te zeer in het gedrang te brengen, behandelen we hier slechts enkele bewegingsmodellen, en van elk model geven we slechts enkele representatieve curves. Ter vervollediging werden de resultaten van heel wat andere bewegingen en simulaties, aan de appendix toegevoegd. Een volledigheid op het punt van de analyse van de motorische expressie hebben we hier niet nagestreefd. Dit zal het onderwerp vormen van een later onderzoek, waarbij we hopen een koppeling te kunnen maken tussen motorische expressie, retoriek en wat Manfred Clynes 'Sentic' doopte. Wat hier van belang is, is dat we hopen te kunnen aantonen dat de motorische eigenschappen van diverse bewegingen wel degelijk kunnen teruggevonden worden in de door onze apparatuur verwerkte signalen. Hoe deze signalen dan terug in relevante muzikale gebeurtenissen kunnen worden omgezet, vormt dan het onderwerp van hoofdstuk 3.

We beperken ons hier dan ook tot volgende sterk vereenvoudigde bewegingstypes of modellen:

TYPE 1:

- vlottende bewegingen: regelmatige bewegingen met konstante snelheid en betrokken lichaamsoppervlak over een relatief lange rechte baan.

TYPE 2:

- expanderende bewegingen met toenemend lichaamsoppervlak. (Groeiend.)

SUB-TYPE 1:

- teatrale botsingen: expanderende bewegingen met afnemende snelheid.

SUB-TYPE 2:

- explosieve bewegingen : met toenemende bewegingssnelheid.

SUB-TYPE 3:

- expansieve bewegingen met konstante bewegingssnelheid.

TYPE 3:

- kontraherende bewegingen met afnemend lichaamsoppervlak. (Krimpnd).

SUB-TYPE 1:

- imploderende bewegingen: kontraherende bewegingen met afnemende bewegingssnelheid. (Intuigingen).

SUB-TYPE 2:

- vluchtende bewegingen: kontraherende bewegingen met toenemende bewegingssnelheid. (Angst-reflexen).

SUB-TYPE 3:

- kontrakties: kontraherende bewegingen met konstante bewegingssnelheid.

TYPE 4:

- afgeronde en gesloten bewegingen. Deze types hebben een duidelijk begin en einde. Het zijn op zich gesloten vormen of 'bewegings-zinnen'.

SUB-TYPE 1:

- metrische impuls: symmetrische versnelling en vertraging met konstant lichaamsoppervlak

SUB-TYPE 2:

- perkussieve impuls: symmetrische versnelling/vertraging met eveneens symmetrisch toenemend/afnemend lichaamsoppervlak.

De sub-types met volgnummer hoger dan 2, lieten we eveneens weg uit de hiernavolgende beschouwingen. Zij kunnen eenvoudig worden ingezien uit combinaties van de gegeven hoofdmodellen, en bovendien zijn ze aan te treffen in de appendices sub 5.2.3.

2.3.4.1.2.1.: TYPE 1: Vlottende bewegingen

2.3.4.1.2.1.1.: ARAA-kurves

Bewegingsmodellen met eenparig rechtlijnige beweging en konstante bewegingsoppervlakte.

Kurves met volgende gemeenschappelijke parameters:

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
 Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend objekt:

Straal van het objekt = 20 cm
 Reflekterend oppervlak = 1256 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 116 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 61 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 37 cm

De beweging verloopt dalend naar XYZ toe

De beweging verloopt weg van de zender

Hoogste bewegingssnelheid = 2 mm/s

De beweging was eenparig rechtlijnig

Verloop van de grootte van het bewegend objekt in de tijd:

De oppervlakte van het objekt was konstant

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):

(de vierde coördinaat wordt berekend)

P1(1 , 2 , 3 , 2.23)

P2(2 , 1 , 3 , 2.45)

-De beweging gaat doorheen het XYZ-vlak.

-Het bewegend objekt wordt beschouwd als een bol. Het erdoor gereflekteerd signaal is een som van 16 sinussen.

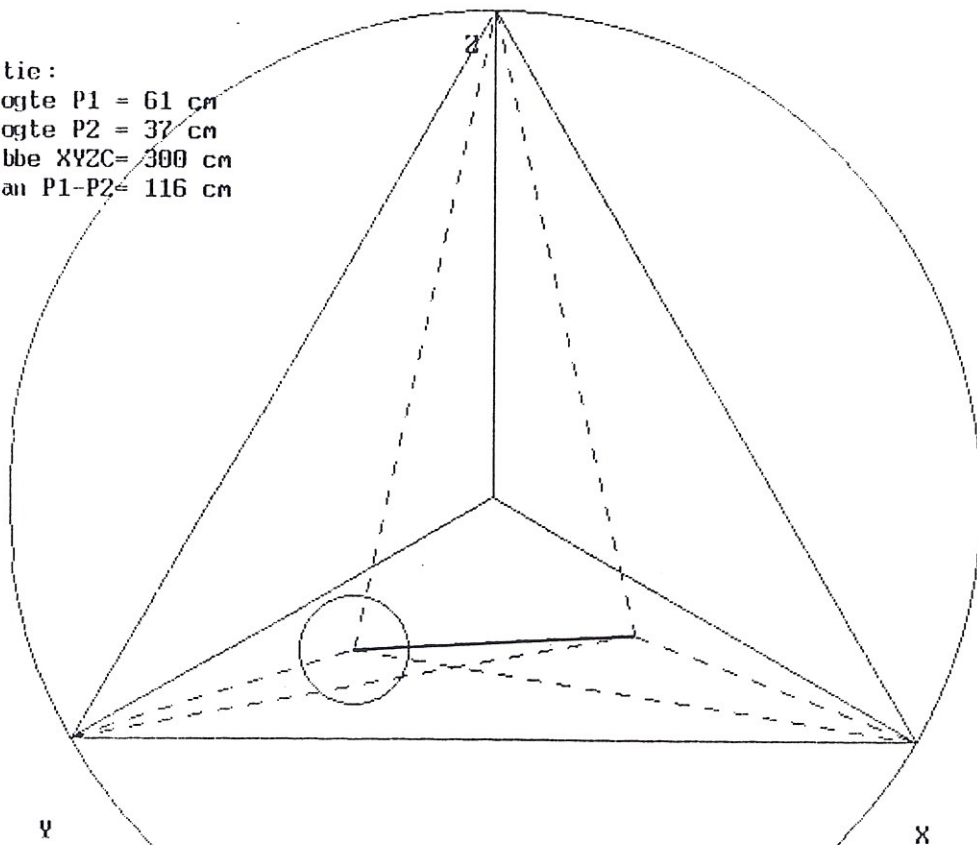
-Konstanten: Geluidssnelheid = 340 m/s
Ultrasoonfrequentie = 40 kHz

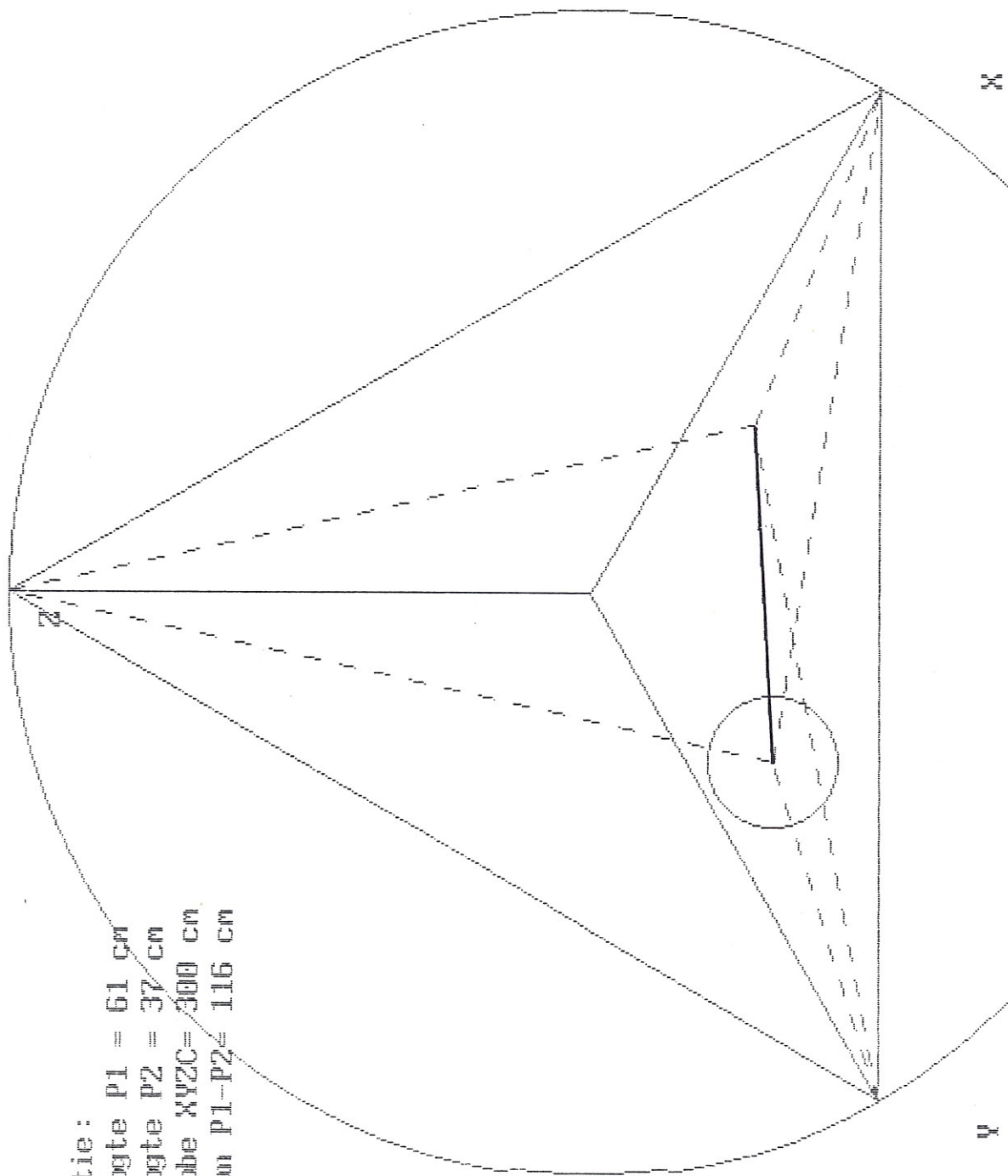
Om het bewegingsverloop grafisch duidelijk te maken geven we voor elke verschillende beweging een projektie van het verloop op het tetraedervlak XYZ. Opgemerkt moet worden dat in de praktische opstelling van het onzichtbaar instrument, dit vlak -enigszins kontra-intuïtief misschien- niet het grondvlak of de bodem is! Het fysische bodemvlak wordt in onze opstelling gevormd door de driehoek XYZ, waarbij dus de zender op de bodem voor de speler wordt geplaatst.

In de opstelling voor de muziekteaterkompositie 'Holosound' bevindt de zender zich achter de speler, en de ontvangers X,Y links en rechts voor hem. In het later ontwikkelde 'A Book of Moves' (cfr. hoofdstuk 3) veranderden we dit naar een frontale opstelling van de zender, dit in eerste plaats om interferentie met het publiek te vermijden. De opstelling van de derde ontvanger, het punt Z in onze modellen, is voor beide gevallen de top van de denkbeeldige tetraeder. Dit levert het beste resultaat omdat ook de hoogtewegingen op deze wijze optimaal gekapteerd kunnen worden. Deze beschouwing moge voor de lezer meteen ook verklaren waarom we in onze modellen geen bezwaar hebben gemaakt tegen de wiskundige mogelijkheid (en werkelijkheid) dat een punt in de tetraederruimte bepaald door de 3 afstanden tot de punten X,Y,Z slechts twee-duidig bepaald kan worden. Er zijn steeds twee mogelijke oplossingen: één in de reële tetraeder en één in zijn virtuele antipode tegenover het vlak XYZ.

Projektie:

Hoogte P1 = 61 cm
Hoogte P2 = 37 cm
Ribbe XYZC = 300 cm
Baan P1-P2 = 116 cm





Projectie:
Hoogte P1 = 61 cm
Hoogte P2 = 37 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 116 cm

KURVES ARAA/001

Analoge komputer patches:

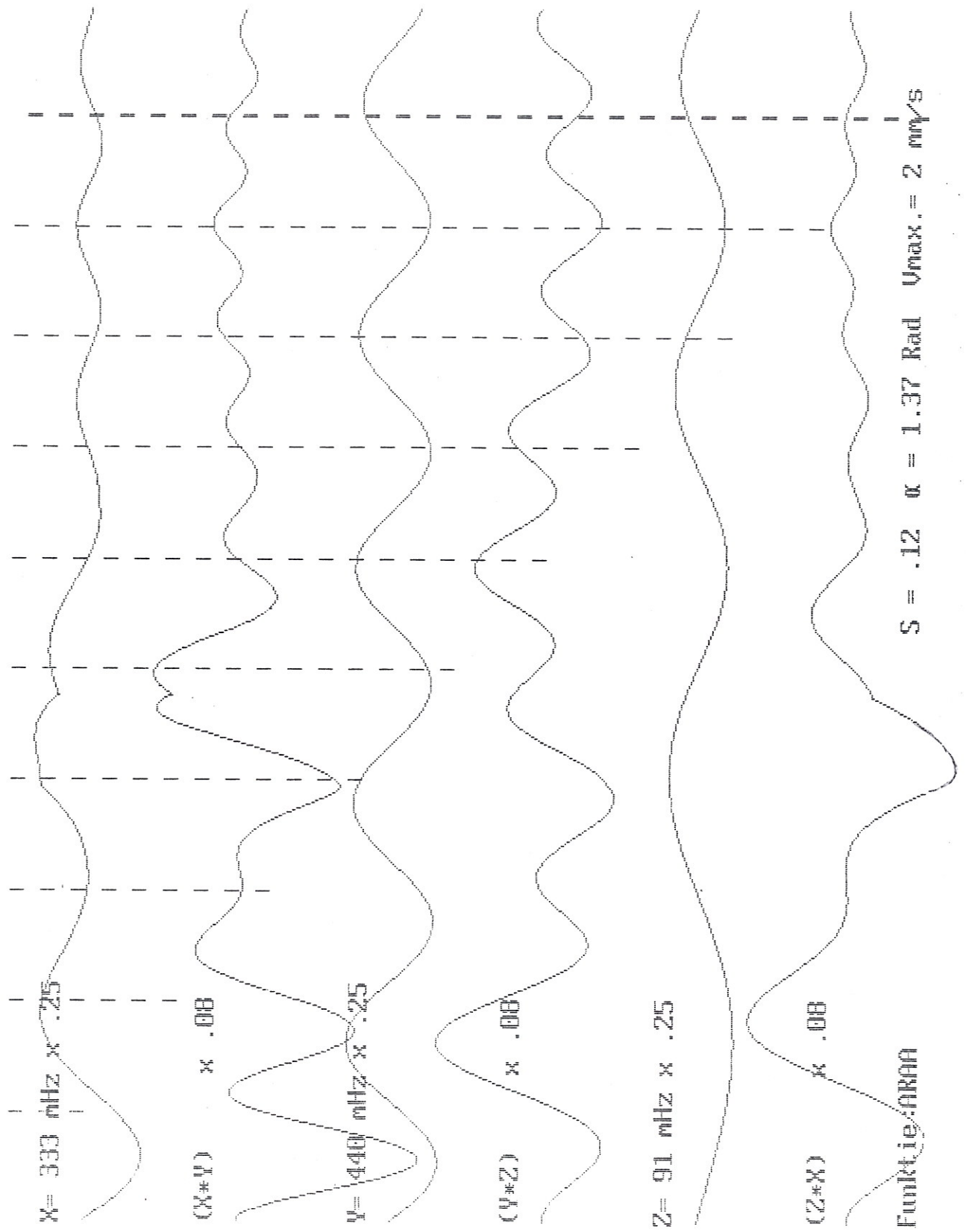
Multipliiër: $(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$
 $(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$
 $(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfaktoren:

Koëfficiënten kurves X,Y,Z = .25
 Koëfficiënten kurves X*Y, Y*Z, Z*X = .08

Ter illustratie drukten we van de X,Y,Z kurves eveneens het 'muzikaal' equivalent af. In het verloop van de toonhoogtes komen af en toe eigenaardige oktaafsprongen voor. (bvb. maat 3 stem X). Deze hebben klaarblijkelijk te maken met een bug in het muzieknnotatieprogramma zelf. (Het Amerikaanse 'Noteprocessor' van Stephan Dydo). De door onze software gegenereerde muzieknnotatiekode vertoont de afwijking in elk geval niet.

Op te merken valt dat het melodisch verloop hier een beter idee geeft van de veranderlijke frekwentie van de signalen dan wat kan blijken uit een louter vizuele analyse van de overeenkomstige kurves. De amplitude-informatie echter, gaat in het omzettingsproces helemaal verloren.



KURVES ARAA/002

Hoogste bewegingssnelheid = 4 mm/s

Analoge komputer patches:

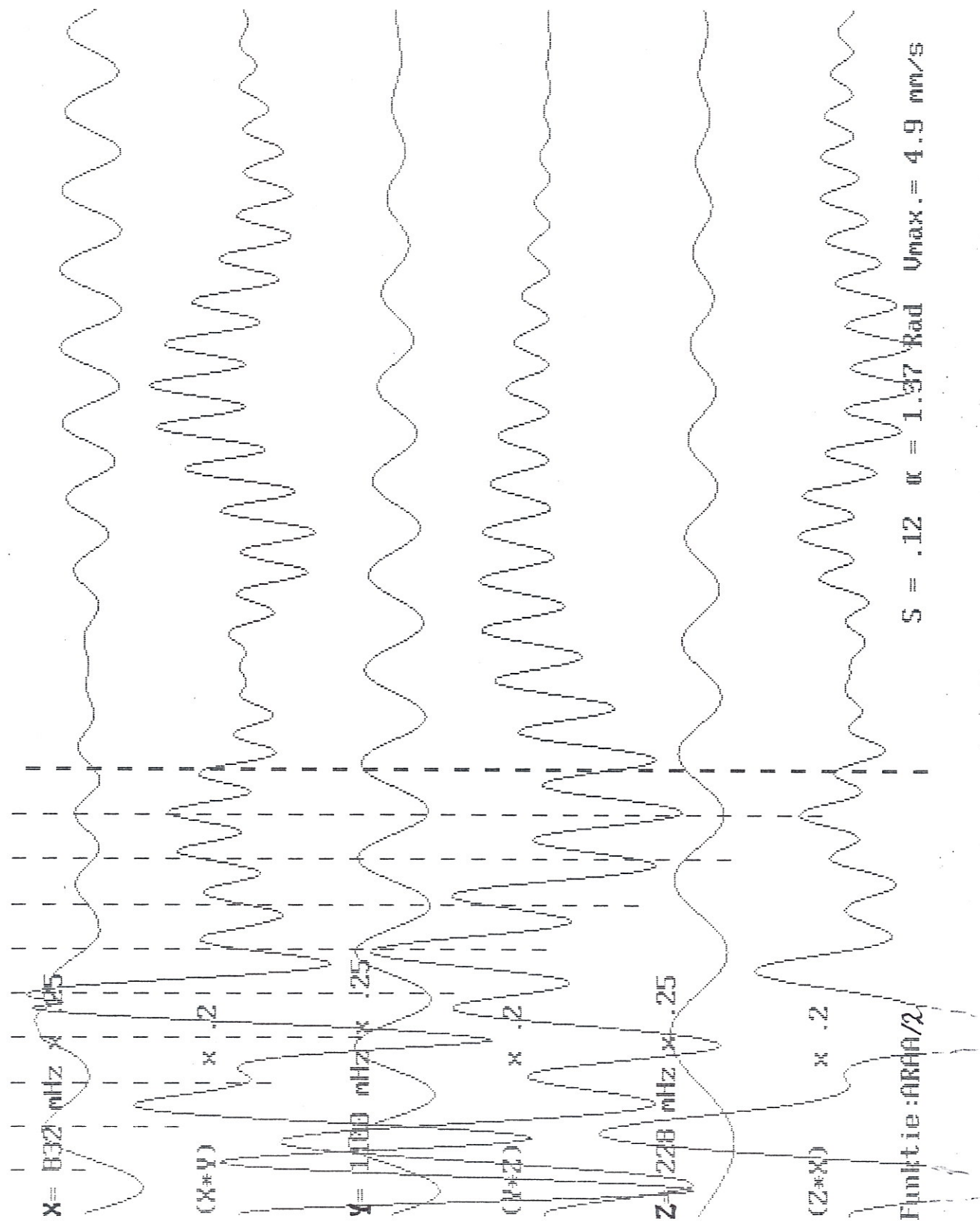
Multipliiër: $(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$
 $(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$
 $(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfaktoren:

Koëfficiënt kurve X = .25
 Koëfficiënt kurve Y = .25
 Koëfficiënt kurve Z = .25
 Koëfficiënt kurve X*Y = .2
 Koëfficiënt kurve Y*Z = .2
 Koëfficiënt kurve Z*X = .2

De hier beschreven beweging en de signalen erdoor veroorzaakt verschilt van de vorige alleen inzake bewegingssnelheid. Het beschouwde trajekt schiet een heel eind voorbij aan het opgegeven eindpunt van het trajekt. Duidelijk zichtbaar is dat de amplitudes van alle signalen, bij het verlaten van de beschouwde bewegingsruimte, naar nul gaan.

In deze kurves, door de hogere waarde voor de bewegingssnelheid worden ook de som- en verschiltonen in het vermenigvuldigd signaal bijzonder duidelijk: de verschiltoon kan heel goed gezien worden in de omhullende van Y*Z. De somtonen zijn in alle produktkurves goed te zien. De mogelijkheden van de beschikbare apparatuur -in eerste plaats dan de niet-beschikbaarheid van een goede vlakbedplotter- lieten ons niet toe de kurves met hogere waarden voor de snelheden te tekenen vanwege het gering oplossend vermogen van de matrix-printers die we gebruikten.



KURVES ARAAB.001

Vooral om de werking van de geïmplementeerde Schmitt-trigger in ons 'Holosimi'-programma duidelijk te maken, voegen we deze kurves toe. Alle parameters zijn identisch aan die van ARAA.001, behalve de instelling van de tweede orde analoge komputer.

Samengevat:

Bewegingssnelheid = 2 mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

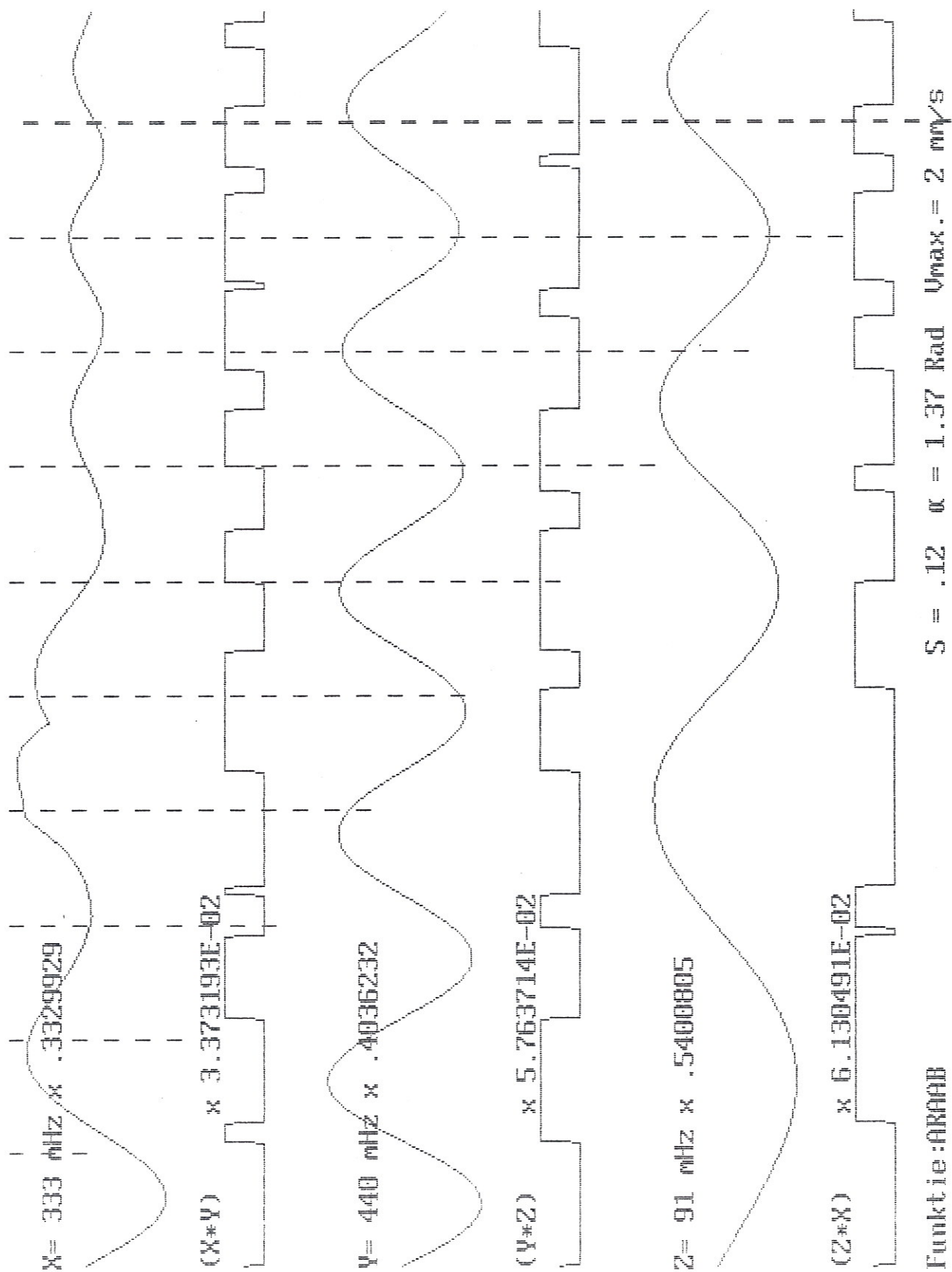
Analoge komputer nabewerking:

De kurve toont het resultaat van de vorige bewerking na omzetting tot blokgolven via een Schmitt-trigger.

Schaalfactoren:

De schaalfactoren werden hier automatisch ingesteld via een daartoe geschreven subprogramma. (cfr. appendix). Uit deze waarden kan wel een goed idee bekomen worden over de piek-amplitudes die bereikt worden in de loop van een beweging, aangezien de schaal-routine de maxima en minima van de amplitudes opzoekt om daaruit de koëfficiënten te berekenen. De in de kurves afgedrukte koëfficiënten voor de tweede-orde kurves hebben geen voor de kurves relevante betekenis, aangezien het hier om louter binaire waarden gaat.

Koëfficiënt kurve X = .3329929
 Koëfficiënt kurve Y = .4036232
 Koëfficiënt kurve Z = .5400805
 Koëfficiënt kurve XBY = irrelevant
 Koëfficiënt kurve YBZ = irrelevant
 Koëfficiënt kurve ZBX = irrelevant



De werking van de nul-doorgangsdetektor zal duidelijk worden uit het beschouwen van de desbetreffende kurve:

KURVES ARAA0.001

De aperiodiciteit van de pieken in de produktkurves is hier erg opvallend. Door de dichtheid van deze pieken te meten (aantal pieken per tijdseenheid) kan de oorspronkelijke bewegingssnelheid worden afgeleid.

Analoge komputer patches:

Multiplier:

Zero-cross van $(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

Zero-cross van $(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

Zero-cross van $(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfactoren:

Koefficient kurve X = .25

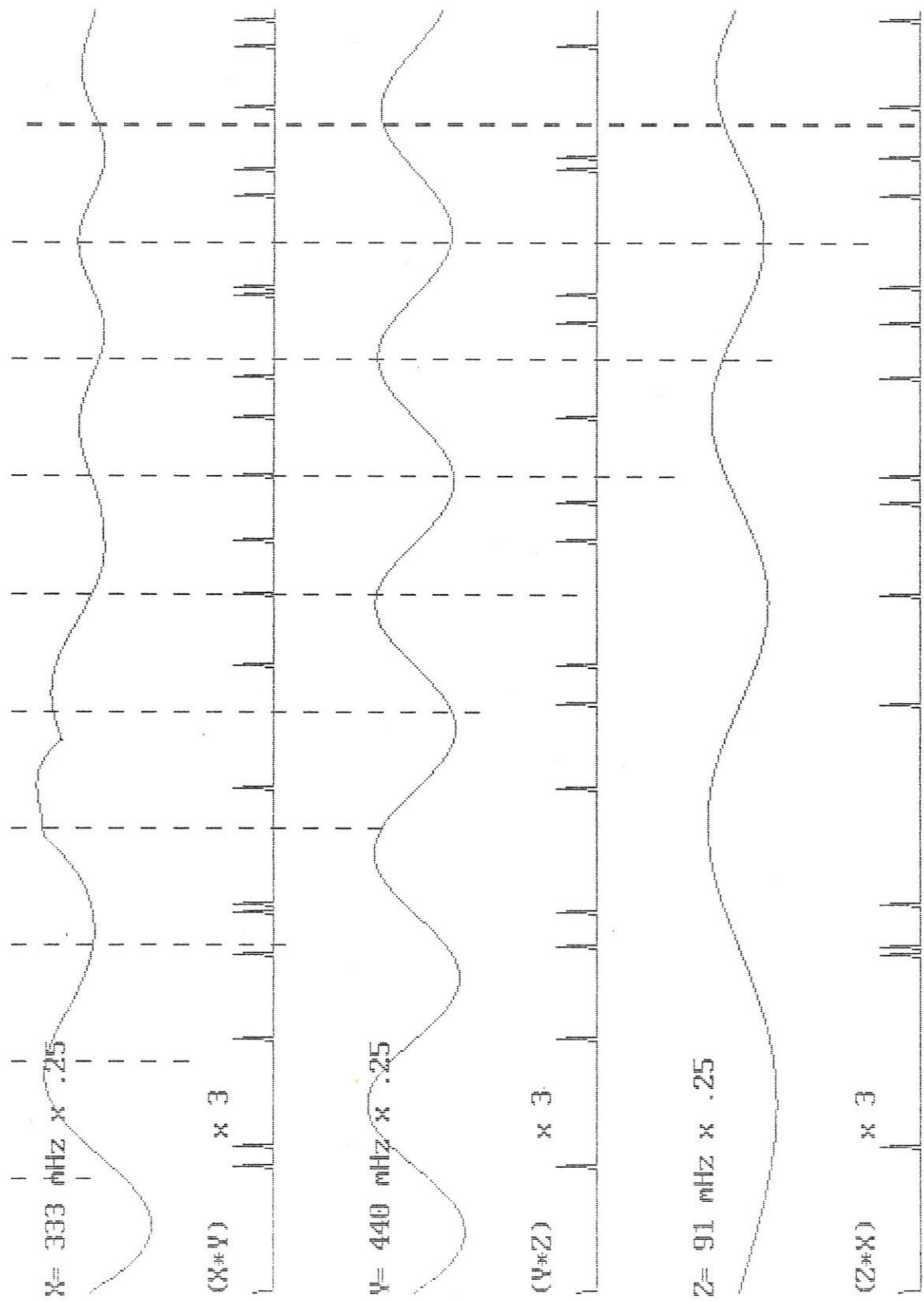
Koefficient kurve Y = .25

Koefficient kurve Z = .25

Koefficient kurve X*OY = 3

Koefficient kurve Y*OZ = 3

Koefficient kurve Z*OX = 3



KURVES BRAA.001

Voor deze kurves werd de analoge komputer ingesteld voor de berekening van het verschil der kwadraten van X,Y,Z. Deze kurve werd afgedrukt op een schaal identisch aan die van ARAA.001, om vergelijkingen gemakkelijker te maken. Deze kurve verloopt heel wat geprofileerder dan die van ARAA. Het verloop van deze kurve vertoont ook niet de uitgesproken piek bij het begin van de beweging die de ARAA kurve kenmerkt. Deze bewerking kan vooral dan gebruikt worden wanneer het vermogen van een beweging in een signaal beschikbaar moet worden gesteld.

Analoge komputer patches:

Vershil der kwadraten:

$$[(Ix.Sin(2.\pi.Fx.t)^2] - [(Iy.Sin(2.\pi.Fy.t)^2]$$

$$[(Iy.Sin(2.\pi.Fy.t)^2] - [(Iz.Sin(2.\pi.Fz.t)^2]$$

$$[(Iz.Sin(2.\pi.Fz.t)^2] - [(Ix.Sin(2.\pi.Fx.t)^2]$$

Schaalfactoren:

Koëfficiënt kurve X = .25

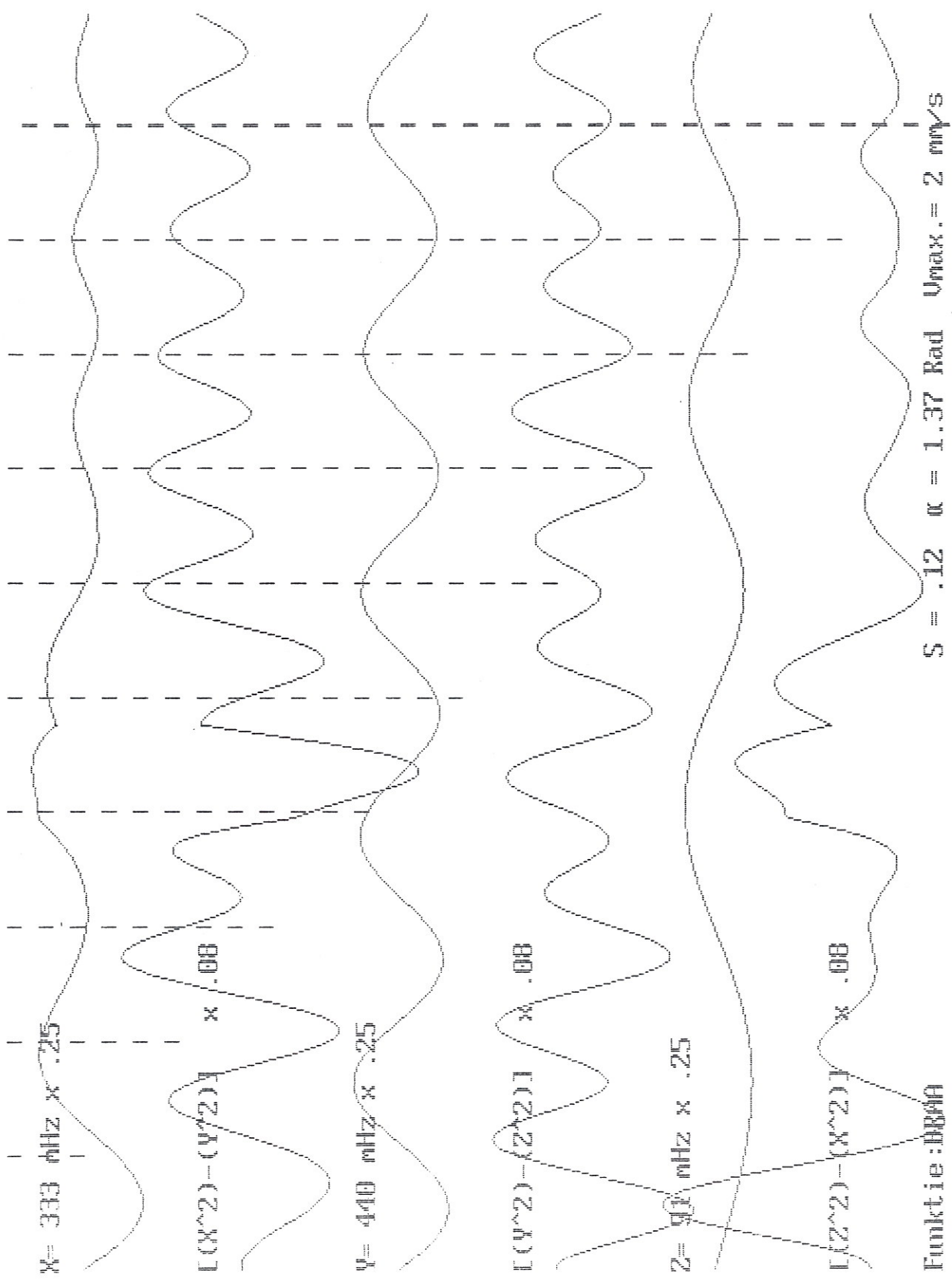
Koëfficiënt kurve Y = .25

Koëfficiënt kurve Z = .25

Koëfficiënt kurve XrY = .08

Koëfficiënt kurve YrZ = .08

Koëfficiënt kurve ZrX = .08

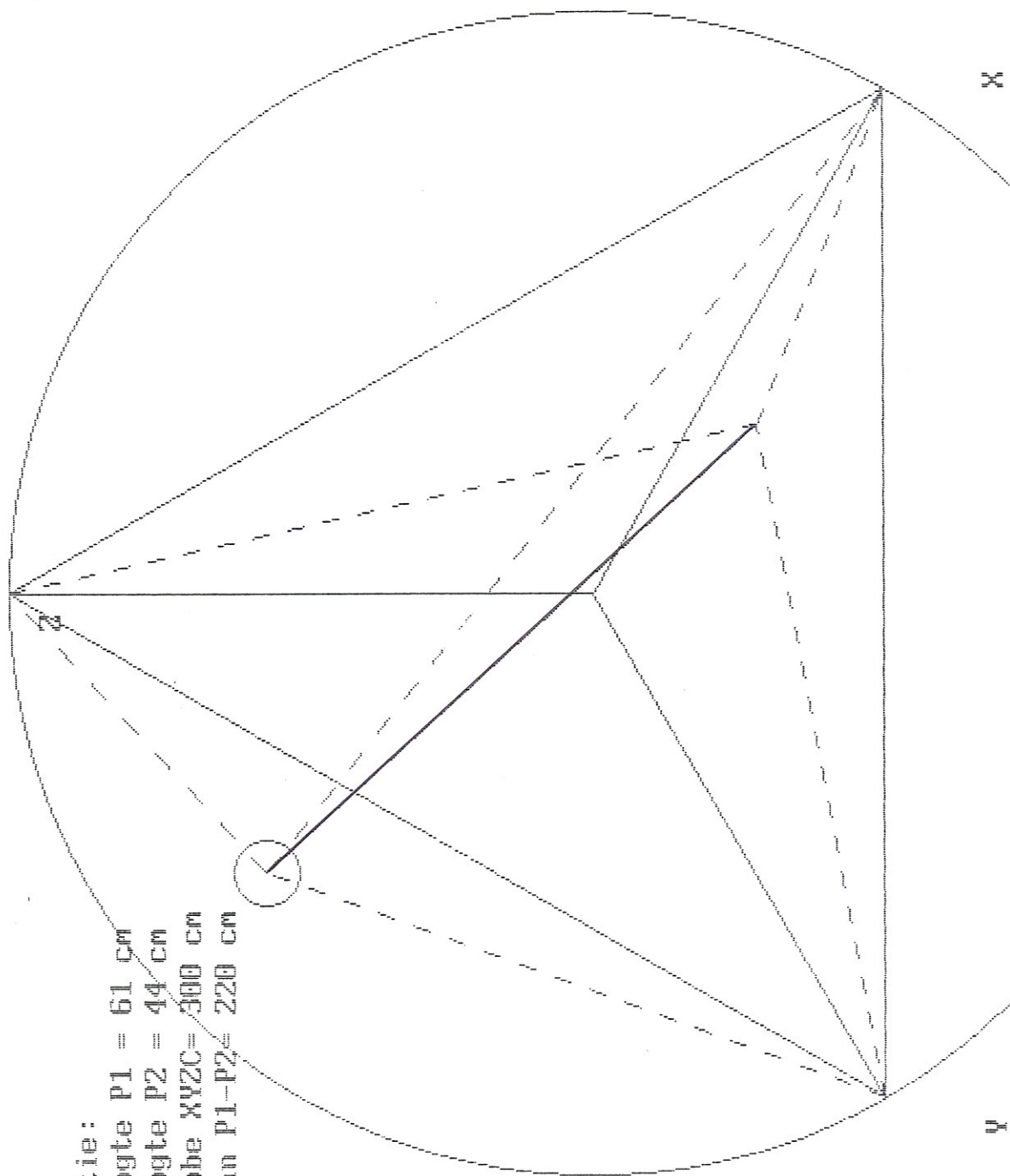


We zien dat de resulterende signalen bij het begin van de beweging vaak een zeer grotere dynamiek vertonen. In de praktijk gaan de signalen in gevallen die dit benaderen (dus een zeer abrupte overgang van stilstand naar beweging) buiten de limieten van de mogelijke uitgangssignalen, elektro-technisch uitgedrukt: er treedt clipping op. Dit was op wiskundige grond eenvoudig te verklaren uit het feit dat we hier een beweging in een tijd gelijk aan nul laten beginnen en eindigen. Volgens de Fourier-analyse zou zo'n diskontinue overgang (een loodrechte signaalflank) inderdaad een 'oneindig' spektrum moeten hebben. De versnelling zou immers oneindig groot moeten zijn...

Om dit probleem in ons simulatieprogramma te ondervangen hebben we de signalen netjes in faze laten beginnen bij het begin van elk kurve. Hierdoor wordt dit effect al zeer goed afgezwakt en komt de simulatie ook een heel stuk dichterbij de werkelijkheid te staan.

Zo'n kurve brengt ons het bijzonder nuttige inzicht dat 'diskontinue' of in motorische termen gesteld 'abrupte' bewegingen en bewegingsovergangen aanleiding kunnen geven tot sterke verhogingen van de momentane amplitudes der uitgangssignalen van de vermenigvuldigers. Dit is een muzikaal heel bruikbaar resultaat aangezien het toelaat motorische impulsen in een elektrisch equivalent signaal om te zetten. Willen we dit aspect uit het signaal naar voor halen, dan zullen we de analoge komputer instellen op kwadraat-funkties. De asymmetrische pieken die dan ontstaan kunnen weggewerkt worden via integratie.

We geven een voorbeeld voor volgende beweging (projektie + gekwadraterde produktsignalen):



Projectie:
Hoogte P1 = 61 cm
Hoogte P2 = 44 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 220 cm

Parameters voor deze vlottende beweging:

Eigenschappen van het bewegend object:

Straal van het object = 10 cm
 Reflekterend oppervlak = 314 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 220 cm
 Hoogste bewegingssnelheid = 4 mm/s

De beweging was eenparig rechtlijnig

Verloop van de grootte van het bewegend object in de tijd:

De oppervlakte van het object was konstant

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):

P1(1 , 2 , 3 , 2.2)

P2(3 , 2 , 1 , 2.2)

-Het bewegend object wordt beschouwd als een bol

Het gereflekteerd signaal is een som van 16 sinussen

Analoge komputer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

Analoge komputer nabewerking:

De kurves tonen de kwadraten van de vorige bewerkingen.

Schaalfactoren:

Koëfficiënt kurve X = 1

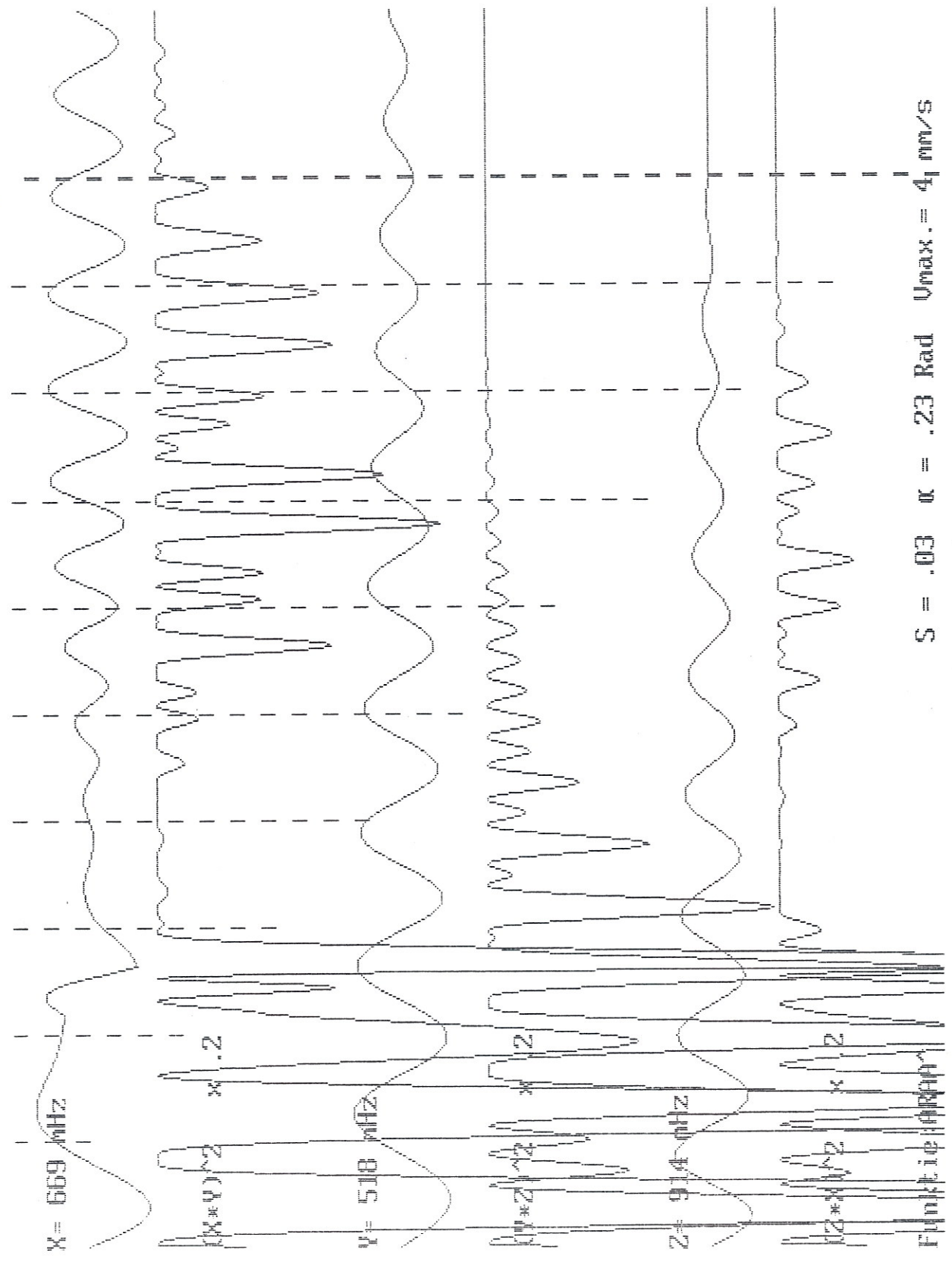
Koëfficiënt kurve Y = 1

Koëfficiënt kurve Z = 1

Koëfficiënt kurve XhY = .2

Koëfficiënt kurve YhZ = .2

Koëfficiënt kurve ZhX = .2



Tot slot van deze vlottende bewegingssimulaties, en om de som- en verschiltonen duidelijk te maken geven we op de volgende bladzijden, twee simulaties waarbij de kurves respectievelijk alleen de uitgefilterde verschil en somtonen laten zien. Uit deze frekwenties kan de bewegingssnelheid makkelijk worden afgeleid. In de analoge realisatie van 'Holosound' zijn deze tonen ook duidelijk hoorbaar.

De hier niet opgenomen parameters waren zoals in de vorige modellen.

Eigenschappen van het lichaam:

Straal van het objekt = 15 cm
 Reflekterend oppervlak = 706 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 228 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 54 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 37 cm
 De beweging verloopt dalend naar XYZ toe en weg van de zender.
 Konstante bewegingssnelheid = 4 mm/s

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):

P1(3 , 2 , 1 , 2.14)

P2(1 , 2 , 3 , 2.45)

Analoge computer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

Analoge computer nabewerking voor de verschiltonen:

De kurves tonen alleen de verschiltooncomponent, dus de momentele frekwenties Fx - Fy, Fy - Fz, Fz - Fx

Schaalfactoren:

Koefficient kurve X,Y,Z = 1

Koefficient kurve X-Y,Y-Z,Z-X = 2

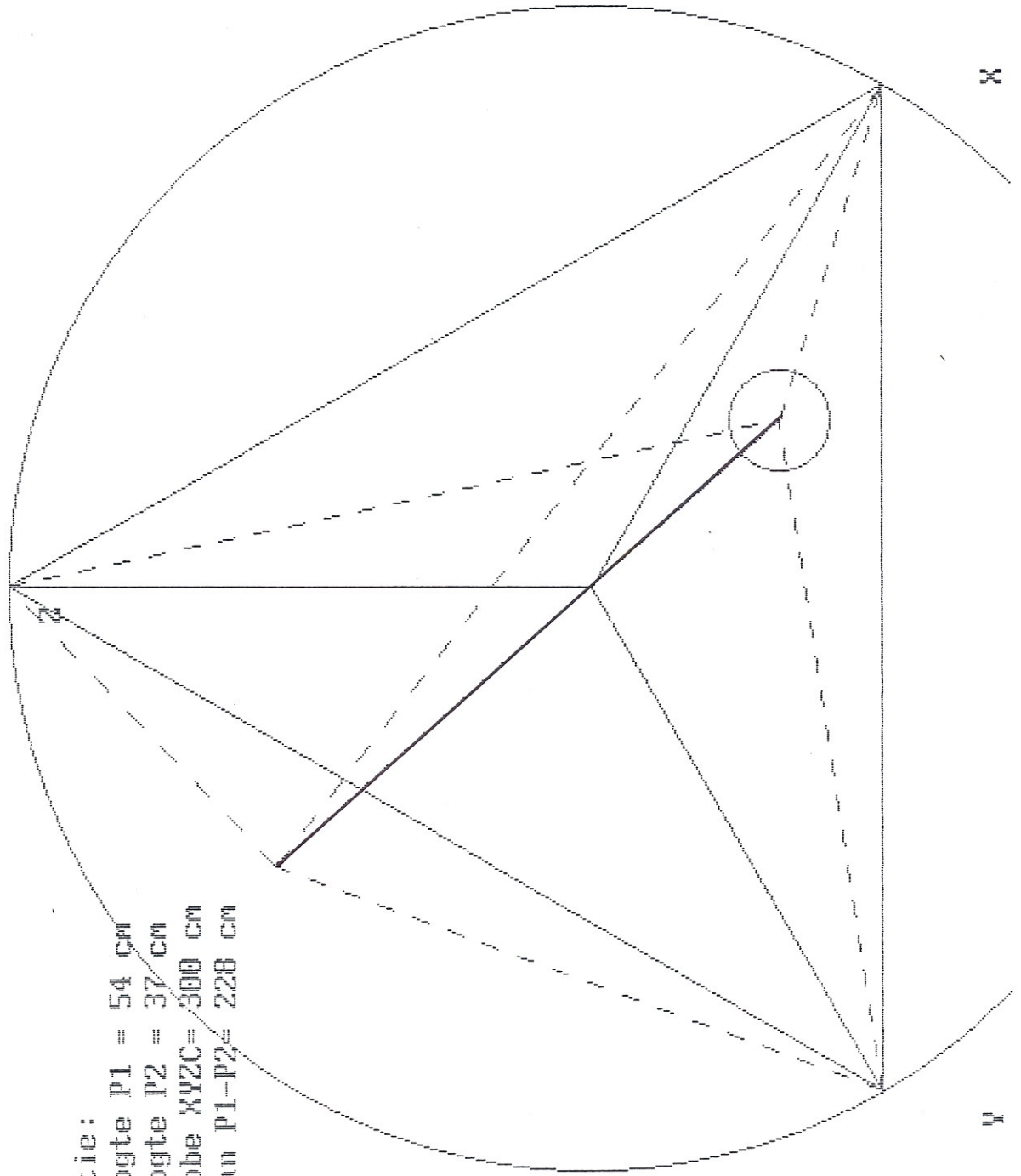
Analoge computer nabewerking voor de somtonen:

De kurves tonen alleen de produkttonen, dus de momentele frekwenties Fx + Fy, Fy + Fz, Fz + Fx.

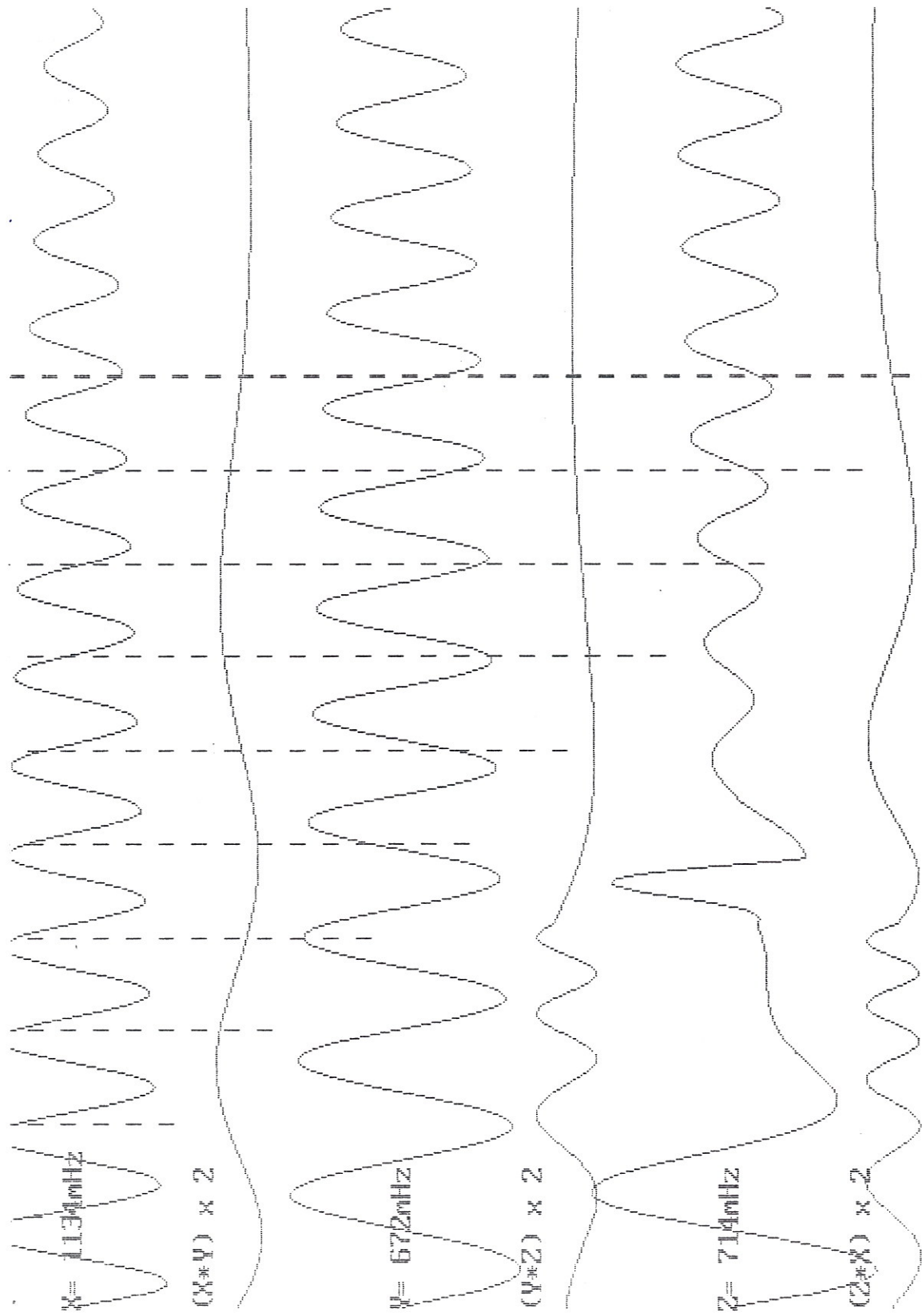
Schaalfactoren:

Koefficienten voor alle kurves = 1

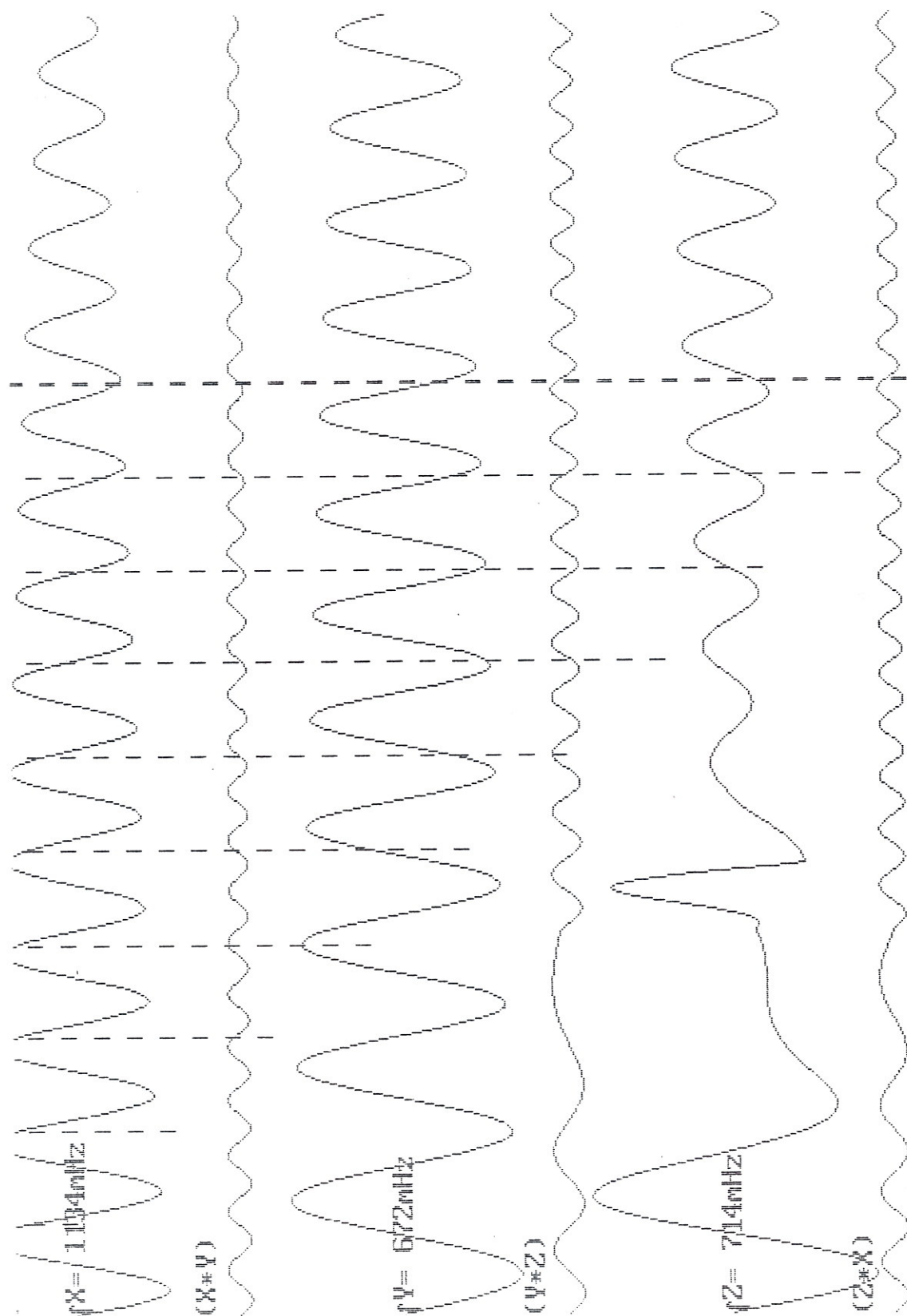
Kurves waarop de integratie-functie, de log-ratio, simulaties door toonhoogteonzekerheid, voor dit bewegingsmodel voorkomen werden opgenomen in de appendix.



Projectie:
Hoogte P1 = 54 cm
Hoogte P2 = 37 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 228 cm



Funktie:ARRAd verschiltoon S= .07 α = .91Rad Umax.= 4.9mm/s



Funktie:ARAAs sortoon S= .07 $\alpha = .91\text{Rad}$ $v_{\text{max}} = 4.9\text{mm/s}$

2.3.4.1.2.2.: TYPE 2:
Expanderende bewegingen

Simulaties van bewegingen waarbij de oppervlakte van het bewegend volume lineair toeneemt. Dit type bewegingen heeft een grote expressieve significantie: het zijn bewegingen die als expansief, extravert, explosief enzomeer kunnen worden aangeduid. We geven hierbij twee sub-types geïllustreerd aan de hand van signaalkurves en equivalenten daarvan in klassiek notenschrift.

232122.1.: SUB-TYPE 1:
de teatrale botsing.

We hebben deze beweging zo genoemd omdat ze iets leugenachtigs insluit, immers een toenemende lichaamsmassa waarbij de bewegingssnelheid omgekeerd evolueert is een expressieve paradox.

Gemeenschappelijke parameters voor deze groep:

Software:

Holosound-simulator V9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend object:

Straal van het object = 15 cm
Reflekterend oppervlak = 706 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 75 cm
Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 49 cm
Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 49 cm

De bewegingssnelheid verliep volgens een beta-functie bepaald door de parameters bpfA= .5 en bpfB= 2.

Verloop van de grootte van het bewegend object in de tijd:

De oppervlakte van het lichaam verliep volgens een beta-functie met de parameters bpiA= 2 en bpiB= 0.

Aard van de computersimulaties:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C). De vierde coördinaat wordt berekend door het programma.

P1(1 , 2.2 , 1.9 , 2)

P2(2 , 2.4 , .8 , 2)

-Het bewegend object wordt beschouwd als een bol. Het erdoor gereflekteerd signaal is gesimuleerd als een som van 16 sinussen. De bandbreedte is een functie van de grootte van de beschouwde bol.

-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz

KURVES ARII:

Specifieke parameters:

Piek-bewegingssnelheid = 1.7mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

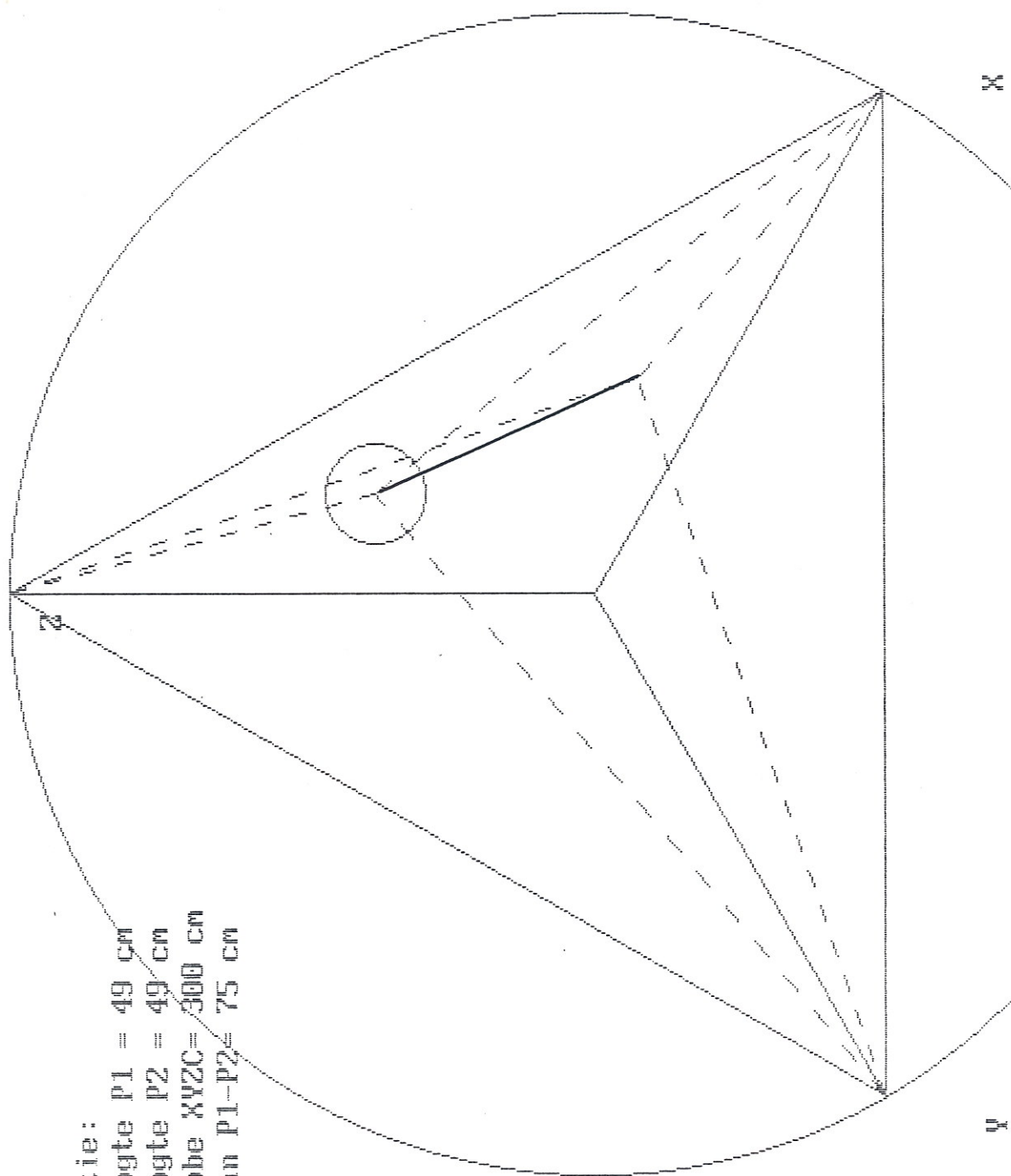
(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

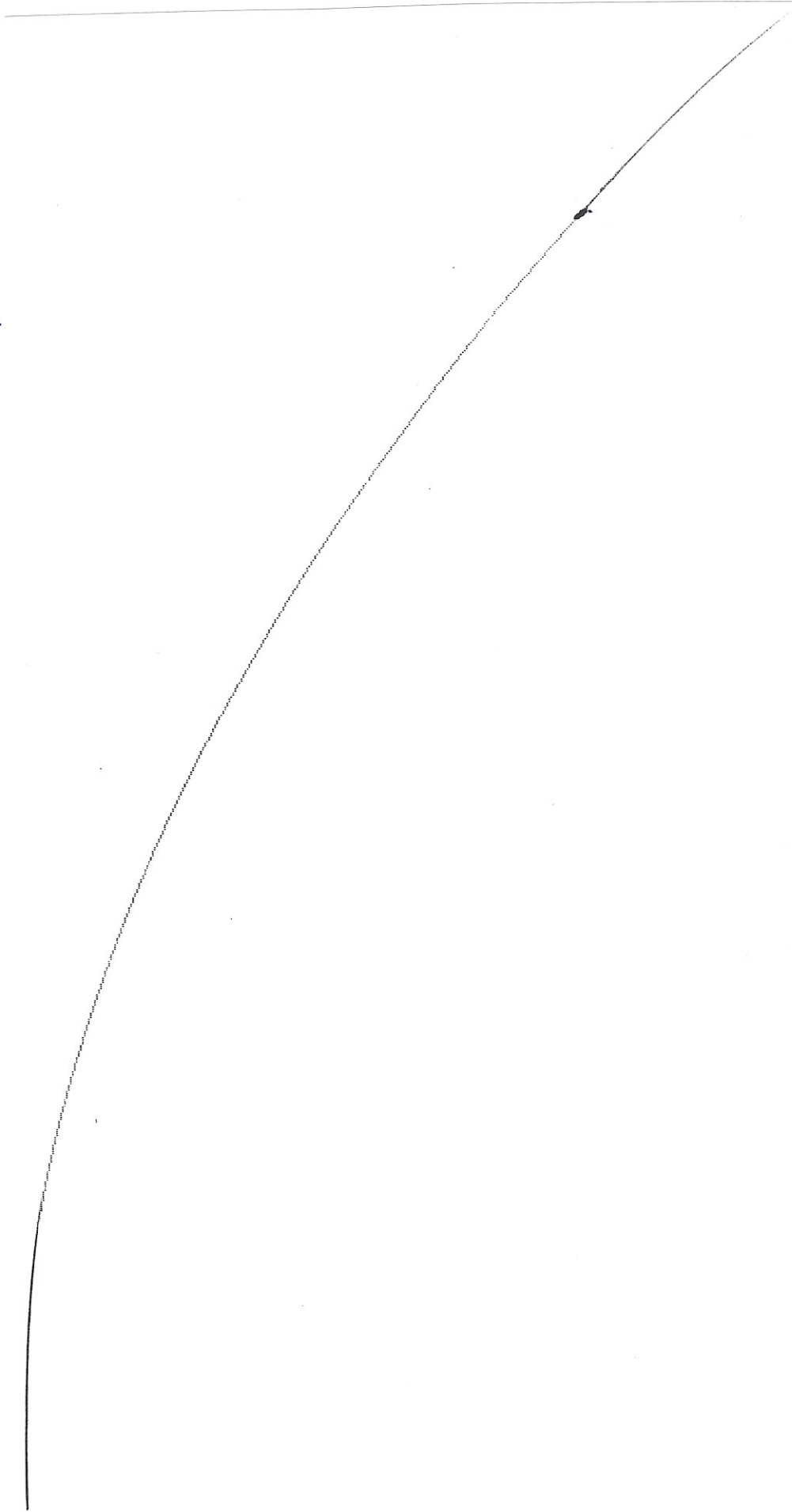
Schaalfactoren:

Voor alle getekende curves = 1

Van dit bewegingsmodel maakten we ook een voorstelling in notenschrift.



Projektie:
 Hoogte P1 = 49 cm
 Hoogte P2 = 49 cm
 Ribbe XYZC= 300 cm
 Baan P1-P2= 75 cm

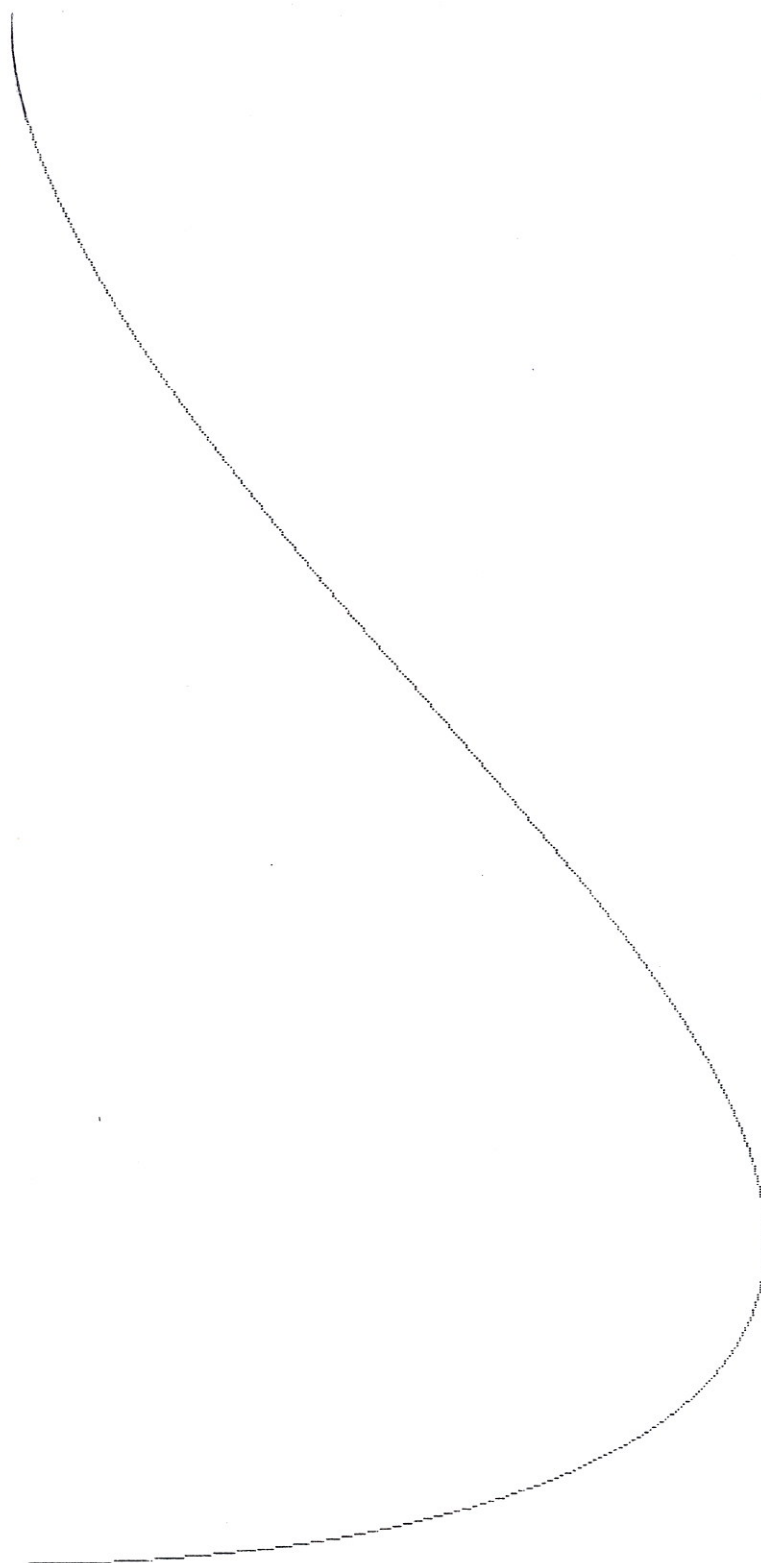


Beta-functie voor oppervlakteverloop

Geef eerste parameter ? ? 2

Geef tweede parameter ? ? 0

Indien niet o.k., druk de N toets



Beta-functie voor snelheidsverloop

Geef eerste parameter (0-10) ? ? 0.5

Geef tweede parameter (0-10) ? ? 2

Indien niet o.k., druk de M toets

)

KURVES ARIIO

Hoogste bewegingssnelheid = 2 mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

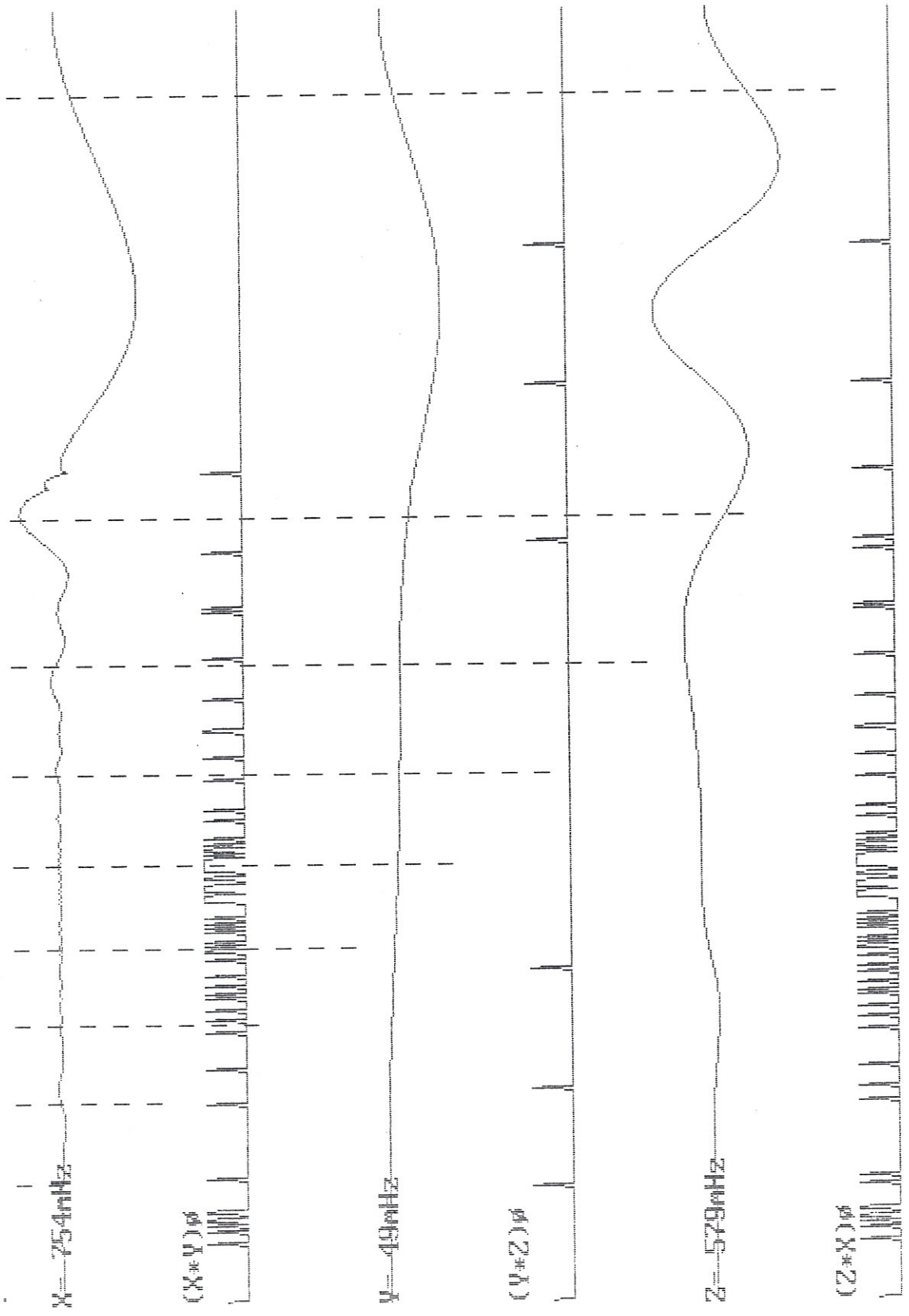
(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

Analoge komputer nabewerking:

De weergegeven kurves werden bewerkt door een nul-doorgangs detector, hierdoor wordt de snelheids-informatie uit het signaal opnieuw ge-extraheerd.

Schaalfactoren:

Voor alle kurves = 1



Funktie:ARI10 S= .07 $\alpha = .52$ Rad Umax. = 2mm/s

KURVES ARIIF

Hoogste bewegingssnelheid = 2 mm/s

Analoge komputer patches:

Multipliiier:

$$1/RC \int (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$$

$$1/RC \int (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$$

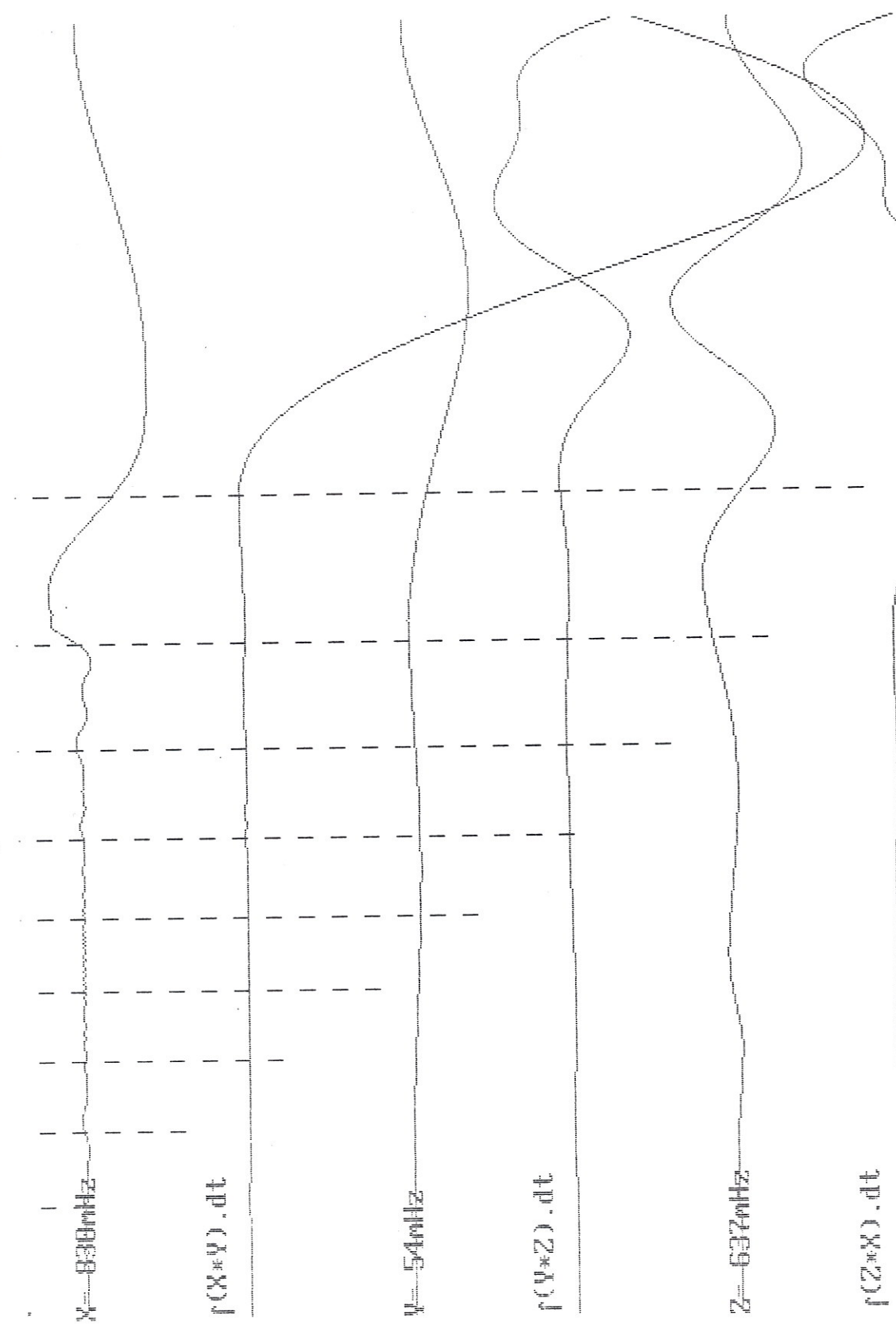
$$1/RC \int (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$$

Analoge komputer nabewerking:

De kurves voor XfY, YfZ, ZfX werden hier geintegreerd. De integratie RC-tijdkonstante was ingesteld op 30. De kurve toont het AC signaal na filtering door een Low-pass filter.

Schaalfaktoren:

Voor alle kurves= 1



Funktie:ARIIf RC= 30 LPF S= .07 $\alpha = .52 \text{ Rad}$ $U_{max} = 2.1 \text{ mm/s}$

232122.2.: SUB-TYPE 2:
de explosieve beweging of botsing

Gemeenschappelijke parameters voor deze groep curves en simulaties:

Software versie:

Holosound simulator V9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend objekt:

Straal van het objekt = 15 cm
Reflekterend oppervlak = 706 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 53 cm
Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 77 cm
Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 127 cm

De beweging verloopt stijgend, naar de zender toe
De bewegingssnelheid nam steeds toe van nul naar dit maximum volgens een kwart-sinuskurve.

Verloop van de grootte van het bewegend objekt in de tijd:
De oppervlakte van het objekt nam lineair toe als een functie van de tijd tot het opgegeven maximum

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):

P1(1.8 , 1.9 , 2 , 1.67)

P2(2 , 2.1 , 2.4 , 1.21)

-Het bewegend objekt wordt beschouwd als een bol. Het erdoor gereflekteerd signaal is gesimuleerd als een som van 16 sinussen.

-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz

KURVES ARCF:

Specifieke parameters:

Bewegingssnelheid= 1.7mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

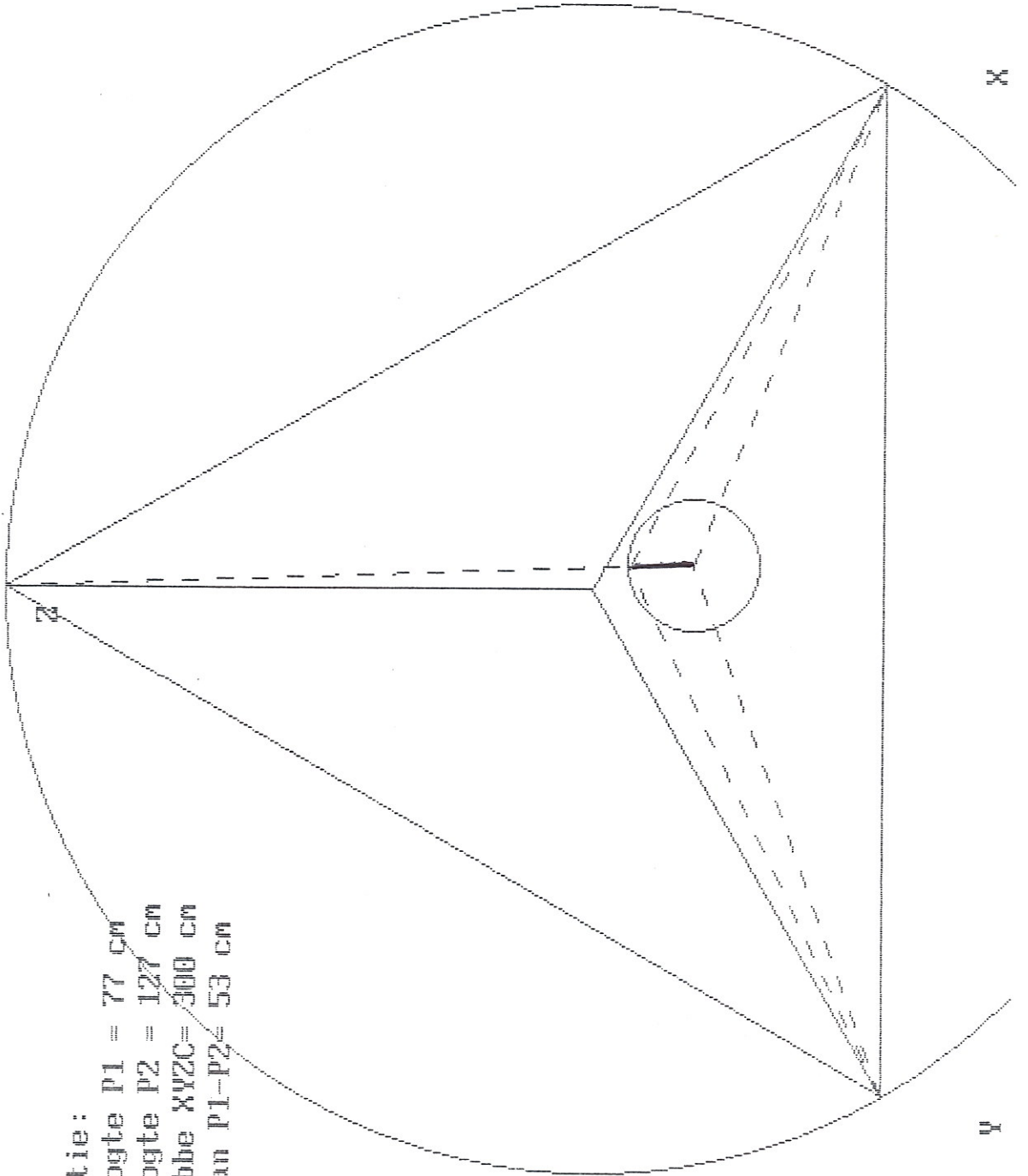
(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

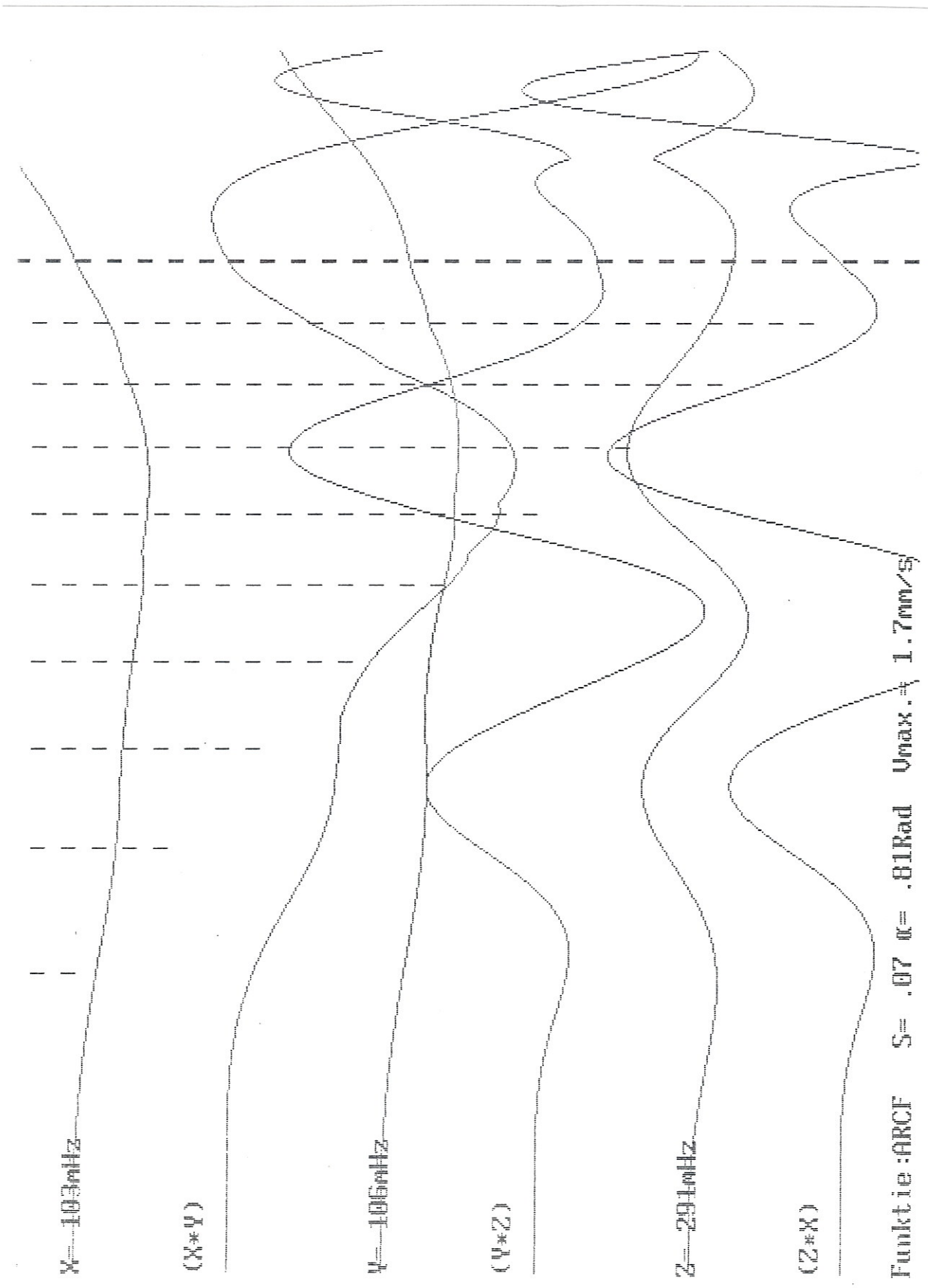
Schaalfactoren:

Voor alle curves = 1

Het explosief karakter van de signalen volgt duidelijk uit het verloop van de spanningen zoals getekend in de vermenigvuldigingscurves.



Projectie:
Hoogte P1 = 77 cm
Hoogte P2 = 127 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 53 cm



Door de trage gekozen snelheid is het frekwentieverloop niet erg goed te zien, daarvoor kan men beter de ARCF0-kurve nakijken en deze vergelijking met de overeenkomstige kurve weergeven bij type 2, sub 1.

Specifieke parameters voor deze curves:

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

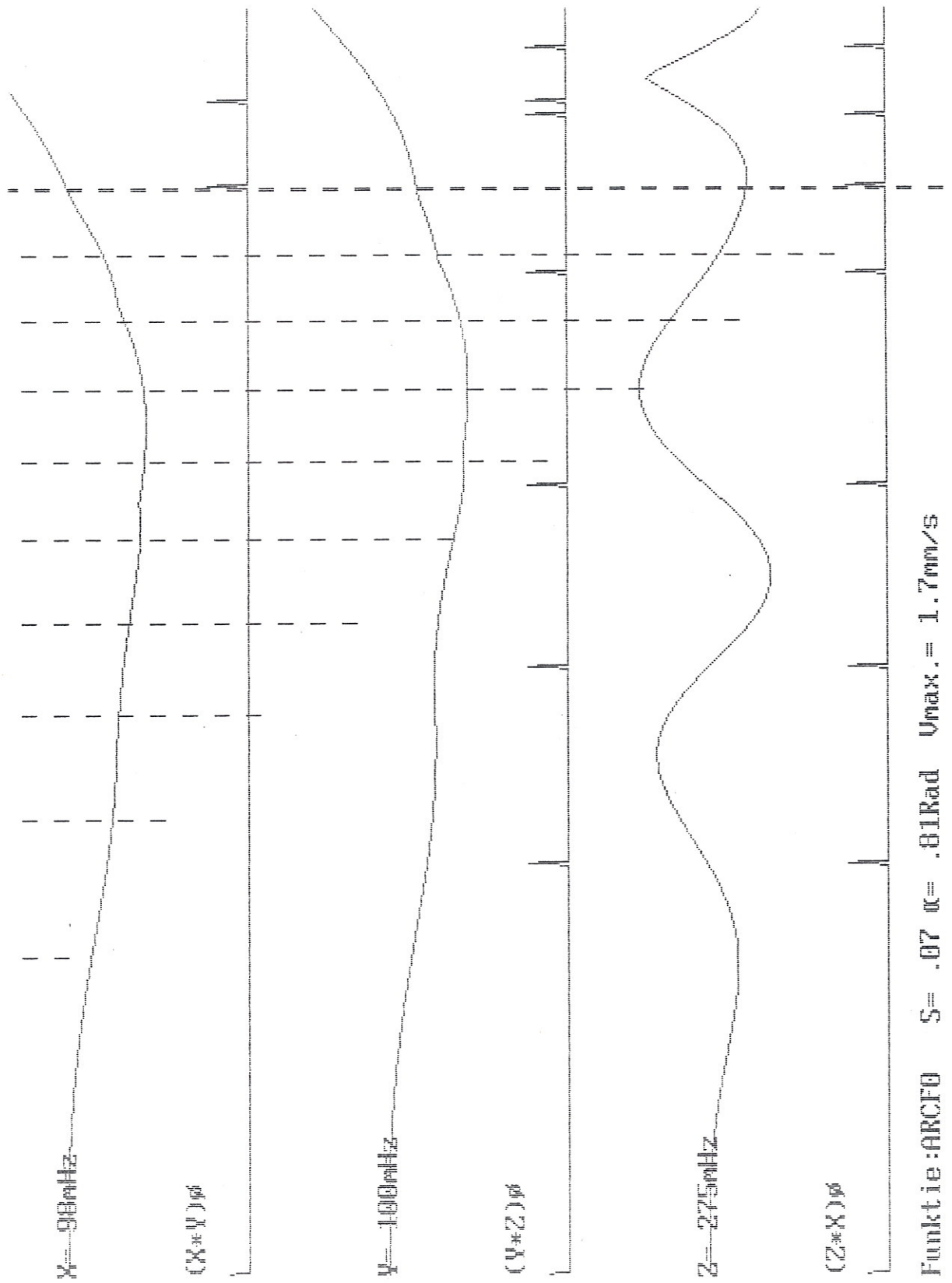
$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Analoge komputer nabewerking:

De curves werden bewerkt door een nul-doorgangs detektor

Schaalfactoren:

Voor alle curves = 1



Ook wanneer we in plaats van een additieve ruissimulatie een onzekerheidsruis-simulatie toepassen en het resultaat van de bewerking integreren, blijft de significantie van de curves behouden, zoals blijkt uit volgende curves AFCFf.

Specifieke parameters:

-Het door het als bolvormig beschouwd objekt weerkaatst signaal werd beschouwd als een frekwentie met een onzekerheidsfaktor in functie van de hier lineair toenemende grootte van de beschouwde bol.

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Analoge komputer nabewerking:

INTEGRATIE:

De curves voor XfY, YfZ, ZfX werden geïntegreerd.

De integratie RC-tijdkonstante was ingesteld op: 20

De curve toont het AC signaal na filtering door een Low-pass filter.

Schaalfactoren:

Koëfficiënt kurve X = 11.65166

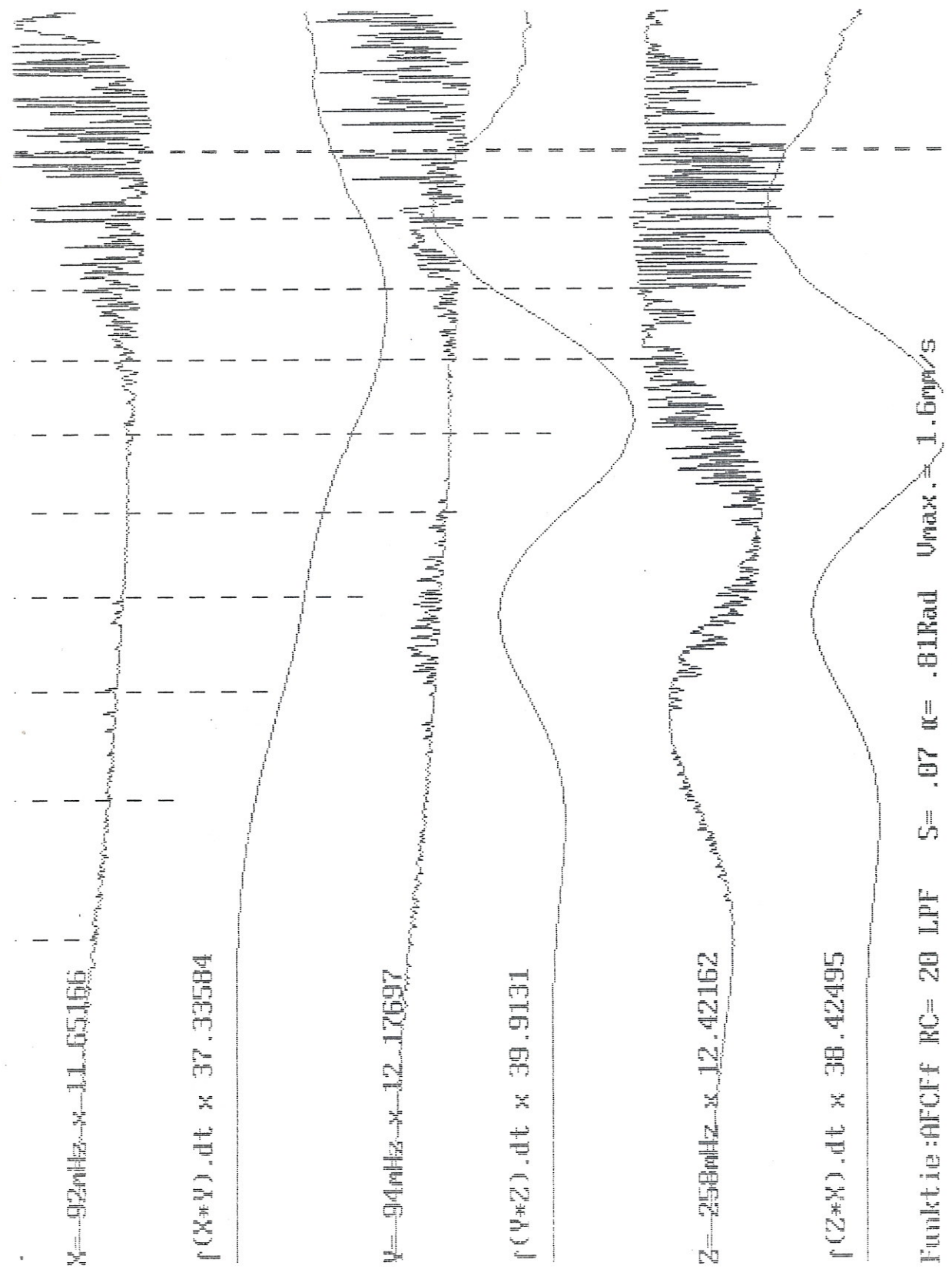
Koëfficiënt kurve Y = 12.17697

Koëfficiënt kurve Z = 12.42162

Koëfficiënt kurve XhY = 37.33584

Koëfficiënt kurve YhZ = 39.9131

Koëfficiënt kurve ZhX = 38.42495



Willen we uit een bewegingsverloop vooral het amplitude-dynamisch karakter naar voor halen, dan kan de kwadraat-functie ook hier heel veel diensten bewijzen, zoals blijkt uit volgende HRCF-kurve.

Specifieke parameters:

Hoogste bewegingssnelheid = 1.6 mm/s

Analoge komputer patches:

Kwadraatkurves:

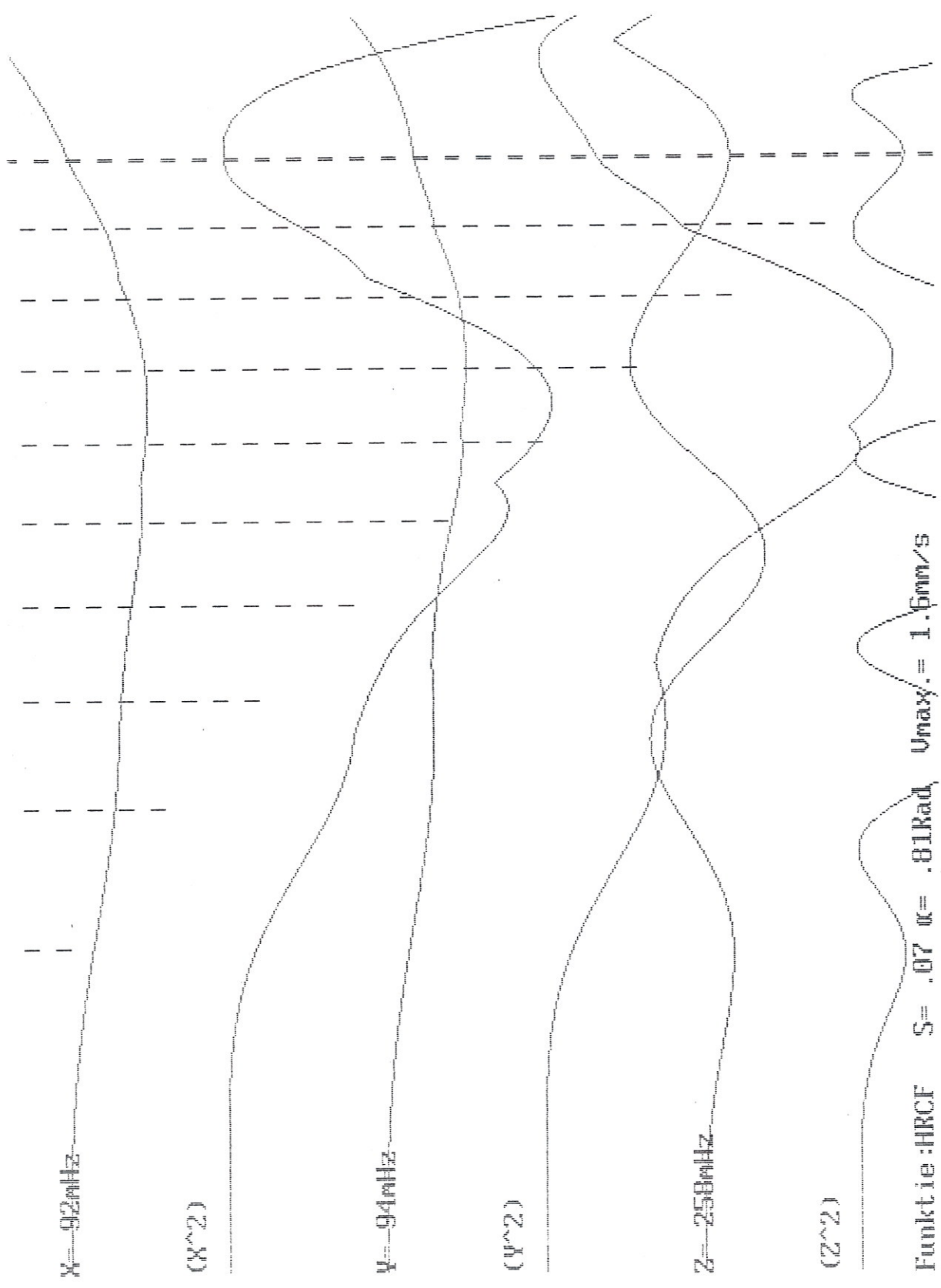
{[(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t))]^2}

{[(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t))]^2}

{[(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t))]^2}

Schaalfactoren:

Voor alle kurves = 1



Van het X,Y,Z signaalverloop geven we ook hier een 'muzikale' representatie in klassiek notenschrift. Omdat de dynamiek hier buiten beschouwing blijft, en alleen de opgewekte toonhoogtes omgezet worden naar korresponderende noten, ziet dit verloop er erg verschillend uit van de grafische kurves. Het zal duidelijk zijn dat het melodisch verloop een goede afspiegeling geeft van de snelheidscomponenten van de gesimuleerde beweging.

2.3.4.1.2.3 TYPE 3 : Kontraherende bewegingen

Simulaties van bewegingen waarbij de oppervlakte van het bewegend volume afneemt in functie van de tijd. Dit zijn bewegingsvormen die we als kontrakties zouden kunnen beschrijven en die ook een grote motorisch-expressieve relevantie kunnen hebben. We onderscheiden met betrekking tot het verloop van de bewegingssnelheid volgende gevallen:

234123.1.: SUB-TYPE 1: Imploderende bewegingen

Gemeenschappelijke parameters voor de curves van deze simulatie:

Software versie:

Holosound simulator V9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
 Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend object:

Straal van het object = 20 cm
 Reflekterend oppervlak = 1256 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 166 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 4 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 29 cm
 De beweging verloopt stijgend naar C toe
 De beweging verloopt naar de zender toe
 Hoogste bewegingssnelheid = 5 mm/s

De bewegingssnelheid nam lineair af van dit maximum tot nul. (Konstante vertraging).

Verloop van de grootte van het bewegend object in de tijd:

De oppervlakte van het object nam lineair af vanaf het opgegeven maximum

Aard van de komputersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C).

P1(2 , 1 , 2.6 , 2.6)

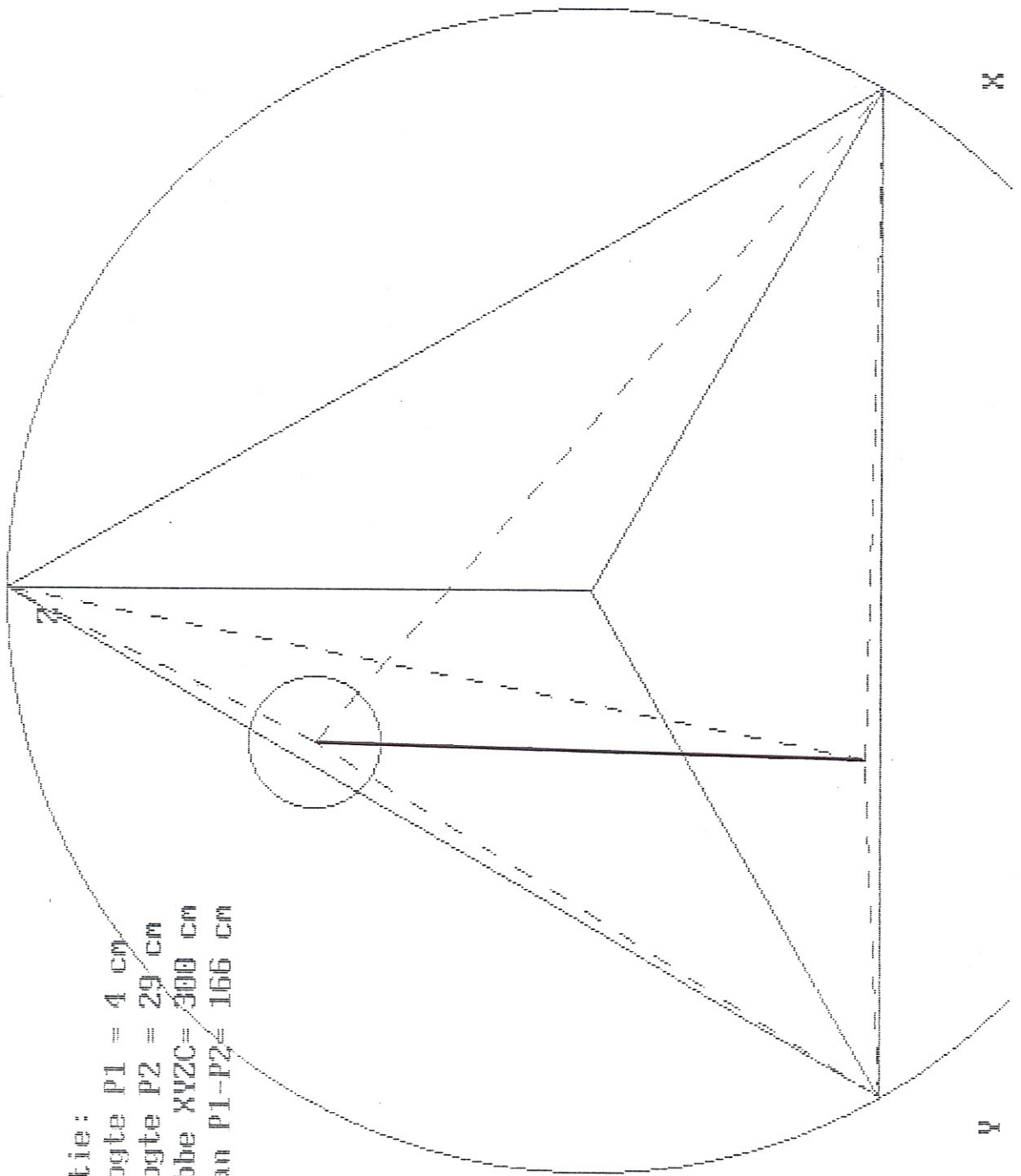
P2(2.6 , 2 , 1 , 2.3)

-Het bewegend object wordt beschouwd als een bol. Het gereflekteerd signaal is gesimuleerd als een som van 16 sinussen.

-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz



Projectie:
Hoogte P1 = 4 cm
Hoogte P2 = 29 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 166 cm

KURVES ARGG

Specifieke parameters:

Maximale bewegingssnelheid: 4.9mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

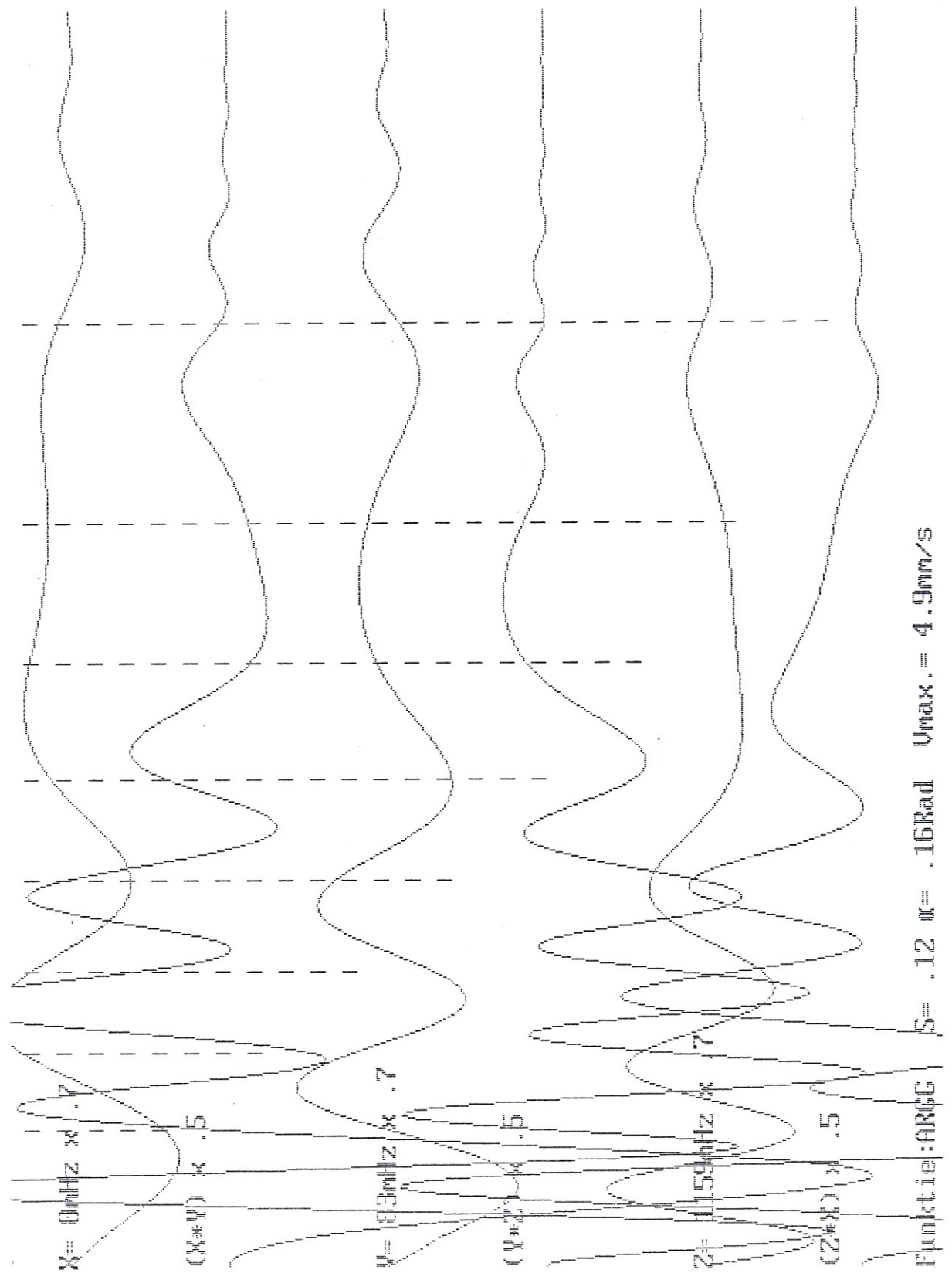
$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfactoren:

Koëfficiënten kurves X, Y, Z = .7

Koëfficiënten kurves X ϕ Y, Y ϕ Z, Z ϕ X = .5

De kurves zowel als de motorische beweging die gesimuleerd werd zijn erg 'logisch' omdat het vertragen en het inkrimpen parallel verlopen.



Willen we hieruit het amplitudeverloop naar voor halen, dan is een integratie van het kwadraat van de X, Y, Z kurves bijzonder geschikt, zoals blijkt uit de volgende kurve HRGGf.

Specifieke parameters:

Hoogste bewegingssnelheid = 5.6 mm/s
De bewegingssnelheid nam daarbij lineair af van dit maximum tot nul, dus een konstante vertraging.

Analoge komputer patches:

Kwadraatkurves:

{[(Ix.Sin(2.c.Fx.t).(Iy.Sin(2.c.Fy.t))]^2}

{[(Iy.Sin(2.c.Fy.t).(Iz.Sin(2.c.Fz.t))]^2}

{[(Iz.Sin(2.c.Fz.t).(Ix.Sin(2.c.Fx.t))]^2}

Analoge komputer nabewerking:

INTEGRATIE:

De kurves voor XfY, YfZ, ZfX werden geïntegreerd. De integratie RC-tijdconstante was ingesteld op 10. Dit laat nog vrij veel schommelingen zien in de resulterende kurves. Stellen we RC in op bvb. 40, dan verdwijnen de schommelingen geheel. De kurves tonen het verloop van de gelijkgerichte signaalspanning op een condensator. Het model is dat van een afgevlakte gelijkspanning, onbelast.

Schaalfactoren:

Koëfficiënt kurve X = .5099006

Koëfficiënt kurve Y = .4283196

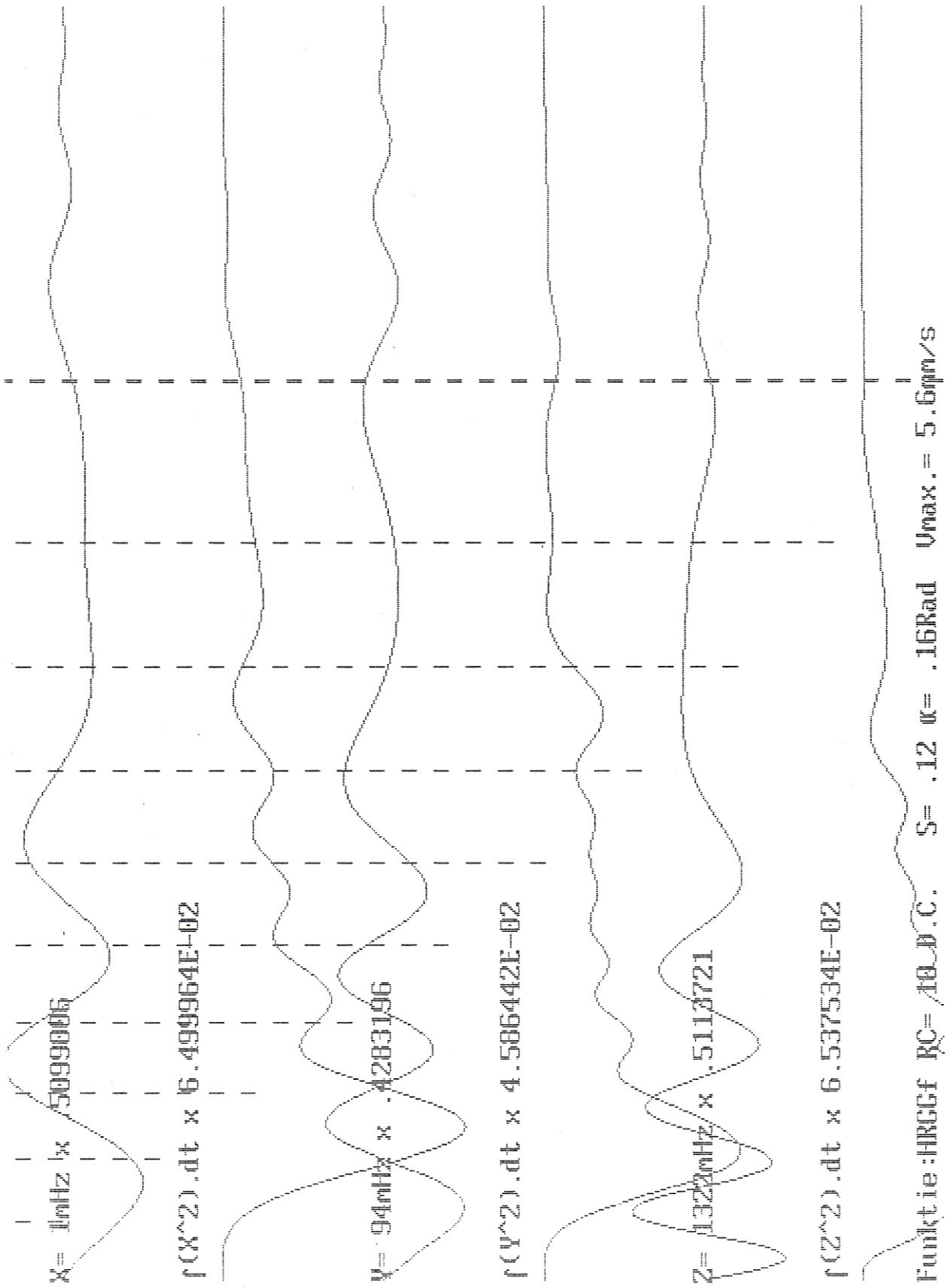
Koëfficiënt kurve Z = .5113721

Koëfficiënt kurve fx^2 = 6.499964E-02

Koëfficiënt kurve fy^2 = 4.586442E-02

Koëfficiënt kurve fz^2 = 6.537534E-02

Door tweemaal een vermenigvuldiger in te schakelen verkrijgen we als het ware een karikatuur in signaolvorm van de imploderende beweging. De kurve is in de appendix opgenomen (ARGG*).



234123.2.: SUB-TYPE 2: Vluchtende bewegingen

Model van evaderende of vluchtende bewegingen, waarbij het lichaamsvolume afneemt en de bewegingssnelheid toeneemt.

Gemeenschappelijke parameters voor deze bewegingssimulaties:

Software-versie:

Holosound simulator V9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
 Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend objekt:

Straal van het objekt = 20 cm
 Reflekerend oppervlak = 1256 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 166 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 4 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 29 cm

De beweging verloopt stijgend naar C toe

De beweging verloopt naar de zender toe

Hoogste bewegingssnelheid = 5 mm/s

De bewegingssnelheid nam lineair toe van nul tot dit maximum, wat neerkomt op een konstante versnelling.

Verloop van de grootte van het bewegend objekt in de tijd:

De oppervlakte van het objekt nam lineair af vanaf het opgegeven maximum.

Aard van de komputersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):
 (de vierde coördinaat wordt berekend)

P1(2 , 1 , 2.6 , 2.59)

P2(2.6 , 2 , 1 , 2.30)

-Het bewegend objekt wordt beschouwd als een bol

Het gereflekteerd signaal is een som van 16 sinussen

-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz

Van deze beweging geven we geen vlakke projektie, omdat ze identisch is aan de beweging beschreven bij de vorige groep simulaties.

KURVES ARFG:

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multiplier:

(Ix.Sin(2.π.Fx.t).(Iy.Sin(2.π.Fy.t)

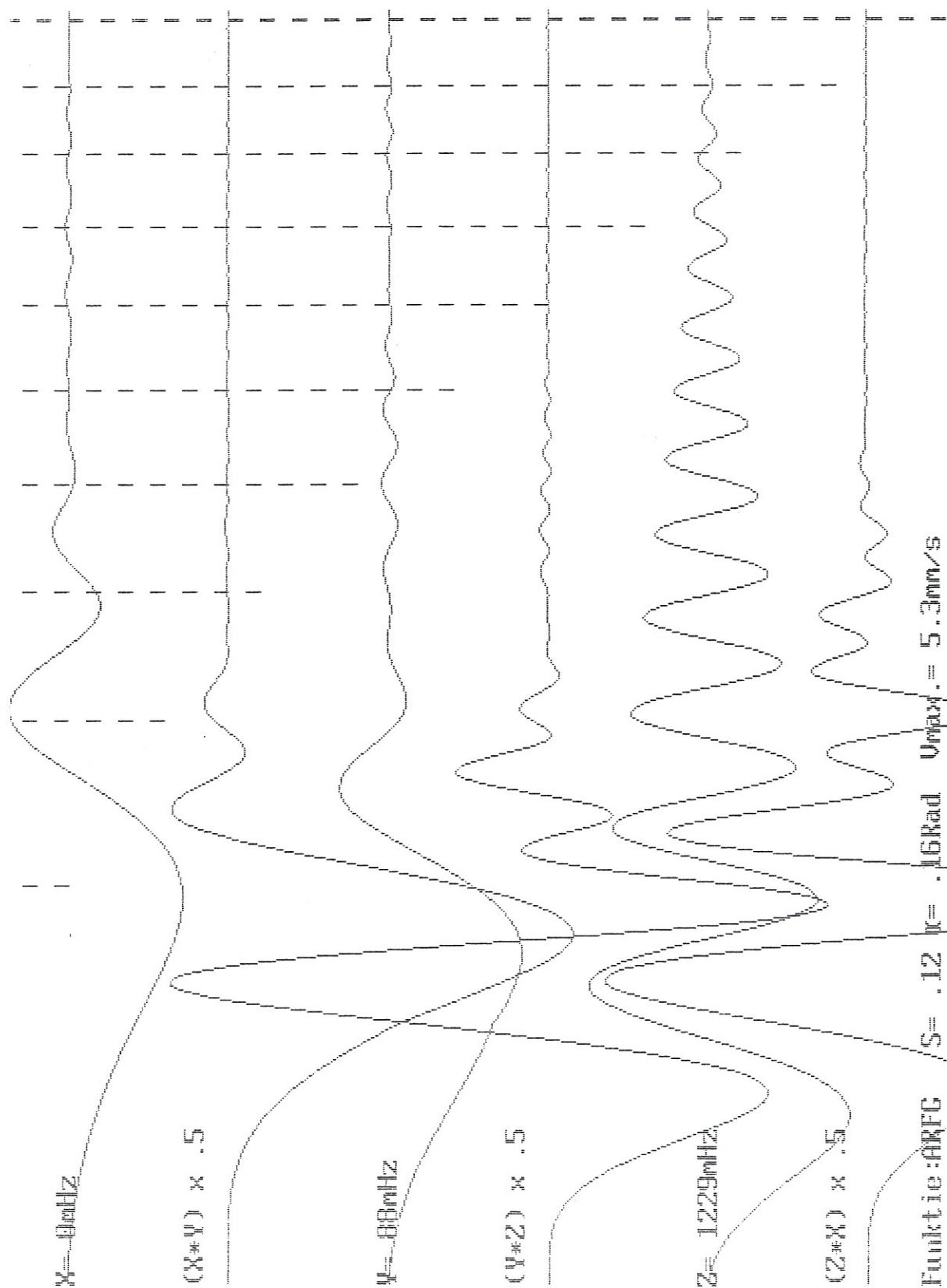
(Iy.Sin(2.π.Fy.t).(Iz.Sin(2.π.Fz.t)

(Iz.Sin(2.π.Fz.t).(Ix.Sin(2.π.Fx.t)

Schaalfactoren:

Koëfficiënten kurves X, Y, Z = 1

Koëfficiënten kurves X*Y,Y*Z,Z*X = 0.5



Integratie van deze kurves levert ons een beeld van de bewegingsamplitude op.

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Analoge komputer nabewerking:

INTEGRATIE:

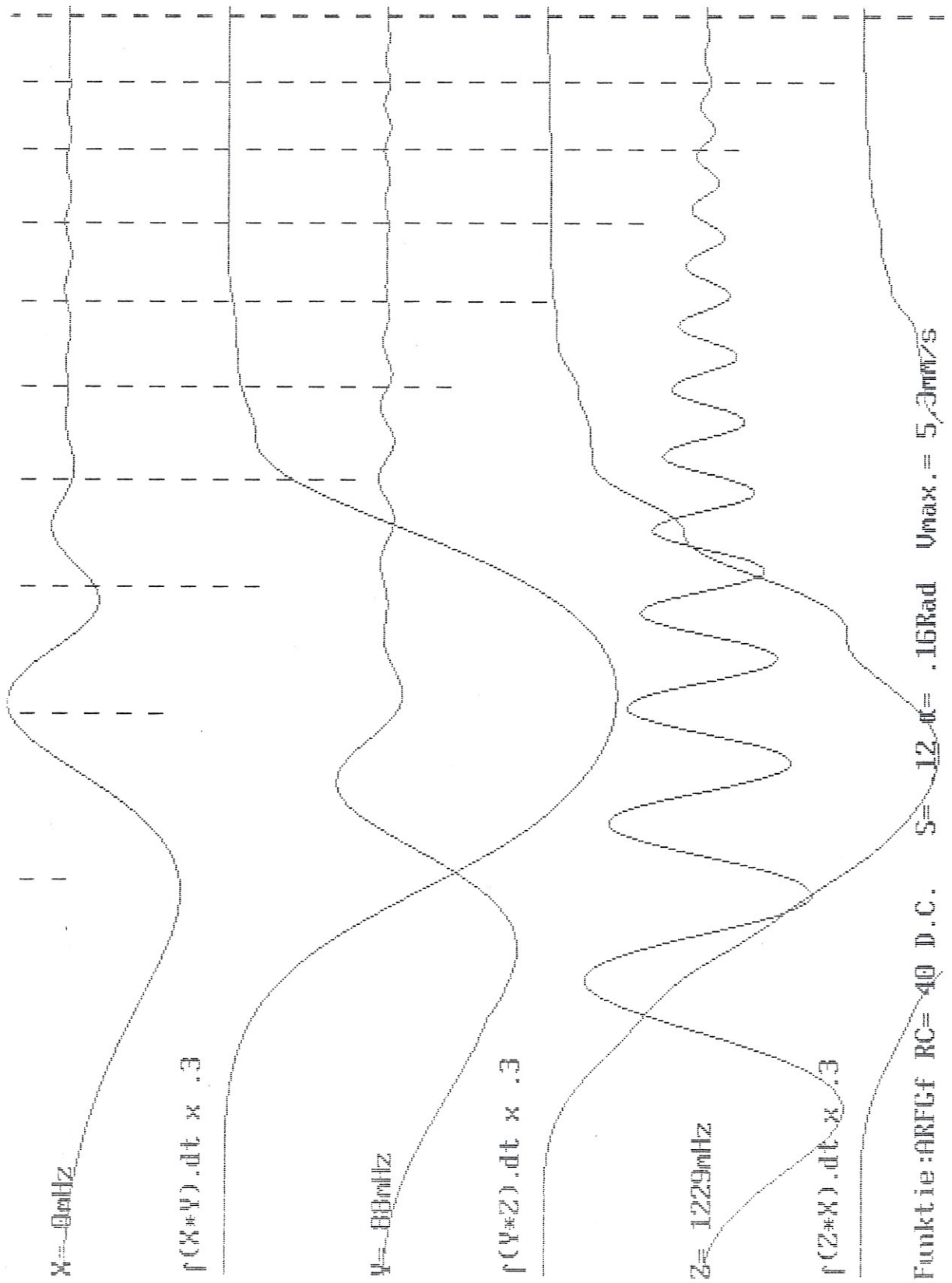
De kurves voor $X*Y$, $Y*Z$, $Z*X$ werden geïntegreerd. De integratie RC-tijdkonstante was ingesteld op 40. De kurve toont het verloop van de spanning op een kondensator. Het model is dat van een afgevlakte gelijkspanning, onbelast.

Schaalfactoren:

Koëfficiënten kurves X, Y, Z = 1

Koëfficiënten kurves $fX*Y, fY*Z, fZ*X$ = 0.3

Omdat het volume naar nul gaat bij het einde krijgen we hier geen abrupt signaal te zien. Deze beweging komt goed overeen met wat een dirigent zou doen om na een decrescendo een orkest gelijk te doen zwijgen.



Het versnellend verloop is uit het signaal van de vermenigvuldigers goed af te leiden, wanneer we op de analoge komputer de nul-doorgangsdetektor inschakelen.

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

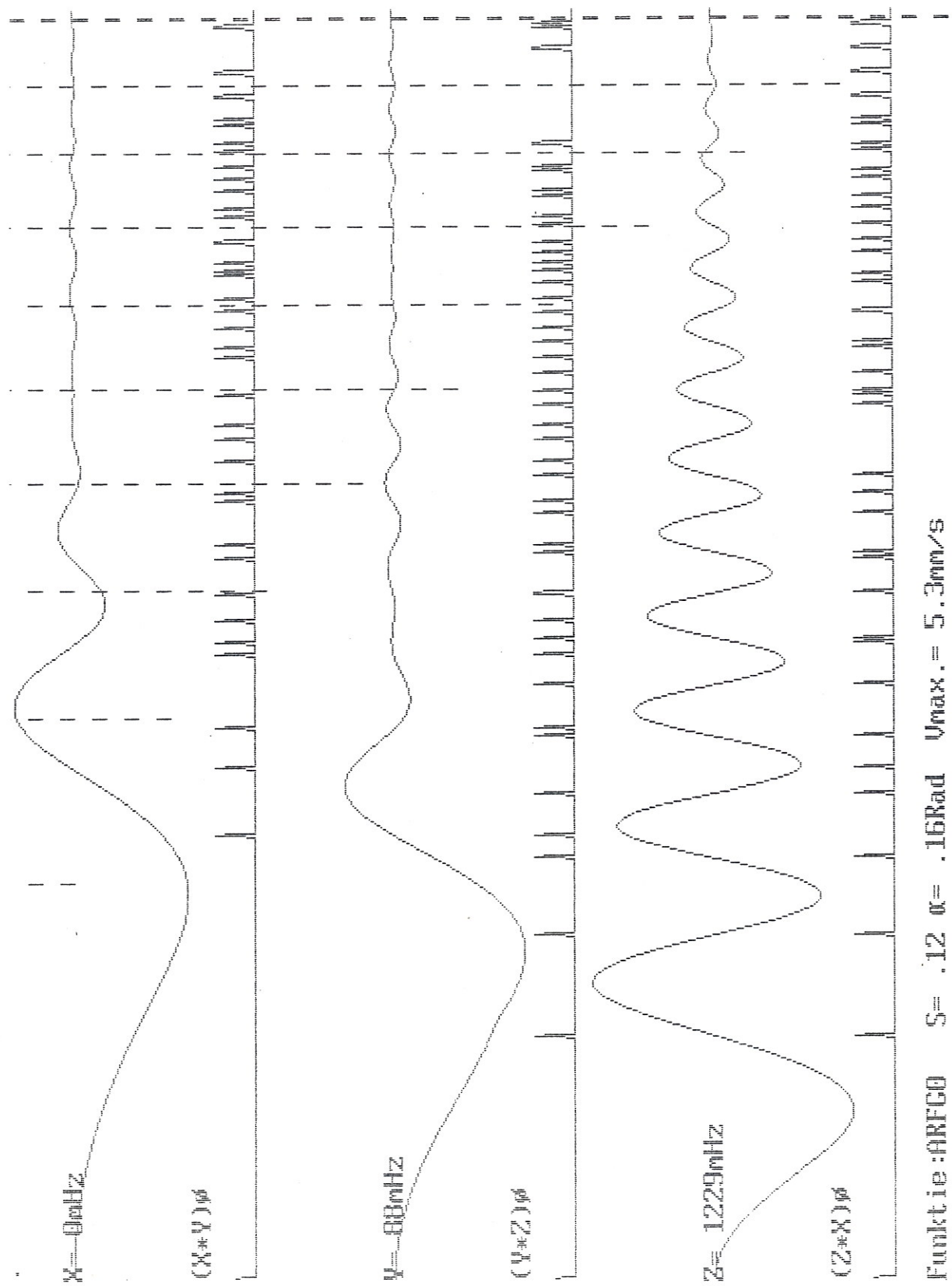
$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

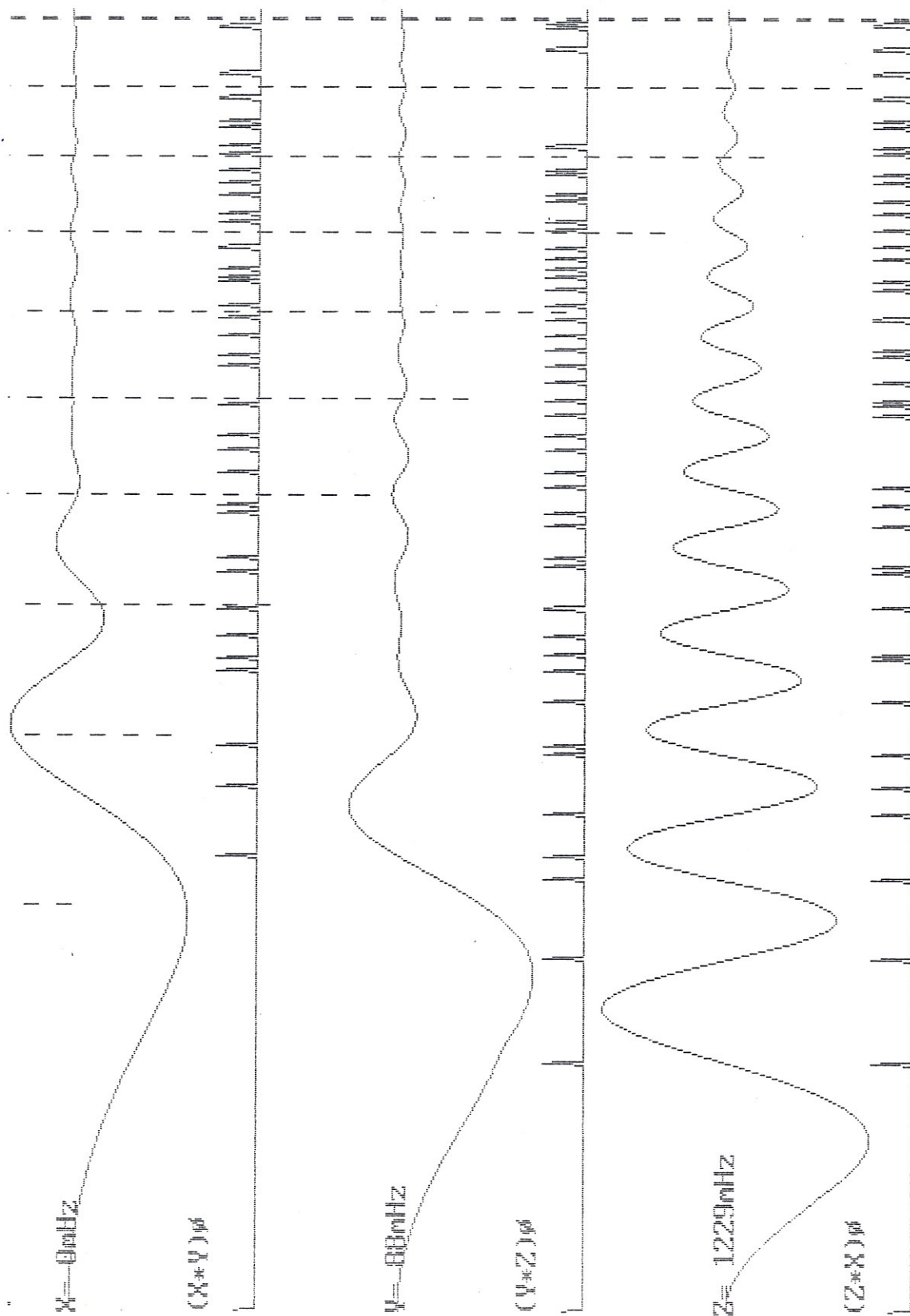
Analoge komputer nabewerking:

De kurves werden bewerkt door een nul-doorgangs detektor

Schaalfactoren:

Voor alle kurves : 1





Functie :ARFG0 S = .12 $\alpha = .16\text{Rad}$ $U_{\text{max}} = 5.3\text{mm/s}$

2.3.4.1.2.4.: TYPE 4: Gesloten bewegingsvormen

Hier gaat het om bewegingen met een korte tijdsduur en een duidelijke begrenzing van begin en einde. Anders gesteld: elke beweging vertrekt vanaf stilstand en eindigt ook met een stilstand.

234124.1.: TYPE 4 - SUB-TYPE 1 : Metrische impuls

Gemeenschappelijke parameters:

Software versie:

Holosound simulator versie 9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
 Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend object:

Straal van het object = 15 cm
 Reflekerend oppervlak = 706 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 140 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 45 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 18 cm
 De beweging verloopt dalend naar XYZ toe, en dus weg van de zender.
 Hoogste bewegingssnelheid = 4.6 mm/s
 De bewegingssnelheid verliep volgens een beta-functie bepaald door de parameters bpfA= 3 en bpfB= 3 (zie toegevoegde beta-kuve).
 Verloop van de grootte van het bewegend object in de tijd:
 De oppervlakte van het object was konstant.

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):

P1(1.8 , 1 , 2.4 , 2.1)

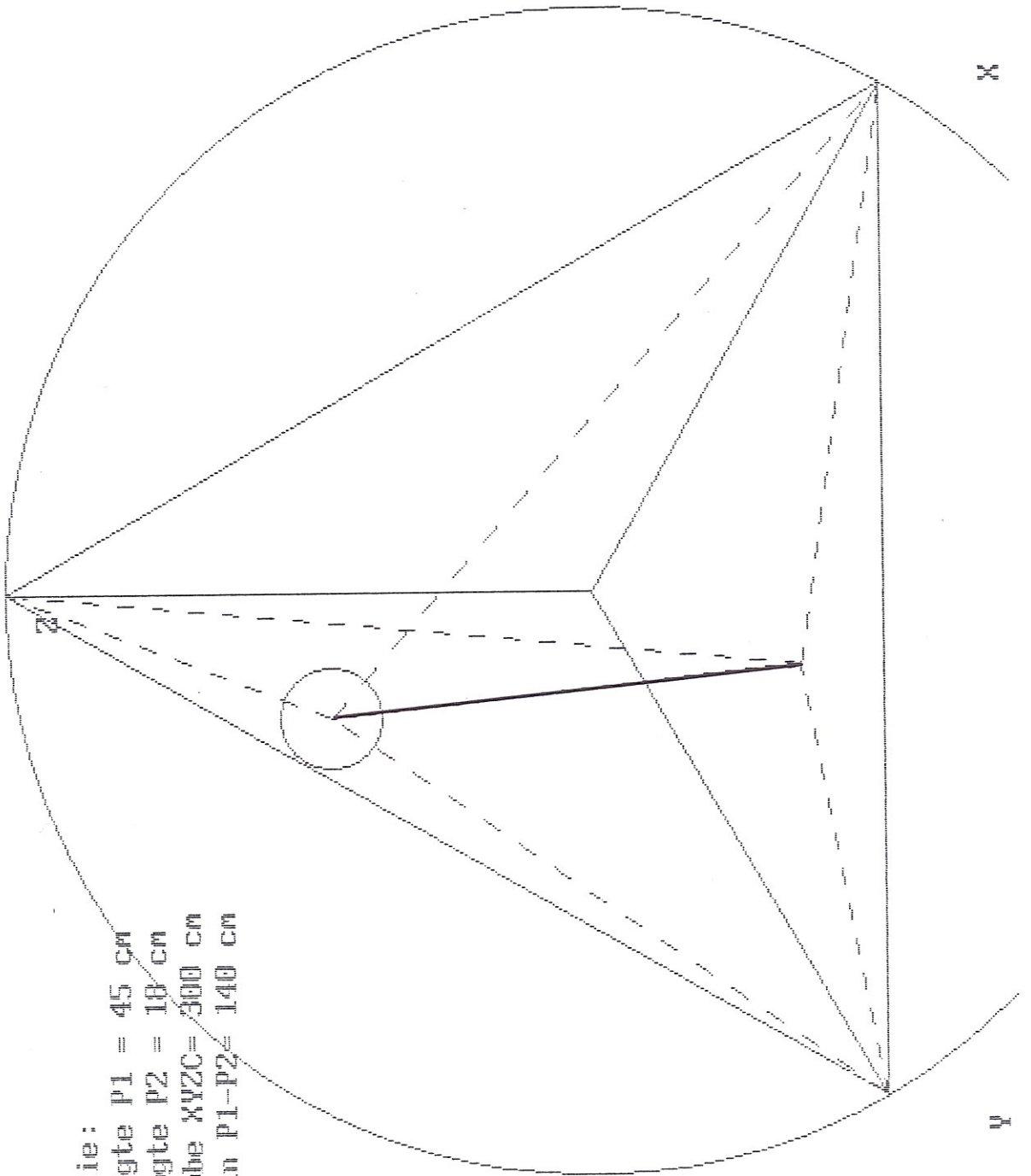
P2(2.5 , 2 , 1 , 2.4)

-Het bewegend object wordt beschouwd als een bol. Het gereflekteerd signaal is een som van 16 sinussen

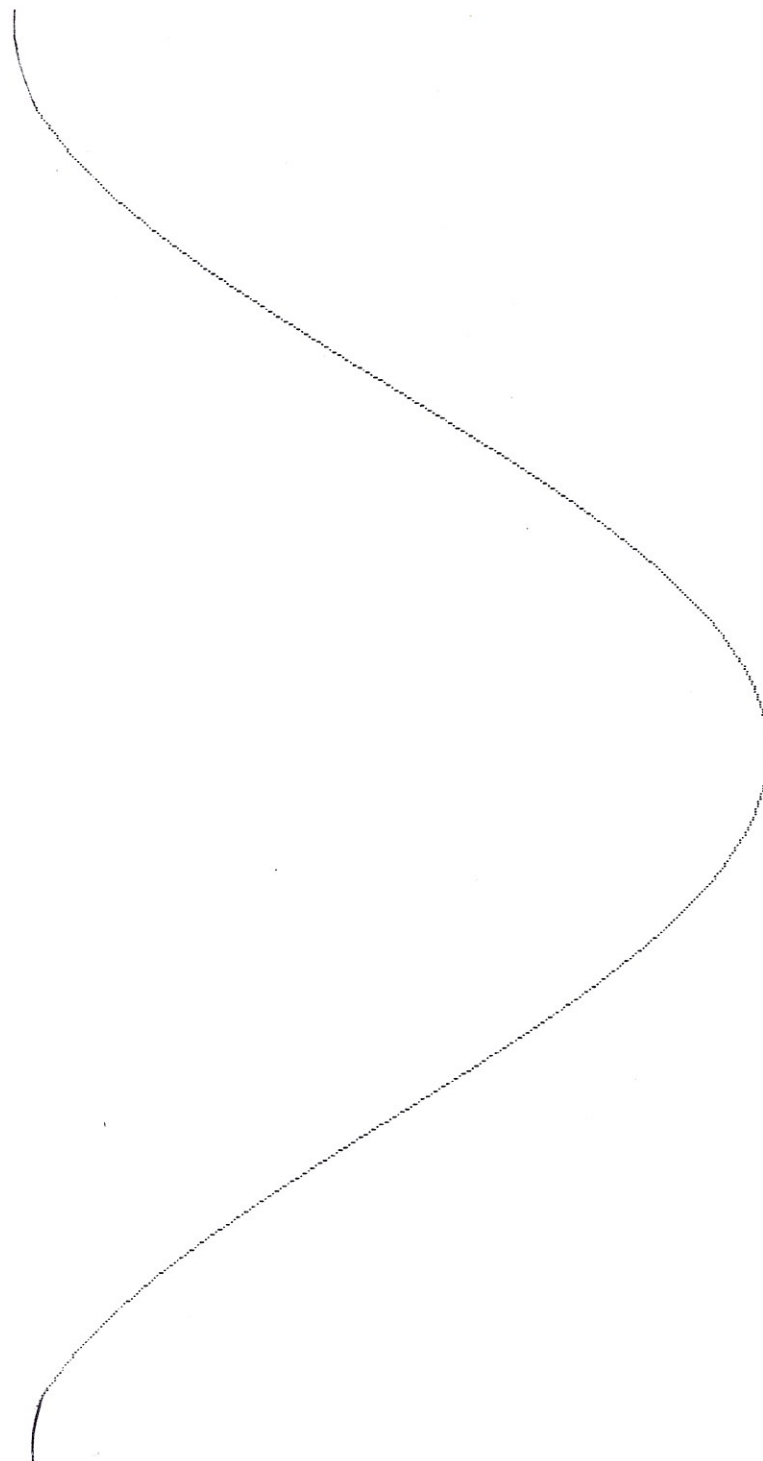
-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz



Projectie:
Hoogte P1 = 45 cm
Hoogte P2 = 18 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baan P1-P2= 140 cm



Beta-functie voor snelheidsverloop

Geef eerste parameter (0-10) ? ? 3

Geef tweede parameter (0-10) ? ? 3

Indien niet o.k., druk de N toets

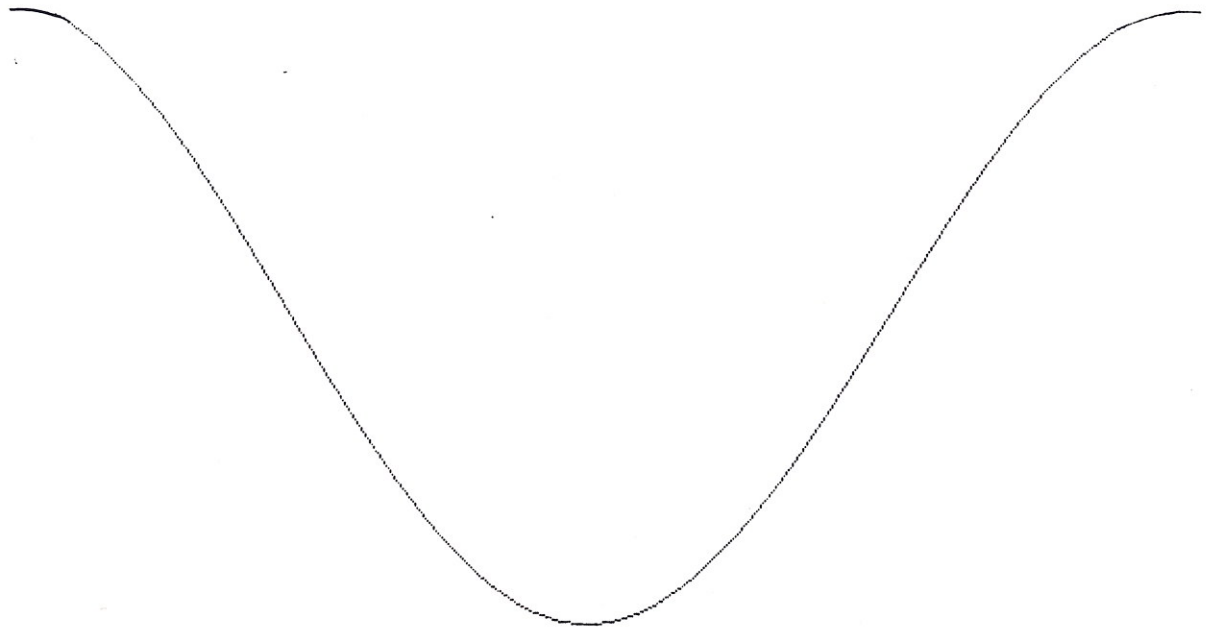
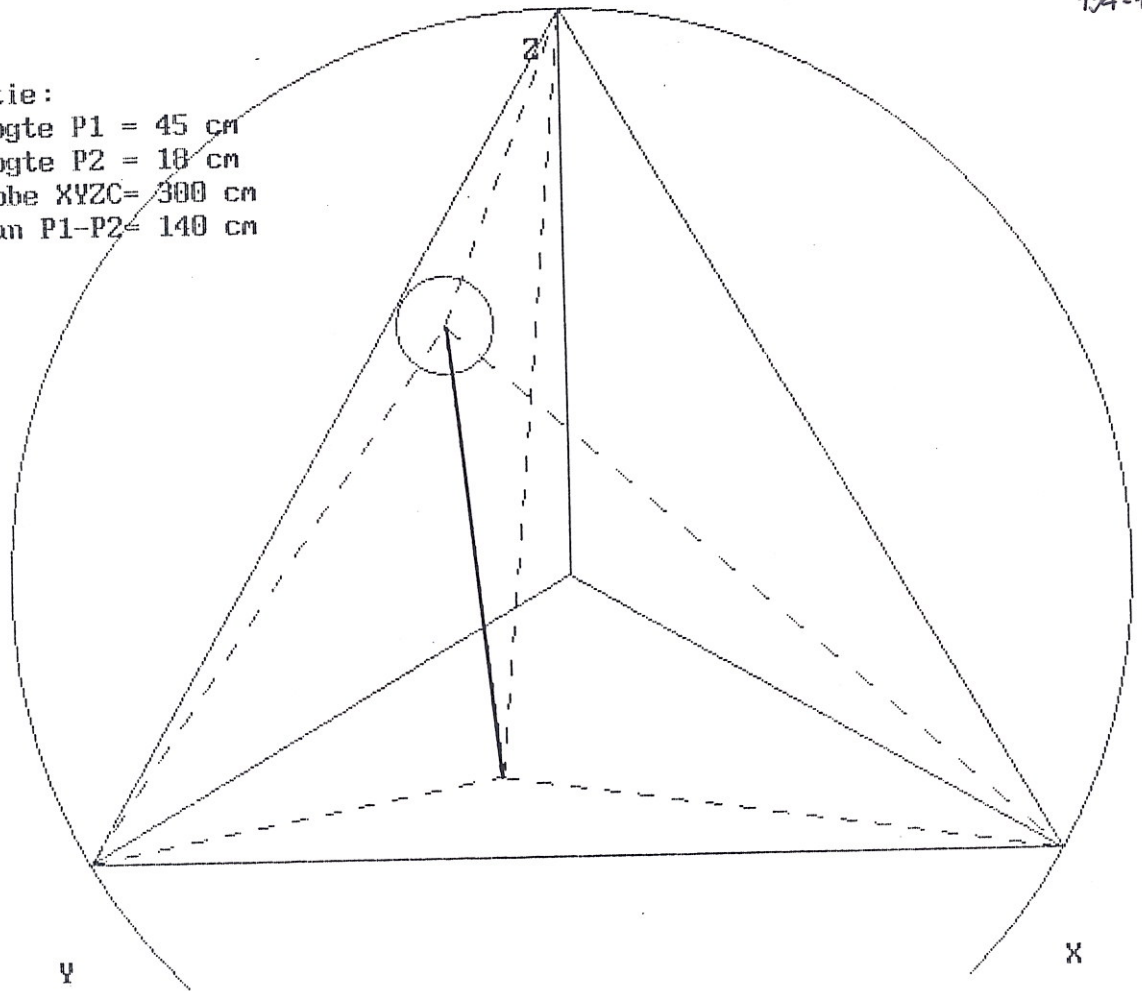
Projectie:

Hoogte P1 = 45 cm

Hoogte P2 = 10 cm

Ribbe XYZC = 300 cm

Baan P1-P2 = 140 cm



Beta-functie voor snelheidsverloop

Geef eerste parameter (0-10) ? ? 3

Geef tweede parameter (0-10) ? ? 3

Indien niet o.k., druk de N toets

KURVES ARIA:

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multiplijer:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

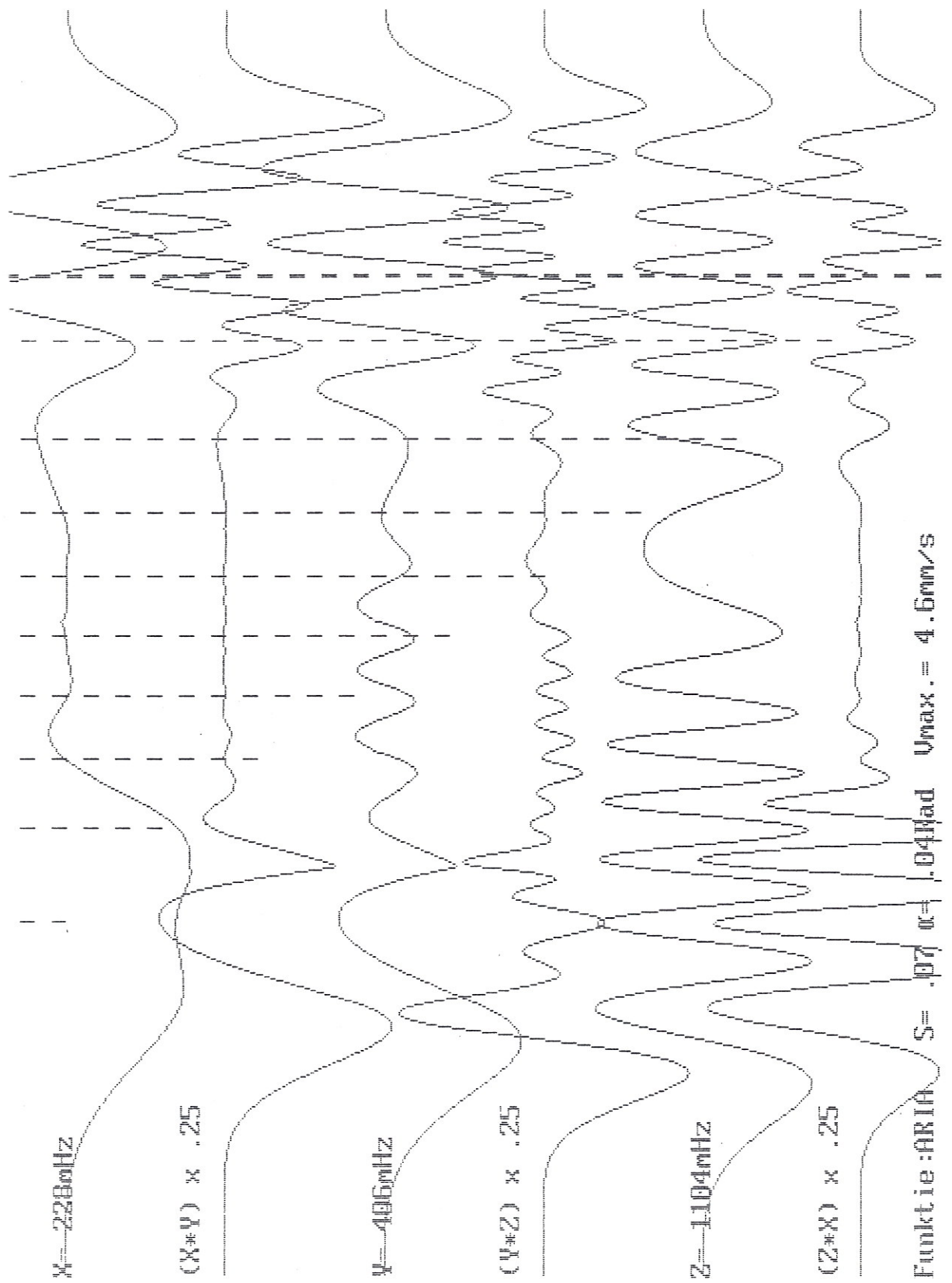
$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfactoren:

Koëfficiënten kurves X, Y, Z = 1

Koëfficiënten kurves XØY, YØZ, ZØX = .25

Opmerkelijk in deze kurves -meer bepaald in die waarin het resultaat van de vermenigvuldigers wordt weergegeven, is de dubbele puls die ontstaat en het gevolg is van de omkering van het verloop van de bewegingssnelheid. Dit resultaat is muzikaal gezien heel erg bruikbaar omdat het snelheidsomkeringen profileert. Hierdoor is het mogelijk de ritmiek van een beweging uit de signalen te distileren.



Wanneer we het resultaat van de vermenigvuldiging integreren, zoals gedaan in volgende curves, wordt dit nog heel wat duidelijker.

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multipliler:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_x \cdot t) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_y \cdot t)$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_y \cdot t) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_z \cdot t)$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_z \cdot t) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot c \cdot F_x \cdot t)$

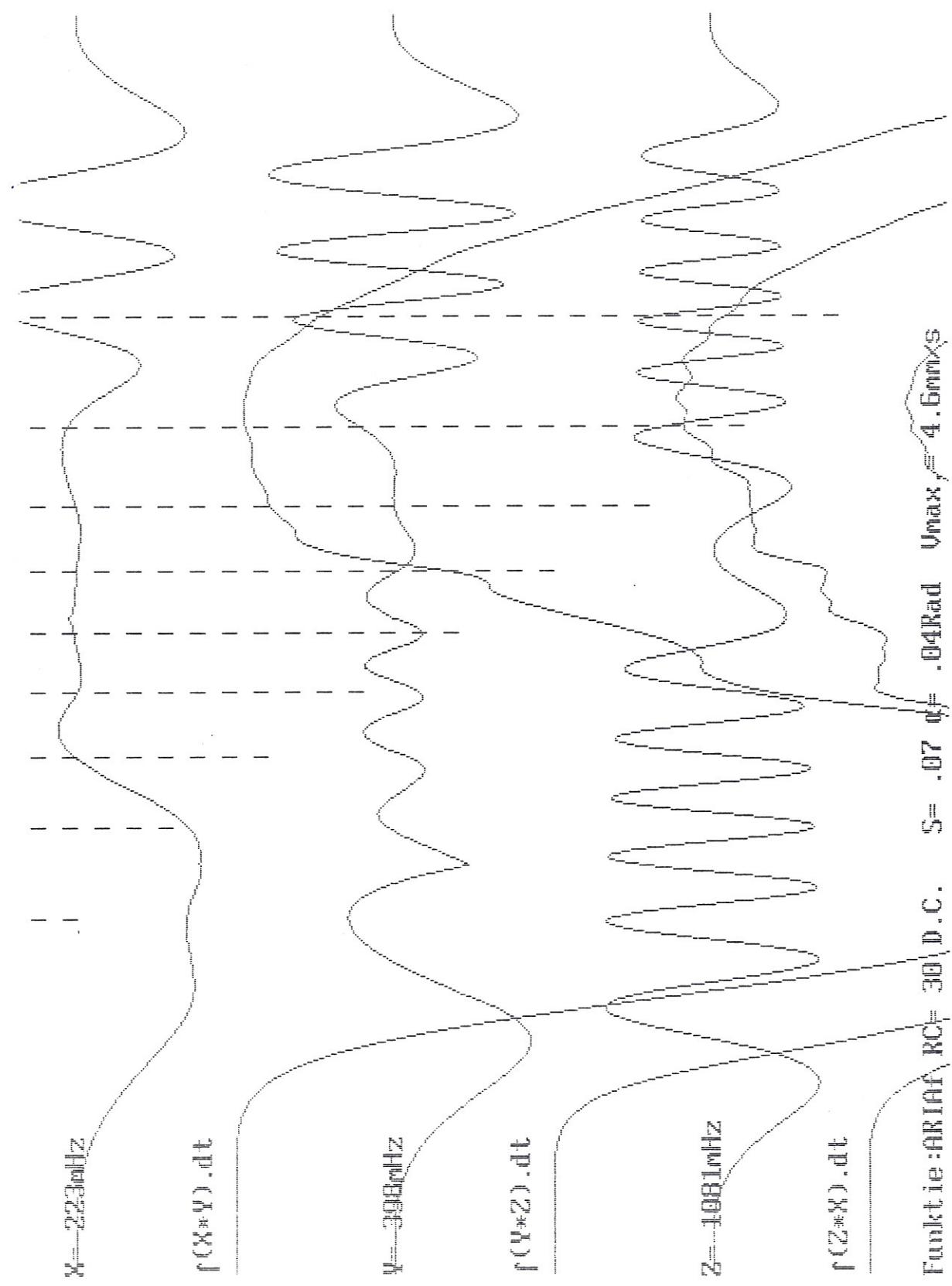
Analoge komputer nabewerking:

INTEGRATIE:

De curves voor X_fY , Y_fZ , Z_fX werden geïntegreerd. De integratie RC-tijdconstante was ingesteld op 30. De curves tonen het verloop van de gelijkgerichte spanning op een condensator. Het elektronisch model is dus dat van een afgevlakte gelijkspanning, onbelast.

Schaalfactoren:

Voor alle curves = 1



X=223mHz

f(X*Y) .dt

Y=398mHz

f(Y*Z) .dt

Z=1081mHz

f(Z*X) .dt

Funktie:ARI1Af RC= 30 D.C. S= .07 dF= .04Rad Umax= 4.5mmXs

234124.2.: TYPE 4 - SUB-TYPE 2 : Perkussieve impuls

Gemeenschappelijke parameters voor deze bewegingssimulaties:

Software versie:

Holosound Simulator V9.3

Eigenschappen van de bewegingsruimte:

Zijde van de ruimte-tetraeder = 3 m
 Straal van de omschreven bol = 1.632993 m

Eigenschappen van het bewegend object:

Straal van het object = 15 cm
 Reflekerend oppervlak = 706 cm²

Eigenschappen van de beweging:

Lengte van de beschreven baan = 51 cm
 Hoogte van het eerste punt t.o.v. XYZ = 90 cm
 Hoogte van het tweede punt t.o.v. XYZ = 44 cm
 De beweging verloopt dalend naar XYZ toe
 De beweging verloopt weg van de zender
 Hoogste bewegingssnelheid = 2 mm/s

De bewegingssnelheid verliep volgens een beta-functie bepaald door de parameters bpfA= 4 en bpfB= 4.

Verloop van de grootte van het bewegend object in de tijd:

De oppervlakte van het lichaam verliep volgens een beta-functie met de parameters bpiA= 4 en bpiB= 4.

Aard van de computersimulatie:

-De beweging verloopt op een rechte bepaald door de twee opgegeven punten met coördinaten P(X,Y,Z,C):
 (de vierde coördinaat wordt berekend)

P1(1.8 , 2.3 , 1.6 , 1.6)

P2(2 , 1.9 , 1.5 , 2)

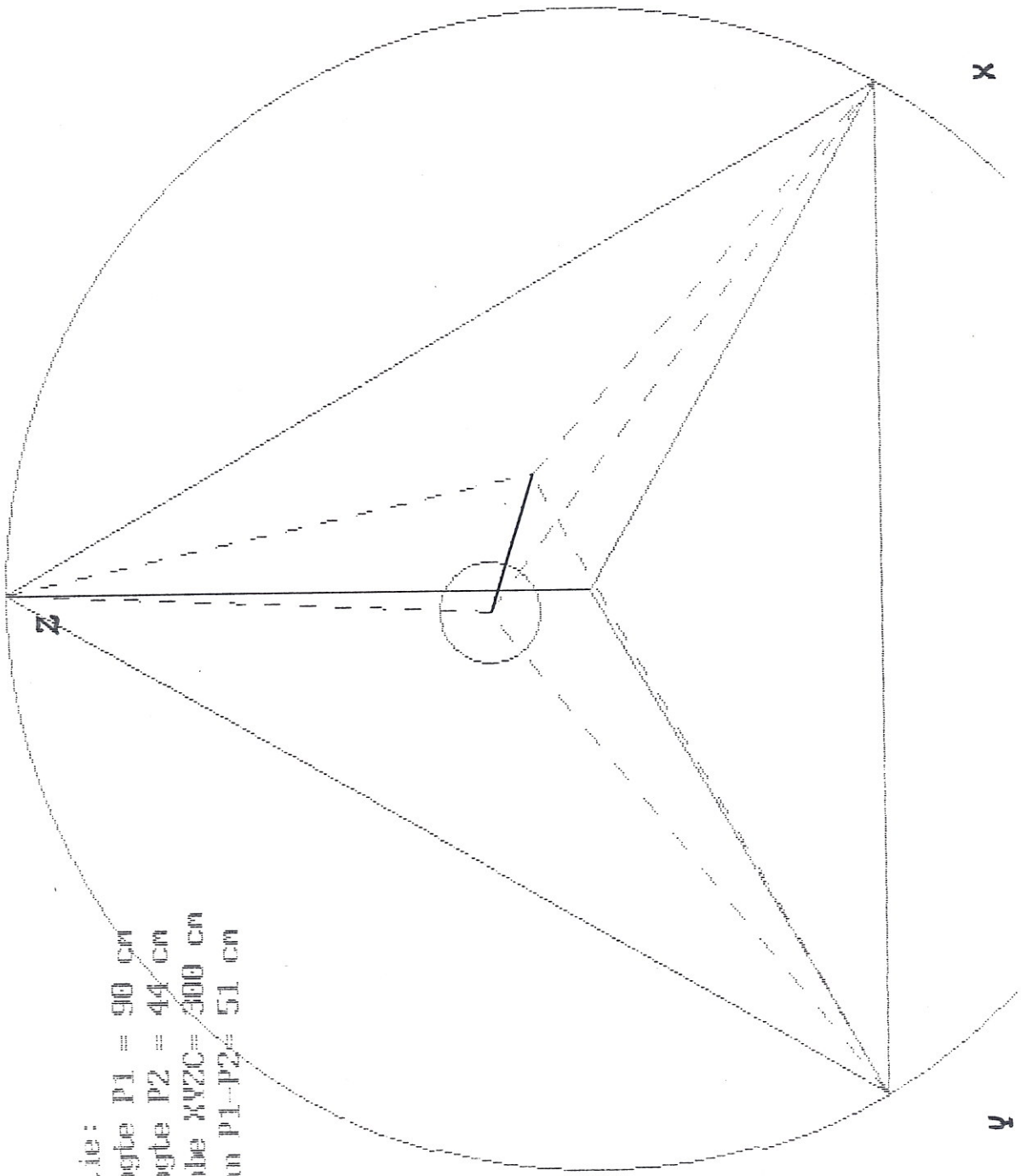
-Het bewegend object wordt beschouwd als een bol. Het gereflekteerd signaal is gesimuleerd als een som van 16 sinussen.

-Konstanten:

Geluidssnelheid = 340 m/s

Ultrasoonfrequentie = 40 kHz

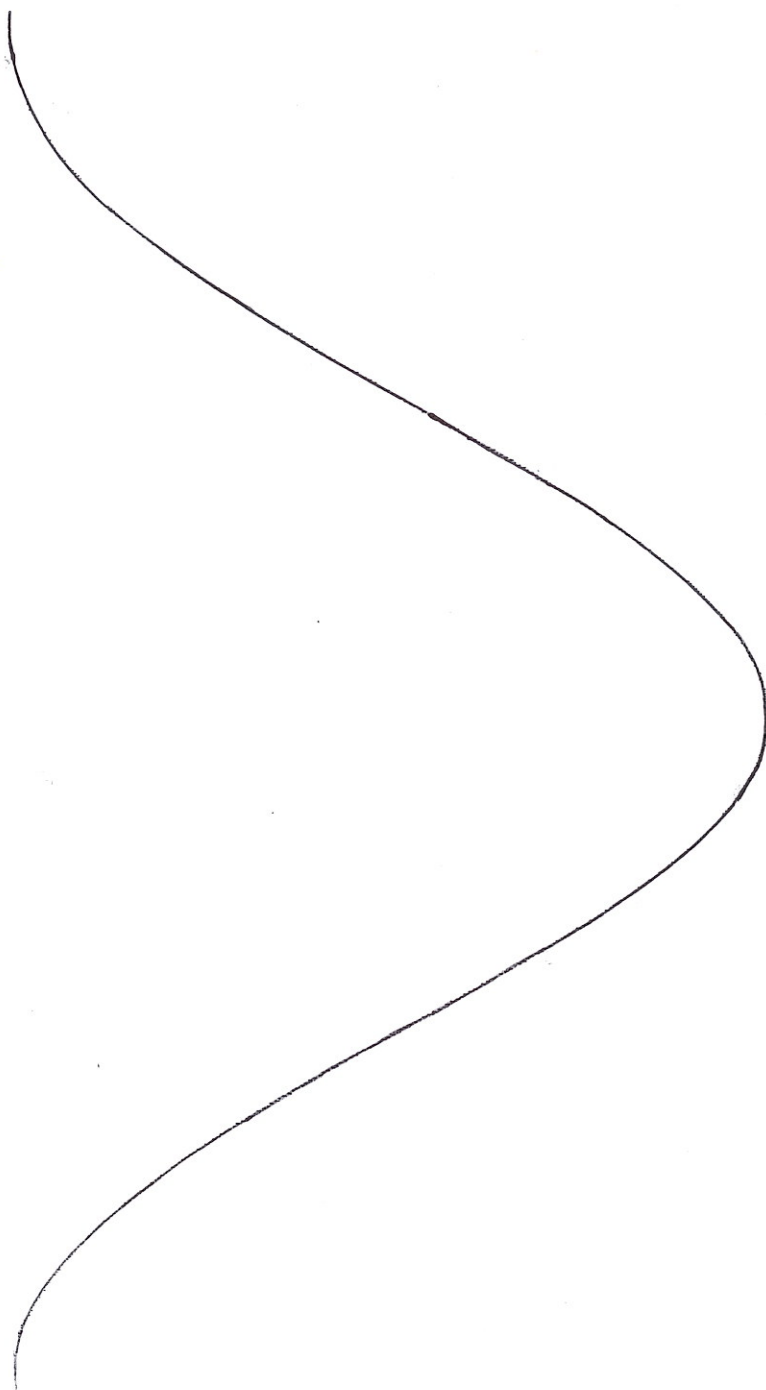
De geprojecteerde beweging op het vlak XYZ geven we op de volgende bladzijde, evenals een grafische weergave van de beta-kurves met parameters 4,4. Voor zowel oppervlakte-verloop als voor snelheidverloop werd eenzelfde curve gebruikt.



Projectie:
Hoogte P1 = 90 cm
Hoogte P2 = 44 cm
Ribbe XYZC= 300 cm
Baas P1-P2= 51 cm

y

z



Beta-functie voor snelheidsverloop

Geef eerste parameter (0-10) ? ? 4

Geef tweede parameter (0-10) ? ? 4

Indien niet o.k., druk de N toets

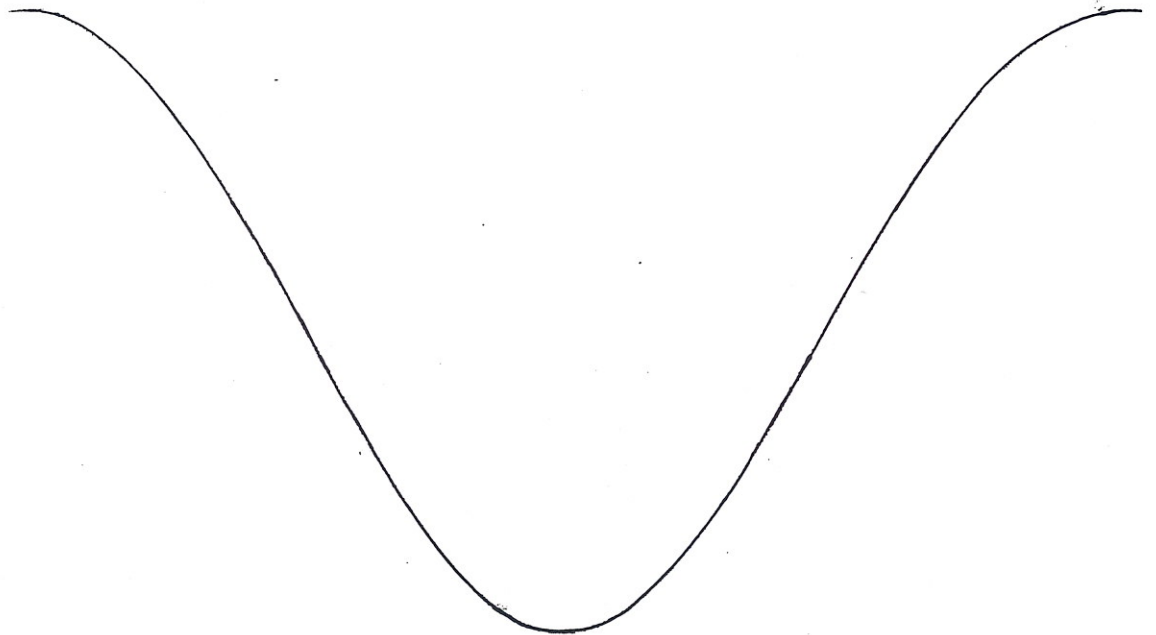
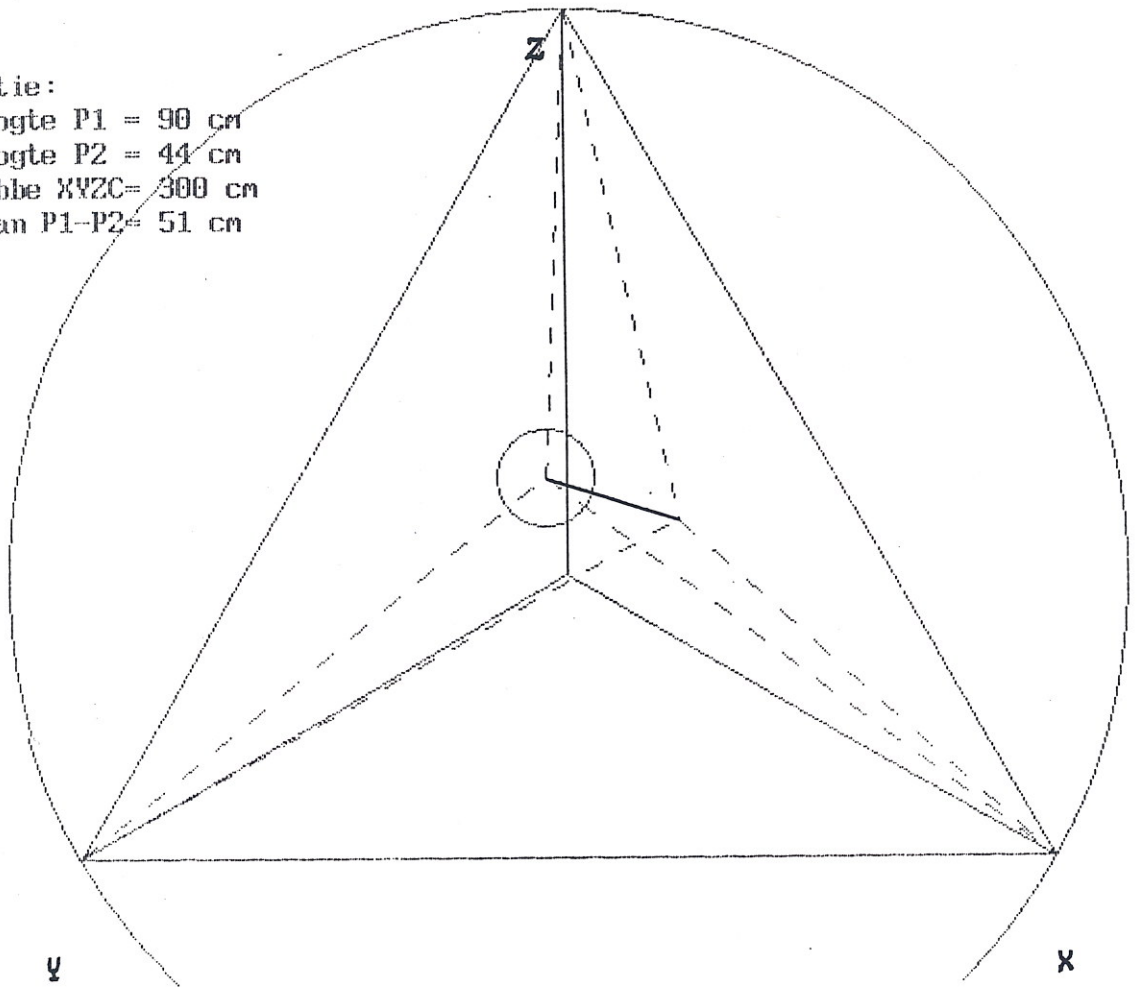
Projectie:

Hoogte P1 = 90 cm

Hoogte P2 = 44 cm

Ribbe XYZC = 300 cm

Baan P1-P2 = 51 cm



Beta-functie voor snelheidsverloop

Geef eerste parameter (0-10) ? ? 4

Geef tweede parameter (0-10) ? ? 4

Indien niet o.k., druk de N toets

KURVES ARII

Specifieke parameters:

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Schaalfactoren:

Koefficient kurve X = .7073771

Koefficient kurve Y = .7141141

Koefficient kurve Z = .7271255

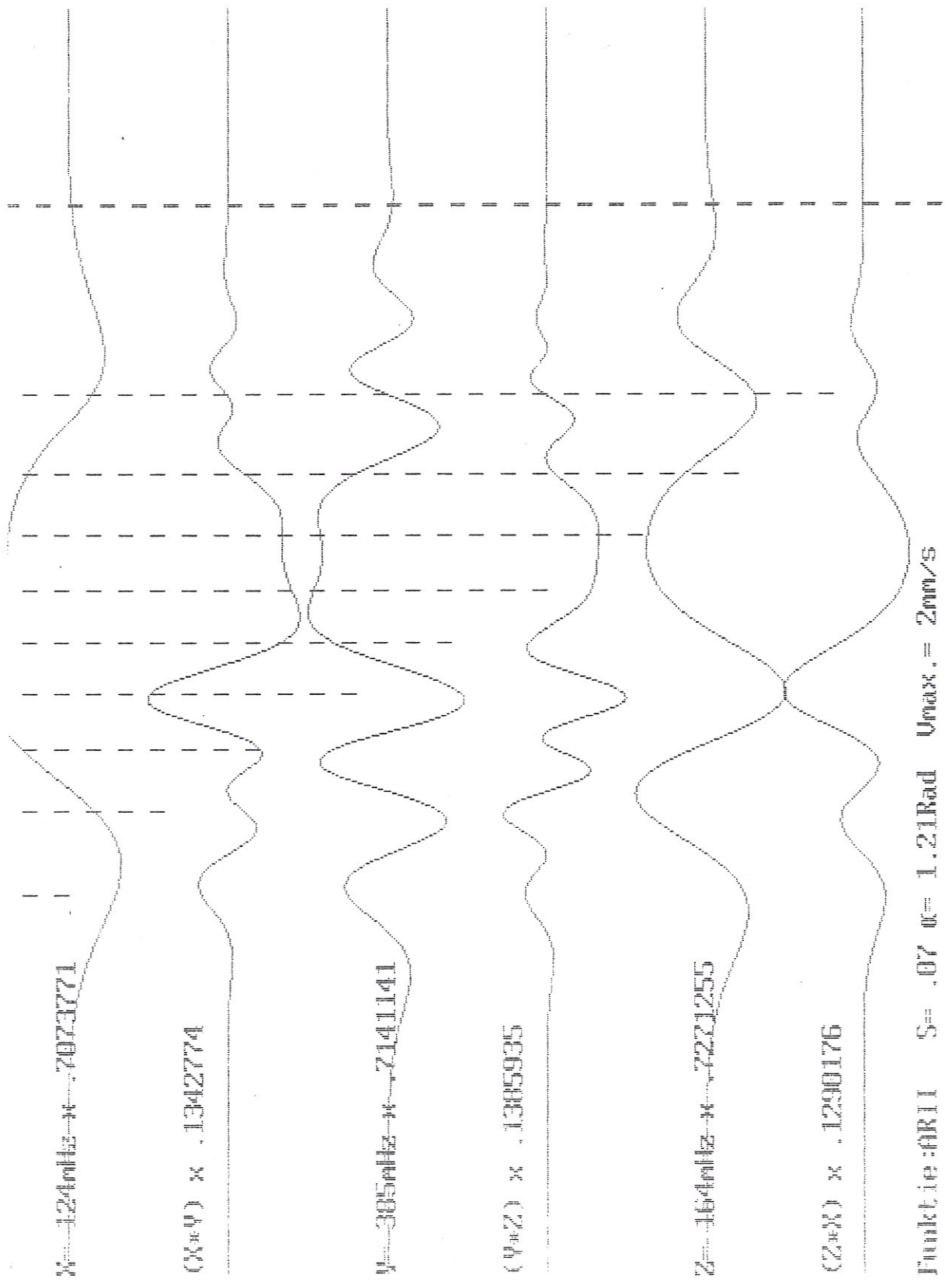
Koefficient kurve X*Y = .1342774

Koefficient kurve Y*Z = .1385935

Koefficient kurve Z*X = .1290176

In tegenstelling tot de curves weergegeven in onze beschrijving van het vorige model, de metrische puls, is hier geen duidelijke dubbele puls meer waar te nemen. Het perkussieve karakter van de beweging blijft behouden in de signalen.

In de fysische werkelijkheid zal de muzikus dit type beweging bijna steeds uitvoeren als een over-en-weer gaande beweging. (Cfr. onze beschrijving van de trommelslag in hoofdstuk 1). De vektoriele richting van de beweging zou hier dus eigenlijk omgekeerd moeten worden op het moment dat de beweging haar hoogste snelheid bereikt. In de huidige versie van onze software kan dit echter niet worden geïmplementeerd doordat we in onze berekeningen de functies met kwadraten implementeerden met uitsluitend reële getallen. Door dit vermijden van imaginaire getallen, zijn negatieve snelheden, negatieve richtingen e.d. niet op eenvoudige wijze te behandelen. We hopen dit in een latere versie van de software toch te kunnen voorzien. Overigens zal dergelijke uitbreiding geen principiële wijzigingen veroorzaken aan de besluiten die we menen te mogen trekken uit de hier naar voor gebrachte resultaten.



De omhullende van de slag -in de input van het programma bepaald door een beta-kurve met parameterkoppel 4,4- kan gerekonstitueerd worden, zoals tevoren, via integratie van het vermenigvuldigd signaal, zoals moge blijken uit volgende kurve:

Kurves ARIIf-DC:

Specifieke parameters:

Hoogste bewegingssnelheid = 1.9 mm/s

Analoge komputer patches:

Multiplier:

$(I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t)) \cdot (I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t))$

$(I_y \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_y \cdot t)) \cdot (I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t))$

$(I_z \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_z \cdot t)) \cdot (I_x \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_x \cdot t))$

Analoge komputer nabewerking:

INTEGRATIE:

De kurves voor X*Y, Y*Z, Z*X werden geïntegreerd. De integratie RC-tijdconstante was ingesteld op 35. De kurve toont het verloop van de gelijkgerichte spanning op een condensator. Het model is dat van een afgevlakte gelijkspanning, onbelast.

Schaalfactoren:

Koëfficiënt kurve X = .5

Koëfficiënt kurve Y = 1

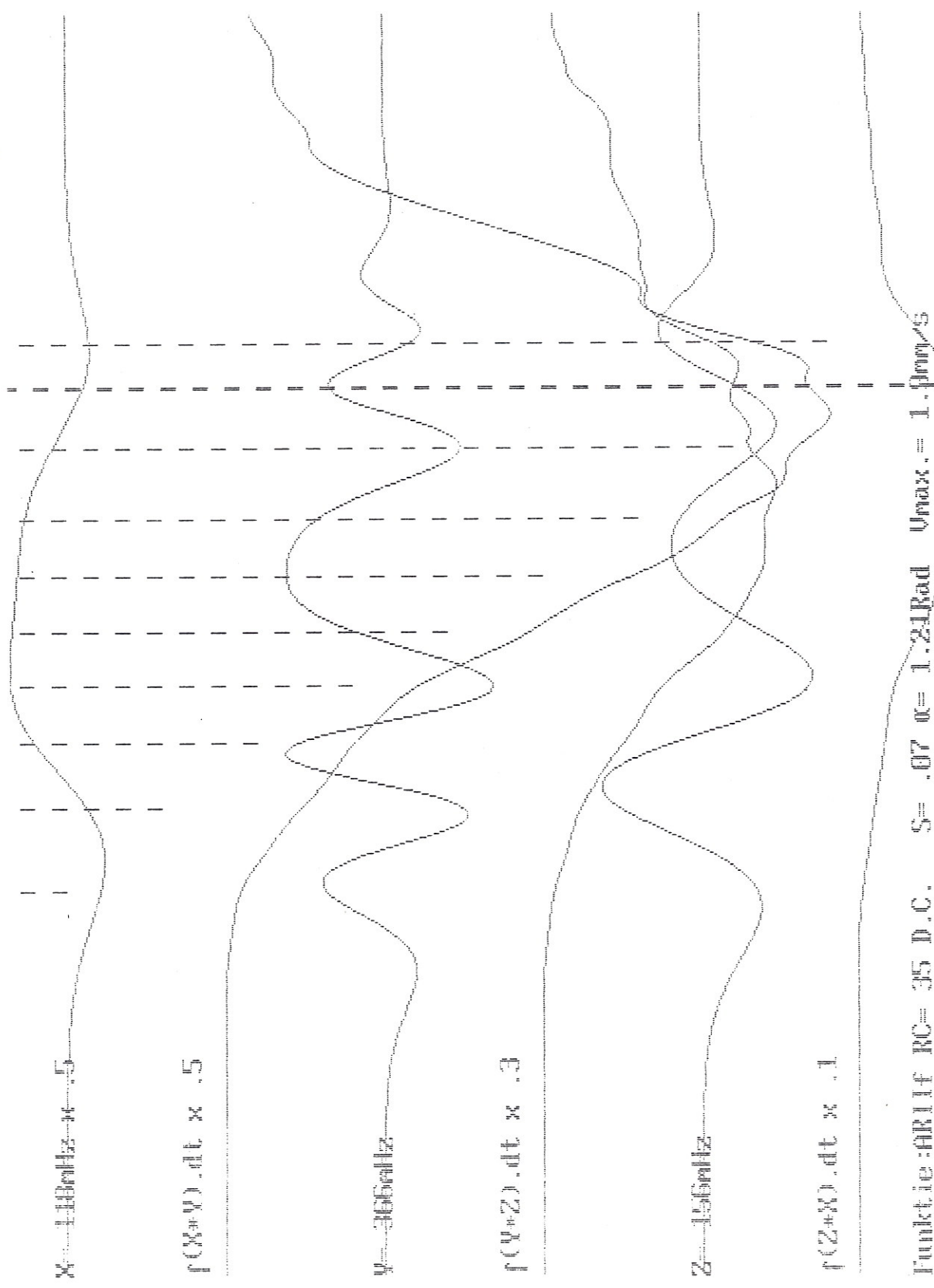
Koëfficiënt kurve Z = 1

Koëfficiënt kurve X*Y = .5

Koëfficiënt kurve Y*Z = .3

Koëfficiënt kurve Z*X = .1

Omdat de 'muzikale' representatie hier perfekt het frekwentieverloop van de doppler-tonen duidelijk maakt, geven we hier opnieuw een 'driestemmige partituur' gemaakt vanuit de X,Y,Z kurves.



2.3.4.2: Metingen

2.3.4.2.1.: Oscilloskoop-afdrukken

Om technische redenen hebben we afgezien van onze oorspronkelijke bedoeling, op deze plaats uitgebreid verslag te geven van de 'elektronische werkelijkheid' zoals we die te zien krijgen op het scherm van onze oscilloskoop. Van onze H.F.-oscilloskoop konden we zonder grote investeringen op fototechnisch vlak geen schermafdrucken maken, terwijl anderzijds de komputer L.F.-skoop waarover we beschikken een veel te beperkte bandbreedte (de bemonsteringsfrequentie is hooguit 20kHz) heeft om op een relevante wijze signalen op papier te brengen.

We hopen dat de lezer zo welwillend zal zijn ons op ons woord te geloven wanneer we stellen dat de op het oscilloskoopscherm toonbare curves in zeer hoge mate overeenkomen met de door onze simulator geproduceerde signalen. Overigens kunnen we dit ten allen tijde in het laboratorium demonstreren, en bovendien steunt de praktische uitwerking zoals we die beschrijven in het volgende hoofdstuk, geheel op deze analyses.

2.3.4.2.4.: Overige meetgegevens:

Gemeten ruisspanning op de uitgang van de analoge komputer:

- GMP configuratie : 10mV_{pp}
- MMP configuratie : 6mV_{pp}

Deze meting gebeurde bij een opstelling van zender en ontvangers op de hoekpunten van een denkbeeldige tetraeder en -uiteraard- bij afwezigheid van enige beweging en luchtverplaatsingen in de ruimte.

De maximale uitgangsspanning van de analoge komputer -ingesteld als vermenigvuldiger zonder verdere nabewerking- (behalve uiteraard de filtering van niet relevante frequentiegebieden) bij volledige uitsturing door de bewegingsdetektoren is:

$$U_{pp} = 26V \quad \text{of} \quad 9.12V_{rms}$$

Hieruit kunnen we de 'technische' signaal-ruis verhouding berekenen via $S/R = 20 \log(U_o/U_r)$ wat volgend resultaat oplevert:

Signaal/Ruisverhouding: MMP \leq -72dB
GMP \leq -68dB

Deze metingen werden uitgevoerd gebruik makend van de oscilloskoop.
De precisie is dan ook niet erg groot (ca. 20% fout).

Hierbij moet opgemerkt worden dat -overeenkomstig de gegevens van de fabrikant (Analog Devices) van de gebruikte multiplier-chips, alleen de juistheid van de berekening binnen 1% in het bereik 20V_{pp} gegarandeerd wordt. Bovendien is de meetsituatie uiteraard laboratorium-matig. In de concertante werkelijkheid is

er nooit zoiets als een bewegingsloze omgeving, al was het maar omdat een publiek nooit echt helemaal stilzit. We hebben ook in praktische omstandigheden, het 0-signaal, of het ruisniveau gemeten, en kwamen daarbij tot volgende richtwaarden:

Praktische ruisspanning: $MMP \approx 110mV_{pp}$

$GMP \approx 150mV_{pp}$

Wanneer we dit alles eveneens in rekening brengen, dan wordt onze praktisch bruikbare signaal/ruisverhouding (of dynamiek) bij toepassing in publieke concertvoorstellingen:

$MMP \leq -45dB$

$GMP \leq -42dB$

Technisch gesproken zijn we heel tevreden met dit resultaat, omdat het een oplossend vermogen mogelijk maakt van bijna 8-bits, een waarde dus die in dezelfde grootte-orde ligt van 'normale' muziekinstrumenten. Ook blijkt in de praktijk dat het niet erg veel zin heeft enorme inspanningen te doen om de technische kwaliteit inzake dynamiek nog verder op te drijven, aangezien de ruisbijdrage voortkomend van praktische gebruiksomstandigheden een faktor 10 groter blijkt te zijn dan die van de gebruikte hardware.

2.4: Artistieke presentatie als muziektheater

Van instrument naar kompositie ...

Het is fascinerend te zien en te horen hoe zelfs de geringste trilling van een vingerkootje de hier gebruikte ultrasone geluidsgolven blijken te beïnvloeden en hoe ze verschiltönen produceren die binnen het hoorbereik vallen. Op die manier is beweging niet langer alleen zichtbaar, maar is ze ook letterlijk hoorbaar geworden. Het instrument, eens de eerste prototypes werkten, leidde me, samen met mijn partner in het Logos-Duo, Moniek Darge, als het ware op een evidente wijze en vanuit zijn fascinerende eigenschappen tot het gelijknamige en uiteraard multi-mediale muziekstuk.

De ruimte tussen de zender en de ontvangers leek ons als het ware behekst.

Een viervlak of tetraeder werd de imaginaire ruimtelijke figuur, die deze zender en ontvangers met elkaar verbindt. De behekste ruimte werd verder ook gesymboliseerd door twee rode concentrische cirkels op de grond, die de in- en omgeschreven bollen van de tetraeder visualiseren.

Zodra de heksenkring wordt betreden, treedt de apparatuur in werking en wordt beweging geluid.

De uitvoerder 'danst' niet alleen maar kreeert tegelijkertijd zelf de muziek, want iedere verandering van snelheid en bewegings-richting zorgt voor toonhoogte- en geluidsterkte variaties. De drie signalen die opgevangen worden door de ontvangers, zijn immers elk volgens een andere vektor afhankelijk van de bewegingssnelheid en energie, zodat de uitvoerder eens binnen de heksenkring, een werkelijk onzichtbaar muziekinstrument lijkt te bespelen.

De tweede speler -en dat werd bijna als vanzelfsprekend mijn eigen rol- die roerloos buiten de cirkel achter de elektronische apparatuur zit, mengt deze drie signalen in onderling regelbare sterkteverhoudingen. Hij gebruikt dit mengsignaal als frekwentiemodulatie-signaal voor de ultrasoonzender, met als resultaat dat er zgn. staande golven worden opgewekt. Deze golven zijn hoorbaar als geluiden die typisch en uniek zijn voor die bepaalde ruimte terwijl zij tevens op een spookachtige manier variëren naar gelang de omgevingsakoestiek.

Het complexe oscillatiesysteem, dat binnen de eerste heksenkring wordt gebruikt, laat aldus toe een relevant akoestisch bewegingshologram te realiseren, wat bijvoorbeeld middels fotocellen of soortgelijke optische systemen niet kan.

Sinister en dreigend evenwel lokt de magische aantrekkingskracht van het centrum de performer. En uiteindelijk wordt ook de tweede cirkel betreden.

Een duivels metaalachtig geraas bestraft de indringer. Het helse kabaal wordt veroorzaakt door de drie versterkte signalen die hiertoe elk afzonderlijk in een transducer worden gestuurd. Hun trillingen worden overbracht op bandveerstaal (Hasberg-meetlint) dat op zijn beurt de trillingen doorgeeft aan vier nieuwe trillingsopnemers.

De signalen van deze trillingsopnemers worden nu versterkt, bewerkt door een komputergestuurde "modulo-N deler/vermenigvuldiger" en gemengd met het oorspronkelijk signaal. Een deel van het signaal wordt rechtstreeks hoorbaar gemaakt, een ander deel wordt teruggestuurd naar de trillingstransducers. Door deze opstelling wordt een tweede meer-dimensioneel trillingssysteem gerealiseerd.

Een kringloop van duivelse klanken.

De performer zit letterlijk vastgeketend aan het geluid en stort machteloos neer in het centrum van de magische sferen, om als een phoenix uit vuur en as te herrijzen.

En, met dit 'plot' of noem je zoiets nu 'libretto', is tevens ook de gehele partituur niet alleen beschreven maar ook geschreven. De verklanking is immers *in* het instrument ingebouwd.

2.5 Een eerste midi-implementatie

2.5.1- Holosound: Midi-versie

Gezien de vrij grote internationale belangstelling voor het hiervoor beschreven Holosound systeem, en ingaand op heel wat vragen van bevriende musici in die zin, bouwden we uitgaand van de bestaande front-end componenten voor Holosound, in 1987, ook een eerste experimentele 'MIDI'-versie.

Lange technische discussies met vooral Joel Chadabe, komponist en tevens ook directeur van het softwarebedrijfje 'Intelligent Musical Systems', hebben geleid tot het vaststellen van de wenselijke specificaties voor het gebruik van Holosound als midi-controller.

Joel Chadabe was hoogleraar aan de Buffalo State University, maar gaf zijn positie op om zich in het meer lukratieve ontwikkelen van software voor musici te storten.

- De output van het toestel diende data te zijn in het gestandaardiseerde midi-formaat, dus, status-byte + kanaalinformatie (8-bits) gevolgd door data (1 of 2 7-bit bytes). In deze implementatie worden dus niet de verschillen rechtstreeks hoorbaar gemaakt, maar komen zij als reeksen numerieke waarden op de midi-uitgang beschikbaar om andere klankopwekkings- of verwerkingsapparatuur aan te sturen.

Deze holosound implementatie presenteerden we in een technisch paper en technische demonstratie op de 'International Computer Music Conference' in Keulen in september 1989.

Voor de omzetting wordt uitgegaan van de hiervoor beschreven analoge komputer blokkendoos-schakeling. Uit de drie door de analoge komputer geleverde signalen worden telkens twee voor gebruik als controller relevante parameters (intensiteit en frekwentiedichtheid) in digitale vorm omgezet. Voor wat betreft de intensiteit gebeurt dat in het ontwerp door het signaal in hardware te integreren, waarna de omhullende overblijft, en het dan via eenvoudige ADC's met een resolutie van 8 bits om te zetten. De frekwentiedichtheid -deze term past hier beter dan 'frekwentie' gezien het kleurruiskarakter van het signaal- wordt uit het signaal afgeleid door het eerst te differentieren en om te zetten in een reeks pulsen, die dan worden geteld. Men merke wel op dat het hier absoluut niet om een periodiek verlopend signaal gaat. Het teller-rezultaat - dat steeds waarden tussen 0 en 127 oplevert omwille van de midi-kompatibiliteit- is dan direkt als digitale informatie beschikbaar. Alle digitale signalen hebben een resolutie van 7 bits. Voor de ADC's wordt het LSB dus niet gebruikt. Hiervoor werd geopteerd omdat dit een erg eenvoudige aanpassing aan het midi-kommunikatieprotokol mogelijk maakt. In totaal levert deze holosound-midi-converter dus een reeks van 6 bytes van 7 bits en wel als volgt:

```
byte 1 : pitch counter value 0 - 127 channel 1
byte 2 : intensity value      0 - 127 channel 1
byte 3 : pitch counter value 0 - 127 channel 2
byte 4 : intensity value      0 - 127 channel 2
byte 5 : pitch counter value 0 - 127 channel 3
byte 6 : intensity value      0 - 127 channel 3
```

Om eenvoudige interfacing naar bestaande apparatuur mogelijk te maken voorzagen we in het ontwerp 10 supplementaire bytes die door het interface kunnen worden uitgestuurd en waarvan de inhoud vrij bepaald kan worden door programmering in een Eprom.

Volgende output-sekwens kon dan ook heel eenvoudig geïmplementeerd worden:

```

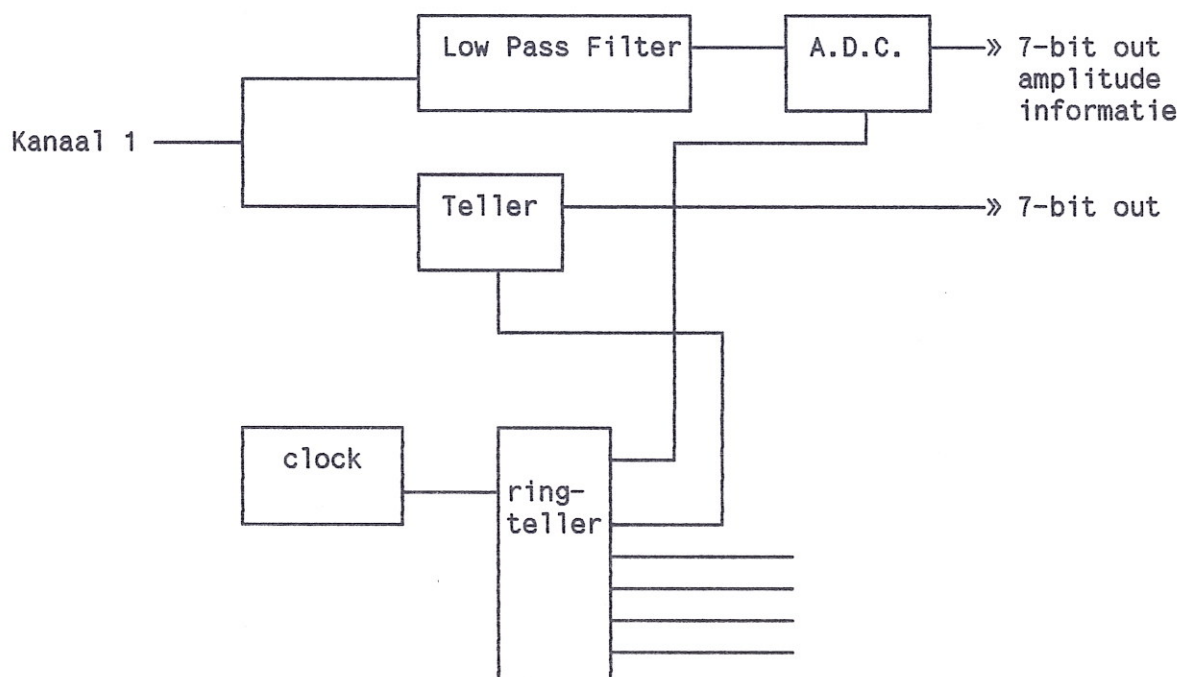
byte 1 : ROM-based   &HC0   programm change channel 1
byte 2 : ROM-based   &Hxx   programm number
byte 3 : ROM-based   &H90   NOTE ON info channel 1
byte 4 : converter   pitch-byte channel 1
byte 5 : converter   intensity-byte channel 1
byte 6 : ROM-based   &HC1   programm change channel 2
byte 7 : ROM-based   &Hxx   programm number
byte 8 : ROM-based   &H91   NOTE ON info channel 2
byte 9 : converter   pitch-byte channel 2
byte 10: converter   intensity-byte channel 2
byte 11: ROM-based   &HC2   programm change channel 3
byte 12: ROM-based   &Hxx   programm number
byte 13: ROM-based   &H92   NOTE ON info channel 3
byte 14: converter   pitch byte channel 3
byte 15: converter   intensity byte channel 3
byte 16: ROM-based   &HFF   not used

```

De volgorde waarin de bytes worden uitgestuurd kan eenvoudig via de hardware worden ingesteld. (middels jumpers op het PC-board). Alle dataverwerking in het interface systeem verloopt volledig synchroon met de 1 MHz klok, waaruit ook de midi-baud-rate wordt afgeleid.

De tijd die het interface nodig heeft om een cyclus van 16 bytes uit te sturen is 64ms. Dit komt neer op een midi-informatie verversingstempo van maximaal 15.6 keer per seconde.

Blokschematisch gezien is het interface opgebouwd als volgt :



De ingangssignalen zijn afkomstig van de drie audiokanalen die beschikbaar zijn uit de hiervoor beschreven apparatuur voor Holosound, de analoge computerschakeling dus. Gezien de non-periodiciteit van de opgewekte signalen kon geen gewone frekwentiemeting worden toegepast, maar gebruikten we een teller die synchroon met de uitgangen van de ringteller (1/8ste van de klokfrekwentie dus) wordt gereset en met tellen herbegint. De ADC wordt hier gestuurd door een low pass-filter dat eigenlijk als enveloppe follower werkt (de afsnijfrekwentie is in de orde van de 0.2 Hz). Ook deze ADC wordt door de ringteller gestart en gereset. De zes 7-bits parallelle uitgangen samen met 10 in EPROM-vastgelegde bytes worden dan om beurten naar een UART gestuurd die er een serieel midi-signaal van maakt.

2.5.2 - Evaluatie en kritiek

Hoewel we enorm veel tijd en energie staken in de ontwikkeling van dit ontwerp, hebben we er nooit ook maar enige artistieke toepassing voor gevonden. Het was en bleef een speeltuig, dat door het bijna banale en al te voorspelbare van zijn klankresultaat door mij als speelgoed werd ervaren.

Een van de vele problemen met deze, volledig in hardware gerealiseerde omzetting van holosound informatie naar midi-bytes, bleek de uiterst geringe flexibiliteit van het systeem te zijn. Althans, voor niet hardware-technisch competente gebruikers. In het jargon noemt men dit *user-friendly*... Estetische ingrepen op het resultaat zijn hier alleen mogelijk wanneer we de midi-output van de schakeling, via een komputer verder algoritmisch en kompositorisch gaan verwerken. Maar dit vertraagt de werking van het systeem aanzienlijk. Immers de data worden als MIDI-bytes ingelezen, verwerkt en opnieuw als MIDI-gegevens uitgestuurd. De hele reden om het interface rechtstreeks MIDI-informatie te laten genereren vervalst dan immers.

Gepoogd werd de midi-bytes te gebruiken als een 'controller' zoals een pitch-bend wheel, een portamentopedaal... een toepassing waarvoor minimale wijzigingen in de inhoud van de EPROM volstonden. Dit leverde echter nogal wat problemen op met de integratie met andere apparatuur. Immers midi-datastromen dienen zich te houden aan een strikt vastgelegd serieel protocol, waardoor bvb de data-sekwens kanaal/noot-aan , noot-byte, aanslag-byte, niet mag onderbroken worden door bytes afkomstig van een of andere 'controller'. Het bleek voor dergelijke toepassingen noodzakelijk een 'intelligente' midi-combiner-schakeling toe te voegen. De esthetische eenvoud van het ontwerp kwam daardoor in het gedrang. Immers zo'n 'combiner' is op zich een kleine computerschakeling, die alweer een extra brok hardware én software omvat. Er moet dus geprogrammeerd worden... De overgang naar een volwaardige komputerversie drong zich op.

Om aan de vele bezwaren verbonden aan deze eerste hardwarematige digitale implementatie te verhelpen ontwierpen we dan in 1991/1992 een volledig nieuw 'dedicated computer-system' dat alle door voorgaande schakeling uitgevoerde omzettingen in software realiseert en bovendien tegelijkertijd voor de kompositorische verwerking instaat. Maar, dit vormt het

onderwerp van ons derde hoofdstuk.
Foto van de gerealiseerde gedrukte schakeling voor de Holosound-
midi konverter:

Foto van de analoge komputer zoals gebruikt in de kompositie
'Holosound' (versie 1987).

2.6.: Besluit:

We menen in dit hoofdstuk de doelen 1 tot 6 gesteld bij het begin ervan te hebben gehaald.

Bovendien hopen we erin te zijn geslaagd de lezer ervan te overtuigen dat de door ons ontwikkelde muziektechnologie in staat is van een motorische beweging de globale essentiële parameters bewegingsmassa en bewegingssnelheid vektorieel te korreleren aan een audiosignaal. Vooral het idee om deze parametrische analyse uit te voeren met behulp van een analoge komputer -meer bepaald een analoge vermenigvuldiger- kan een bijdrage zijn tot de bruikbaarheid van de beschreven technologie voor het wetenschappelijk onderzoek naar motorische expressie.

De beschreven technologie voldoet principieel aan de eisen inzake resolutie, geformuleerd in ons eerste hoofdstuk.

Beschouwd als muziekinstrument is 'Holosound' een mislukking omdat de erdoor voortgebrachte geluiden **niet** de minste programmeerbaarheid hebben en bovendien dermate specifiek zijn (ruisbanden) dat ze los van de artistieke toepassing die wij ermee uitwerkten, op geen enkele meer algemene organologische bruikbaarheid kunnen bogen.

Onze praktische ervaring met Holosound, die overigens volledig bevestigd wordt door de analytische curves voortgebracht door onze simulator, toont aan dat een eenvoudige parametrisch korrelerende omzetting van niet-positionele motorische parameters in geluidsparameters, niet leidt tot op zichzelf staande muzikale expressie. Een klankopname van Holosound is dan ook volstrekt ongenietbaar. Dit wordt in ons volgend hoofdstuk verder -in positieve zin dan- uitgewerkt.