

TECHNISCHE HOGESCHOOL DELFT
Afdeling der Elektrotechniek

Aard : Afstudeerverslag
Omvang : 184 pagina's
Datum : september 1984

Vakgroep : Transmissie van Informatie

Codenummer : 05-1-565-28-229

Auteur : A.A.M. van der Krogt

Titel : ONDERZOEK NAAR DE MOGELIJKHEID VAN
AZIMUTHALE RESOLUTIEVERBETERING BIJ
DELFT ATMOSPHERIC RESEARCH RADAR

Afstudeerhoogleraar : Prof. ir. E. Goldbohm

Afstudeermentor : Ir. J.S. van Sinttruyen

Inhoudsopgave

	Samenvatting	4
	Symbolenlijst	5
1	Inleiding	7
2	Probleemstelling	9
3	Radarsysteem	13
3.1	Plaats van de digitale signaalbewerking binnen een radarsysteem	13
3.2	Verband tussen de belichtingsfunctie en het stralingsdiagram	15
4	Delft Atmospheric Research Radar	22
4.1	Inleiding	22
4.2	Antenne installatie	22
4.3	FM-CW principe	24
4.4	Zender- ontvanger- en computerapparatuur	26
4.5	Amplitude karakteristiek	28
4.5.1	Inleiding	28
4.5.1	Meting	28
4.5.3	Resultaten	31
4.6	Fasekarakteristiek	33
4.6.1	Inleiding	33
4.6.2	Faseberekening	33
4.6.3	Lineaire fasecomponent	37
4.6.4	Kwadratische fasecomponent	39
4.6.5	Invloed variërende objectafstand	43
4.6.6	Invloed variërende golflengte	43
4.6.7	Invloed variërende antenne constructieafmetingen	46
4.6.8	Conclusies	49

5	Azimuthale resolutieverbetering van een FM-CW rondzoekradar	50
5.1	Inleiding	50
5.2	Resolutiecel	50
5.3	FM-CW beatsignaal	53
5.4	Rondzoekradar	58
5.5	Grenzen aan de resolutie	67
5.6	Gaussische benadering	71
5.6.1	Kleine parabool	75
5.6.2	Grote parabool	78
5.6.3	Samengestelde stralingsdiagram	81
5.7	Fasekarakteristiek	86
5.7.1	Lineaire fasekarakteristiek	86
5.7.2	Kwadratische fasekarakteristiek	88
5.8	Schoorsteenmeting	91
5.8.1	Radardoorsnede van de schoorsteen	92
5.8.2	Uitvoering van de meting	95
5.8.3	Meetresultaten	96
5.9	Toetsing van het resolutieverbeteringsproces m.b.v. de schoorsteenmeting	100
5.9.1	Deconvolutie m.b.v. het gemeten stralingsdiagram	100
5.9.2	Deconvolutie m.b.v. Gaussisch benaderde stralings- diagram	116
5.9.3	Meerdere schoorstenen	121
6	Conclusies en aanbevelingen	125
	Referentielijst	128

Bijlagen

4.I	DARR specificaties	B1
4.II	Antennediagram grote parabool	B2
4.III	Antennediagram grote parabool	B3
4.IV	Antennediagram grote parabool	B4
4.V	Antennediagram kleine parabool	B5
4.VI	Antennediagram kleine parabool	B6
4.VII	Antenneconstructie	B7
4.VIII	Verband tussen de elevatiehoek en de inclinatiehoek	B8
4.IX	Berekening van de antenneconstructie afmetingen C,D	B10
4.Xa-c	DARR faseverloop	B11
4.XIa-e	DARR faseverloop (parameter R)	B14
4XIIa-b	DARR faseverloop (parameter)	B19
4XIIIa-d	DARR faseverloop (parameter A,B,C,D)	B21
5.I	Schoorsteenmeting specificaties	B25
5.IIa-j	Schoorsteenmeetresultaten	B26
5.III	Verkorte meettabel van de schoorsteenmeting	B36
	Computerprogramma's	
	STRDG: stralingsdiagramberekening	B37
	FASEP: antenne faseberekening	B40
	CTSCAN1200: totale simulatie van een scan	B44

Samenvatting

Het azimuthale digitale resolutieverbeteringsproces, toegespitst op Delft Atmospheric Research Radar, gebruikt het antennestraalingsdiagram als uitgangsgegeven.

Daartoe is het amplitudestralingsdiagram van de antenne nauwkeurig gemeten en het fasediagram berekend.

Het resolutieverbeteringsproces is gebaseerd op de deconvolutie van het ontvangen radarsignaal met het antennestraalingsdiagram. Er blijkt afhankelijk van de keuze van een zg. vensterfunctie op softwarematige wijze de mogelijkheid te bestaan om de hoofdlobbreedte (resolutie) van de antenne uit te wisselen tegen het zijlobniveau. M.b.v. een cosinus-kwadratisch venster is ongeveer een 2 maal hogere resolutie bereikt, waarbij het zijlobniveau ongeveer -16 dB bedraagt.

M.b.v. een meting is het resolutieverbeteringsproces in de praktijk getest.

Summary

The antennaradiation diagram is used as a start datum for the azimuthal digital resolution improvement process, which is aggravated on Delft Atmospheric Research Radar.

For that purpose the amplitude radiation diagram of the radar antenna is measured accurately and the phase diagram is calculated.

The resolution improvement process is based on the deconvolution of the received radar signal with the antennaradiation diagram.

It is proved that, depending on the choice of the so called window function, there is a possibility to exchange the width of the main lobe (resolution) with the sidelobe level.

A resolution improvement factor of two is realised by the use of a square-cosine window. The sidelobe level is in that case -16 dB. The resolution improvement process has been proved by a measurement.

Symbolenlijst

Lijst van de belangrijkste symbolen

θ	azimuthhoek
φ	elevatiehoek
ξ	inclinatiehoek
θ_{3dB}	3dB-azimuthhoek van een antennestralingsdiagram
$g(\theta, \varphi)$	antennestralingsdiagram
$g_b(\theta)$	Gaussischvormig benaderd stralingsdiagram
$g_s(\theta)$	samengesteld stralingsdiagram van zend- en ontvangantenne
$E(\theta, \varphi)$	electrische veldsterkte
λ	golflengte van het radarsignaal
D	apertuurafmeting
a	apertuurafmeting in de x-richting
b	apertuurafmeting in de y-richting
r_o	straal van een ronde apertuur antenne
R	afstand antenne-object
$A(.)$	belichtingsfunctie
$\psi(.)$	faseverdeling van de belichtingsfunctie
f_c	centrale frequentie van de FM-CW radar
ω_c	centrale radiaal frequentie van de FM-CW radar
F	frequentiezwaai
$\Delta\omega$	radiaal frequentiezwaai
T_m	zwaaiduur
f_b	beatfrequentie
h	afstandresolutie
$s_b(t)$	beatsignaal
$\varphi_b(\theta)$	fasediagram van de stralingskarakterstiek
A, B, C, D	constructie afmetingen van DARR
r_z	afstand radarzendantenne-object
r_o	afstand radarontvangantenne-object
$\varphi_{b1}(\theta)$	lineaire fasecomponent van het fasediagram
$\varphi_{bk}(\theta)$	kwadratische fasecomponent van het fasediagram

$m_z(t)$	FM-CW zendsignaal
$m_o(t)$	via antenne uitgezonden FM-CW signaal
T_s	scanperiode
ω_s	radiaalscanfrequentie
f	reflectiecoëfficiënten
ρ	modulus van de reflectiecoëfficiënten
ψ	reflectiefase
$m_{rf}(t)$	gereflecteerd signaal voor ontvangst
$m_r(t)$	ontvangen signaal
$m_b(t)$	complexe beatsignaal
v	objectsnelheid
θ	azimuthhoek
θ_s	bemonsterinterval in het θ -domein
n	$\theta = n \cdot \theta_s$
θ_p	periode in θ -domein
ω_θ	hoekspektrum
ω_{θ_s}	bemonsterinterval in het ω_θ -interval
k	$\omega_\theta = k \cdot \omega_{\theta_s}$
ω_{θ_p}	periode in het ω_θ -domein
N	aantal samples in één periode: $N = \theta_p / \theta_s$ of $N = \omega_{\theta_p} / \omega_{\theta_s}$
$f(\cdot)$	reflectiecoëfficiënten in het θ -domein
$\Gamma(\cdot)$	reflectiecoëfficiënten in het ω_θ -domein
$g(\cdot)$	stralingsdiagram in het θ -domein
$G(\cdot)$	stralingsdiagramspektrum
$h(\cdot)$	gesampled stralingsdiagram
$H(\cdot)$	stralingsdiagramspektrum
$b(\cdot)$	ontvangen signaal in het θ -domein
$B(\cdot)$	ontvangen signaal in het ω_θ -domein
$f(\cdot)$	filtercoëfficiënten in het θ -domein
$F(\cdot)$	filtercoëfficiënten in het ω_θ -domein
$r(\cdot)$	gefilterd signaal in het θ -domein
$R(\cdot)$	gefilterd signaal in het ω_θ -domein

1. Inleiding

Radar (radio detection and ranging) vindt op velerlei manieren en plaatsen toepassing, zoals t.b.v. navigatie in scheep- en luchtvaart, maar ook t.b.v. wetenschappelijk onderzoek b.v. aan hydro-meteoren (regen, hagel, sneeuw etc.).

Het frequentiegebied voor radar strekt zich uit van de UHF-band (300 - 1000 MHz) tot ver in de millimeterband (90 GHz).

Het doel dat alle radarsystemen met elkaar gemeen hebben is het verzamelen van informatie over de objecten in hun omgeving.

Dit houdt veel meer in dan de naam radar doet vermoeden. De voornaamste grootheden die door een radarsysteem van een object bepaald kunnen worden zijn:

- . Plaats - afstand, elevatie en azimuthhoek.
- . Snelheid - radiaal m.b.v. de doppler-frequentieverschuiving, elevatie en azimuthsnelheid m.b.v. de voorgeschiedenis van het object.
- . Rotatie.
- . Polarisatie.
- . Aard - vorm, afmeting, oppervlakestructuur.

Een van de moeilijkheden die zich bij de plaatsbepaling van objecten voordoen, is het onderscheiden van (twee) zich in elkaars onmiddellijke nabijheid bevindende objecten. Het radarsysteem heeft een beperkt scheidend vermogen (resolutie) en kan deze objecten slechts in beperkte mate onderscheiden.

De plaatsbepaling van objecten op een bepaald moment is een 3-dimensionaal probleem, zodat we ook drie verschillende resoluties kunnen onderscheiden:

- . Afstandresolutie, d.w.z. het scheidendvermogen van het radarsysteem in radiale richting uitgedrukt in de eenheid van afstand.
- . Azimuthhoekresolutie en
- . elevatiehoekresolutie, d.w.z. het schei-

dend vermogen van het radarsysteem in het horizontale (bij gegeven radiale afstand en elevatiehoek) resp. vertikale vlak (bij gegeven radiale afstand en azimuthhoek) uitgedrukt in de eenheid van hoek.

De hoekresolutie van een radarsysteem is bij benadering evenredig met (λ/D) , waarbij D de afmeting van de antenne is in het vlak waarin men de hoekresolutie beschouwt en λ de golflengte waarop de radar gebruikt wordt.

Niet alleen de afmeting van de antenne of de draaggolffrequentie spelen een rol bij de hoekresolutie, maar o.a. ook de belichtingsfunctie van de antenne en de signaalbewerkingsmethoden.

Een hoekresolutieverbetering is dus op velerlei manieren te verkrijgen. Een eenvoudige, doch veelal dure methode is de methode waarbij de antenne afmetingen vergroot worden, maar wellicht zijn er andere methoden die eenzelfde resolutieverbetering weten te bereiken.

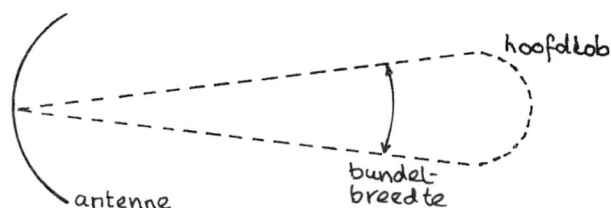
D.m.v. de methode die hier onderwerp van studie is, wordt getracht m.b.v. de kennis van het antennesysteem via digitale signaalbewerking de hoekresolutie te verbeteren.

Het onderzoek zal op DARR (Delft Atmospheric Research Radar) worden toegespitst. Er zal uitgebreid stilgestaan worden bij in hoeverre de methode haalbaar is, waar de fysische grenzen liggen en wat de specifieke kenmerken en toepassingsgebieden zijn. Het onderwerp zal niet alleen theoretisch benaderd worden, maar ook op zijn praktische haalbaarheid getoetst worden m.b.v. DARR.

2. Probleemstelling

In de inleiding is in het kort het probleem geschetst en welke overwegingen ertoe geleid hebben. In dit hoofdstuk wordt de probleemstelling nader geprecisieerd.

Stylistisch weergegeven heeft een radatantenne en stralingsdiagram met een bepaalde bundelbreedte uitgedrukt in de eenheid van hoek (zie onderstaande figuur).

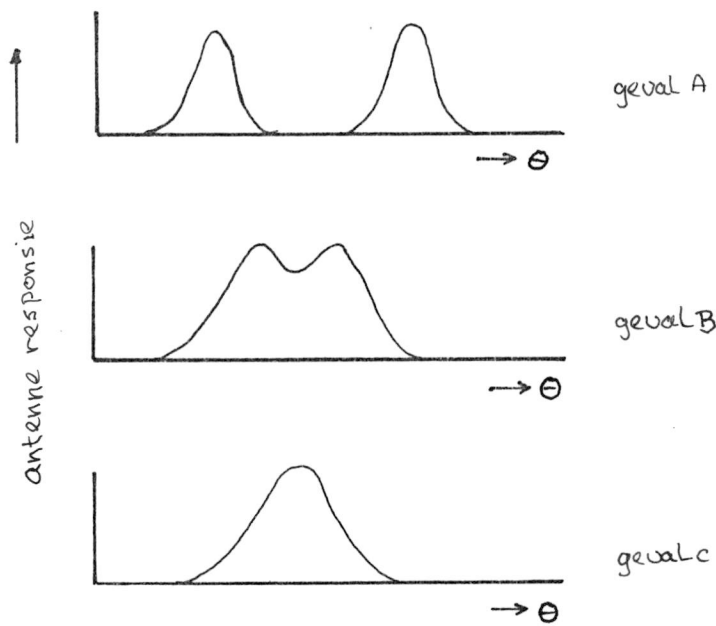


Figuur 2.1 Bundelbreedte van een antenne.

We beschouwen de situatie waarbij de antenne om een verticale as ronddraait, zodat de antenne bundel in het horizontale vlak roteert.

Het ontvangen signaal, afkomstig van twee naast elkaar liggende puntobjecten in het horizontale vlak, kan er als volgt uitzien (zie figuur 2.2). Er zal van een bepaald criterium gebruik moeten worden gemaakt om te bepalen of we met twee dan wel met één object te maken hebben. In geval A zijn de objecten zo te zien duidelijk te onderscheiden, maar men maakt impliciet gebruik van een bepaald criterium. Bij B zal men ook van zo'n criterium gebruik moeten maken om de objecten te onderscheiden. Ook in geval C is het niet duidelijk of we met één dan wel met twee objecten te maken hebben. Een specifiek criterium zal dit uit moeten maken.

De definitie van het scheidend vermogen (resolutie), op basis van een dergelijk criterium is enigzins vaag en hangt ook van de persoonlijke interpretatie af.

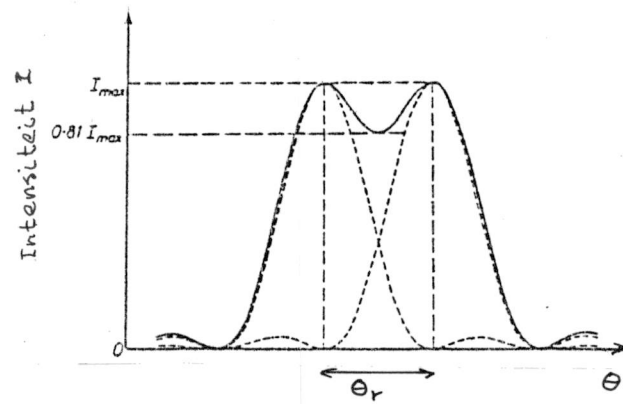


Figuur 2.2 Drie elementaire scansituaties van twee objecten.

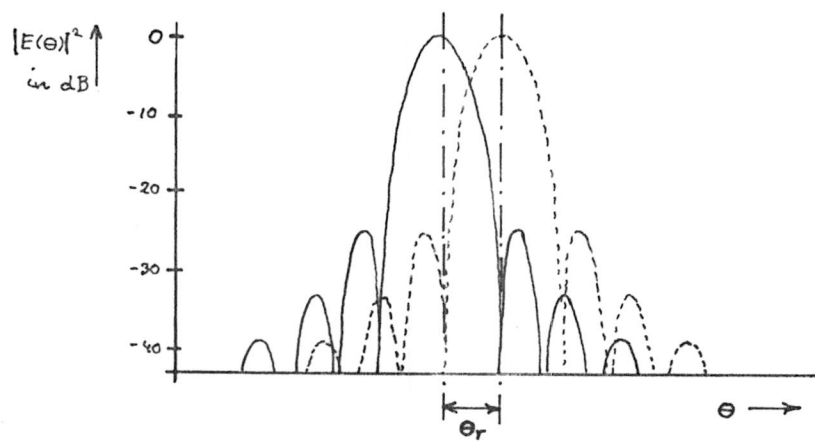
De ruimte voor deze persoonlijke interpretatie ontstaat doordat een waarnemer een bepaalde visuele perceptie bezit en van een bepaalde afbeeldingsinstrumentatie gebruik moet maken.

Een criterium ter onderscheiding van twee objecten is daarom ook aan de optiek ontleend en is door Lord Rayleigh opgesteld. Het criterium zegt dat de lichtvlekken van twee lijnbronnen (tralie) als juist in hoek gescheiden worden gezien als het maximum van de responsie van de ene bron samenvalt met het eerste minimum van de responsie van de andere bron (zie figuur 2.3). De hoekresolutie kan dan op θ_r gesteld worden.

We kunnen dit criterium naar de radartechniek vertalen door te stellen dat twee objecten nog juist te onderscheiden zijn indien het maximum van de responsie van het ene object samenvalt met het eerste minimum van het andere object. Eén en ander is in figuur 2.4 uitgebeeld m.b.v. het stralingsdiagram van de radarantenne.



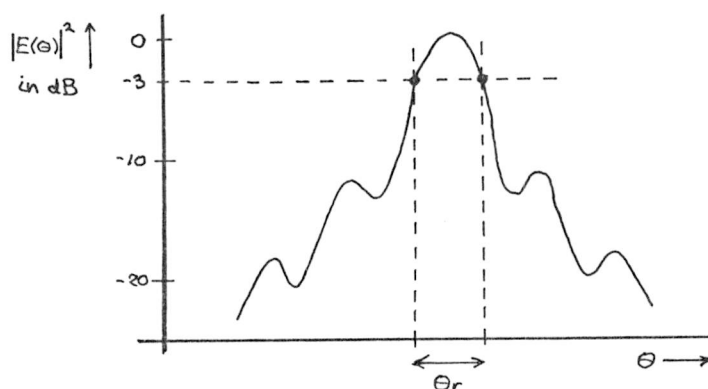
Figuur 2.3 Twee monochromatische spectraalcomponenten die nog juist te onderscheiden zijn volgens het Rayleigh-criterium (ref. 3).



Figuur 2.4 Gemodificeerd Rayleigh-criterium t.b.v. radarantennes.

In de figuur stelt θ_r weer de hoekresolutie voor, d.w.z. de minimale hoek die nodig is om twee objecten nog juist te onderscheiden.

In de praktijk is zo'n uitgesproken minimum in de radarresponsie t.g.v. een puntobject vaak niet aanwezig, daar het stralingsdiagram deze niet bezit. Men kan dan de hoekresolutie definiëren als zijnde de hoek tussen de twee 3-dB punten van het stralingsdiagram (zie figuur 2.5).



Figuur 2.5 De 3-dB hoekresolutie definitie.

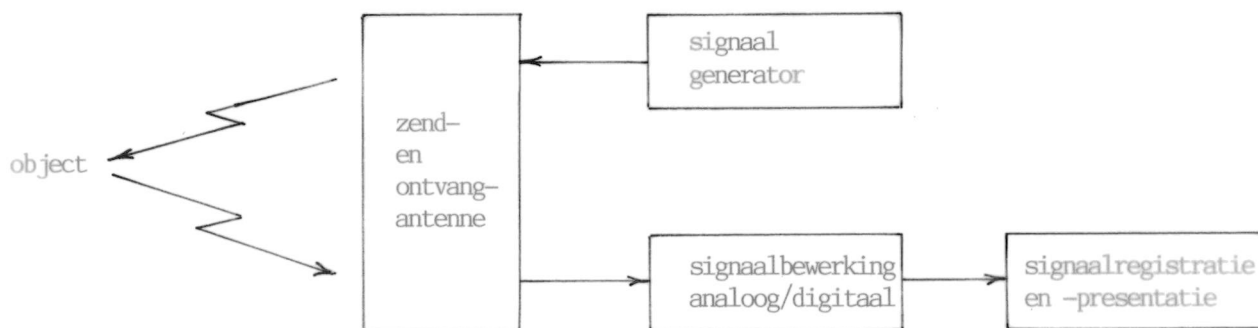
De probleemstelling kan nu als volgt geformuleerd worden: Is het mogelijk om de azimuthhoekresolutie van een radarsysteem, met name dat van DARR, te verbeteren d.m.v. digitale signaalbewerking?

Alvorens tot de probleemoplossing over te gaan, zal eerst in het kort de plaats van digitale signaalbewerking in een radarsysteem worden aangegeven. Tevens zal het verband tussen de belichtingsfunctie en het stralingsdiagram van de antenne worden beschreven. Eveneens wordt er een beschrijving van DARR gegeven.

3. Radarsysteem

3.1 Plaats van digitale signaalbewerking binnen een radarsysteem

Een radarsysteem kan als volgt geschetst worden (zie figuur 3.1). Een signaalgenerator voedt de zendantenne met een bepaald signaal, b.v. een pulsvormig signaal of zoals bij DARR een in frequentie gemoduleerd signaal. De door de objecten gereflecteerde signalen worden door de ontvangantenne (bij pulsradar veelal dezelfde als die voor het zenden wordt gebruikt) aan het signaalbewerkingssysteem doorgegeven.



Figuur 3.1 Algemene configuratie van een radarsysteem.

Het signaalbewerkingssysteem heeft, naast b.v. het demoduleren van het ontvangen signaal, ook tot taak het signaal te ontdoen van allerlei storingen zoals:

- .storingen veroorzaakt door irrelevante objecten, b.v. zee- en landclutter,
- .signaalruis,
- .systeemvervorming.

Men kan hierbij overwegen de signaalbewerking voor een gedeelte digitaal uit te voeren in plaats van analoog. Een belangrijk nadeel van digitale signaalbewerking is het feit dat men AD- en DA-convertors nodig heeft. Zeker bij snelle informatiestromen, die gepaard gaan met een grote bandbreedte van het (radar)-signaal, zullen de ADC/DAC een aanzienlijke kostenpost vormen of zullen zelfs in het geheel niet gerealiseerd kunnen worden.

Ook de digitale registratie van de radarsignalen vormt een niet te onderschatten kostenpost, hoewel er een ontwikkeling is die de zojuist genoemde grenzen ten voordele van de digitale signaalbewerking verlegt.

Er zijn drie belangrijke redenen te noemen die digitale signaalbewerking zo aantrekkelijk maken, te weten:

- . Flexibiliteit; veel functies zijn te realiseren door toepassing van een beperkt aantal componenten.
- . Hoge precisie; de nauwkeurigheid is op te voeren door eenvoudigweg het aantal gebruikte bits dat in het signaalbewerkingsproces wordt meegenomen te verhogen. Echter boven een datawoordlengte van ongeveer 12 bits is een verhoging met 1 bit een kostbare aangelegenheid.
- . Economische aantrekkelijkheid; de prijzen van digitale componenten, daar zij op velerlei gebied toegepast kunnen worden en dus in grote aantallen geproduceerd worden, zijn laag te noemen en zullen naar verwachting in de toekomst nog verder dalen.

3.2 Verband tussen de belichtingsfunctie en het stralingsdiagram

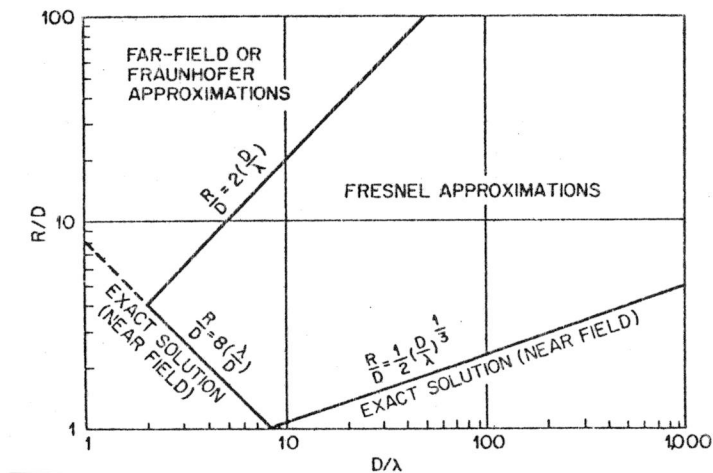
Het doel van de radarzendantenne is tweeledig. Enerzijds moet de door het radarsysteem gegenereerde energie, dat veelal via een golfpijp aan de antenne wordt aangeboden, aangepast worden aan de vrije ruimte. Anderzijds dient de antenne de energie in de gewenste richting te sturen. Analoog geldt dit ook voor de ontvangantenne.

Er bestaat een verband tussen de electromagnetische-vermogensverdeling over de antenne apertuur ofwel de belichtingsfunctie en de ruimtelijke verdeling van de energie ofwel stralingsdiagram. Het stralingsdiagram geldt zowel voor zenden als voor ontvangen, hetgeen direct uit het reciprociteitstheorema volgt. Met het stralingsdiagram $G(\Theta, \varphi)$ wordt het vermogen bedoeld dat in (uit) een bepaalde richting uitgestraald (ontvangen) wordt per eenheid van ruimtehoek. Hierbij is Θ de azimuthhoek en φ de elevatiehoek. De grootte $G(\Theta, \varphi)$ staat in direct verband met de elektrische veldsterkte $E(\Theta, \varphi)$ nl.:

$$G(\Theta, \varphi) :: |E(\Theta, \varphi)|^2 \quad (3.1)$$

Via integraalrekening is $E(\Theta, \varphi)$ te berekenen uit de belichtingsfunctie, maar dat is in veel gevallen geen eenvoudige zaak. Het probleem kan vereenvoudigd worden indien men het werkingsgebied van de antenne in drieën verdeelt, te weten:

- Nabije veld; strekt zich uit van vlak voor de antenne tot een afstand gelijk aan enkele malen de apertuurafmeting D .
- Fresnel gebied; het stralingspatroon is nog niet constant met de afstand. Dit gebied strekt zich uit van het nabije veld tot ongeveer $2D^2/\lambda$.
- Verre veld of Fraunhofer gebied; het observatiepunt bevindt zich ver van het stralingspunt af, zodat de antenne als een puntstraler kan worden opgevat. Het Fraunhofer gebied strekt zich uit van $2D^2/\lambda$ tot ∞ . B.v. $D = 4$ m, $\lambda = 10$ cm dan geldt dat $2D^2/\lambda = 320$ m.

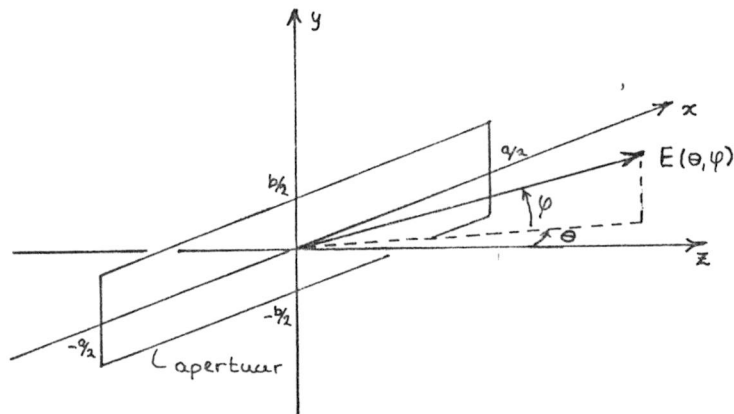


Figuur 3.2 De drie werkingsgebieden van een (radar)antenne.

Bovenstaande figuur geeft de verdeling aan van de drie gebieden waarbij de afstand R genormeerd is op de apertuur afmeting D . In het Fraunhofergebied is de electrische veldsterkte-integraal als functie van de belichtingsfunctie over de apertuur, gegeven door de Fourier-transformatie. B.v. bij een rechthoekige apertuur, waarbij de belichtingsfunctie alleen van de x -richting afhankelijk is (zie figuur 3.3) en de afmeting van de apertuur in de x -richting a veel groter is dan de golflengte, geldt:

$$\begin{aligned}
 E(\theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} A(x) \cdot \exp\{j2\pi x \cdot \sin(\theta)/\lambda\} dx \\
 &= \int_{-a/2}^{a/2} A(x) \cdot \exp\{j2\pi x \cdot \sin(\theta)/\lambda\} dx
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

waarbij $A(x) = |A(x)| \cdot \exp\{j\psi(x)\}$ de belichtingsfunctie is, $|A(x)|$ de amplitude verdeling en $\psi(x)$ de faseverdeling van de belichtingsfunctie is en $A(x) \equiv 0$ voor $|x| < a/2$



Figuur 3.3 Rechthoekige apertuur met zijn variabelen.

Het inverse verband luidt dan als volgt:

$$A(x) = 1/\lambda \int_{-\infty}^{\infty} E(\theta) \exp\{-j2\pi x \cdot \sin(\theta)/\lambda\} d(\sin(\theta)) \quad (3.3)$$

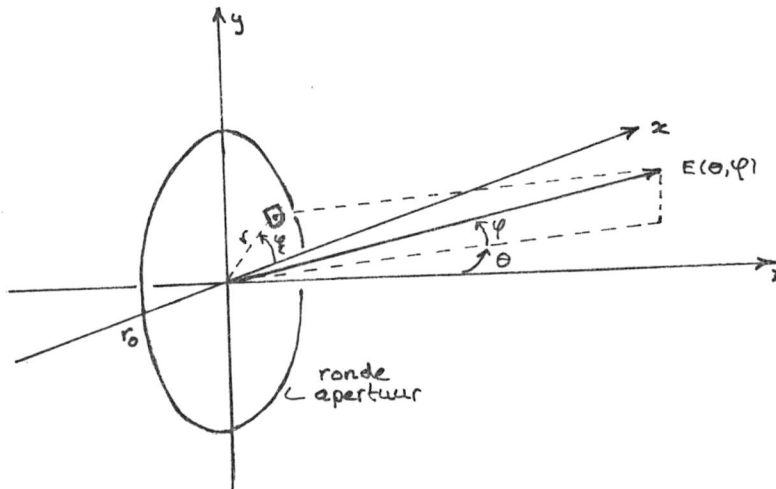
De elektrische veldsterkte-integraal is ook uit te breiden tot twee dimensies:

$$E(\theta, \varphi) = \iint_{-a/2}^{a/2} \int_{-b/2}^{b/2} A(x, y) \exp\{j2\pi \sin(\theta) (x \cos \varphi + y \sin \varphi) / \lambda\} dx dy \quad (3.4)$$

In het geval waarbij de antenne een ronde apertuur heeft, is het handiger het verband tussen de elektrische veldsterkte en de belichtingsfunctie om te zetten naar poolcoördinaten:

$$E(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{r_0} A(r, \xi) \exp\{j2\pi (r/\lambda) \sin(\theta) \cos(\varphi - \xi)\} r dr d\xi \quad (3.5)$$

Zie ook onderstaande figuur.



Figuur 3.4 Ronde apertuur met zijn variabelen.

Indien de belichtingsfunctie $A(r, \xi)$ rotatiesymmetrisch is, dan zal deze onafhankelijk van ξ zijn zodat:

$$\begin{aligned}
 E(\theta, \varphi) &= \int_0^{2\pi} \int_0^{r_0} A(r) \exp\{j2\pi(r/\lambda) \sin(\theta) \cos(\varphi - \xi)\} r \, dr \, d\xi \\
 &= \int_0^{r_0} A(r) 2\pi J_0\{2\pi(r/\lambda) \sin(\theta)\} r \, dr \\
 &= E(\theta) \qquad (3.6) \\
 &\text{(Hankel transformatie van de orde nul, ref 2 blz 9-13)}
 \end{aligned}$$

Er zal nu een viertal elementaire voorbeelden gegeven worden van het verband tussen de belichtingsfunctie en het stralingsdiagram. Allereerst twee voorbeelden van een antenne met een rechthoekige apertuur, waarbij in het eerste voorbeeld de belichtingsfunctie $A(x)$ uniform is en in het tweede voorbeeld cosinusvormig.

Voorbeeld 1: rechthoekige apertuur en uniform belicht.

$$\begin{aligned}
 A(x) &= A_0 \quad \text{voor } -a/2 < x < a/2. \\
 E(\theta) &= A_0 \int_{-a/2}^{a/2} \exp \{ j2\pi(x/\lambda) \sin(\theta) \} d0 \\
 &= A_0 a \operatorname{sinc} \{ \pi(a/\lambda) \sin(\theta) \} \quad (3.7)
 \end{aligned}$$

In figuur 3.5 geldt $a/\lambda = 5$.

Voorbeeld 2: rechthoekige apertuur en cosinusvormige belichting.

$$\begin{aligned}
 A(x) &= \cos(\pi x/a) \quad \text{voor } |x| < a/2. \\
 E(\theta) &= \pi/4 \operatorname{sinc}(\psi + \pi/2) + \operatorname{sinc}(\psi - \pi/2) \quad (3.8) \\
 &\text{waarbij } \psi = \pi(a/\lambda) \sin(\theta)
 \end{aligned}$$

In figuur 3.6 geldt eveneens $a/\lambda = 5$.

Voorbeeld 3: ronde apertuur en uniforme belichting.

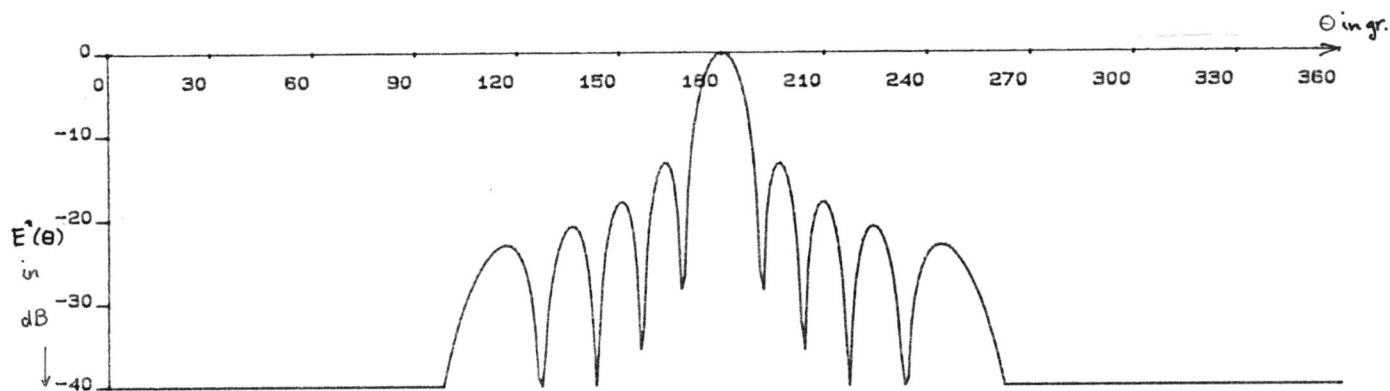
$$\begin{aligned}
 A(r) &= 1 \quad \text{voor } 0 < r < r_0. \\
 E(\theta) &= 2\pi \int_0^{r_0} J_0 \{ 2\pi(r/\lambda) \sin(\theta) \} r dr \\
 &= 2 r_0^2 J_1(\xi) / \xi \quad (3.9)
 \end{aligned}$$

waarbij $\xi = 2(r_0/\lambda) \sin(\theta)$

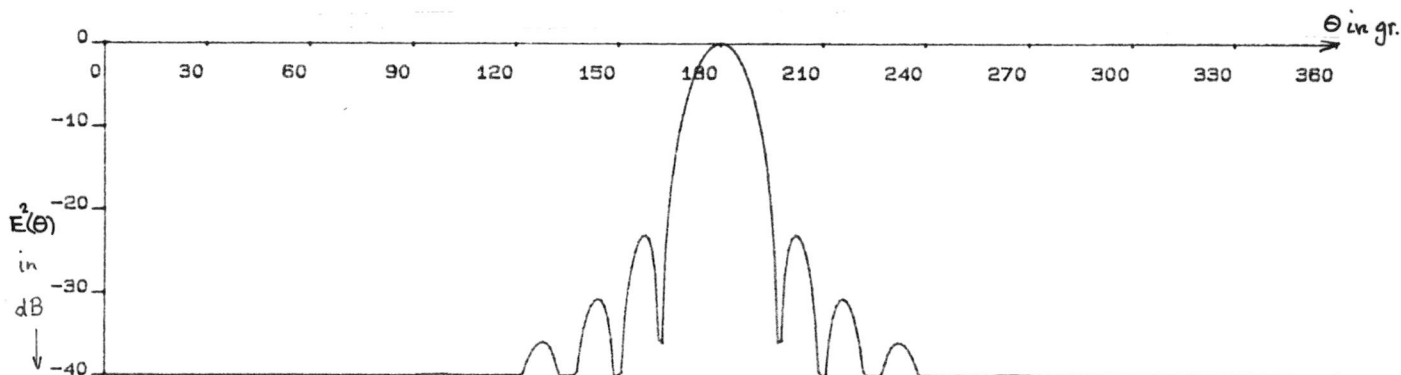
In figuur 3.7 geldt $2r_0/\lambda = 5$.

Voorbeeld 4: ronde apertuur en cosinusvormige belichting.

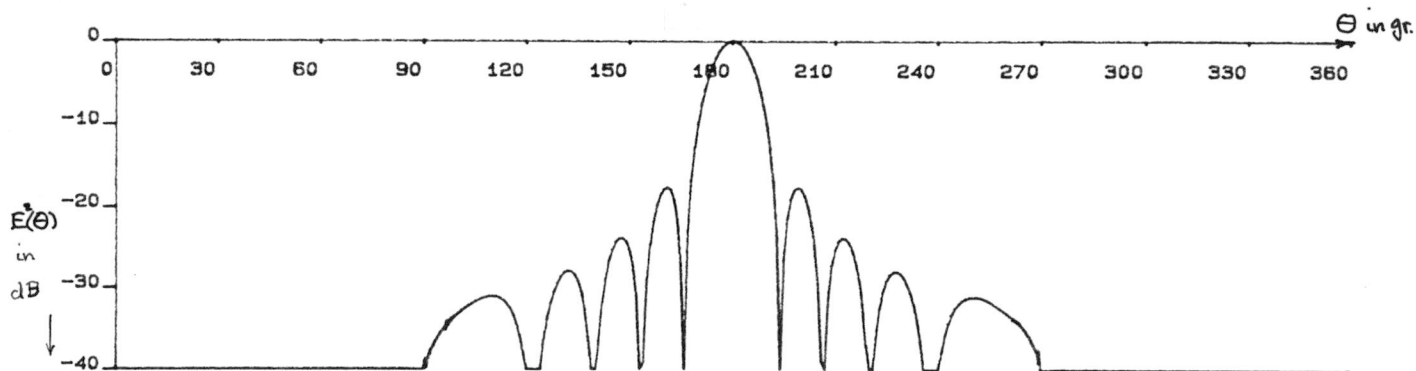
$$\begin{aligned}
 A(r) &= \cos \{ (\pi/2) \cdot (r/r_0) \} \quad \text{voor } 0 < r < r_0 \\
 E(\theta) &= \int_0^{r_0} \cos \{ (\pi/2) (r/r_0) \} 2\pi J_0 \{ 2\pi(r/\lambda) \sin(\theta) \} r dr \\
 &\text{Ook in figuur 3.8 geldt } 2r_0/\lambda = 5. \quad (3.10)
 \end{aligned}$$



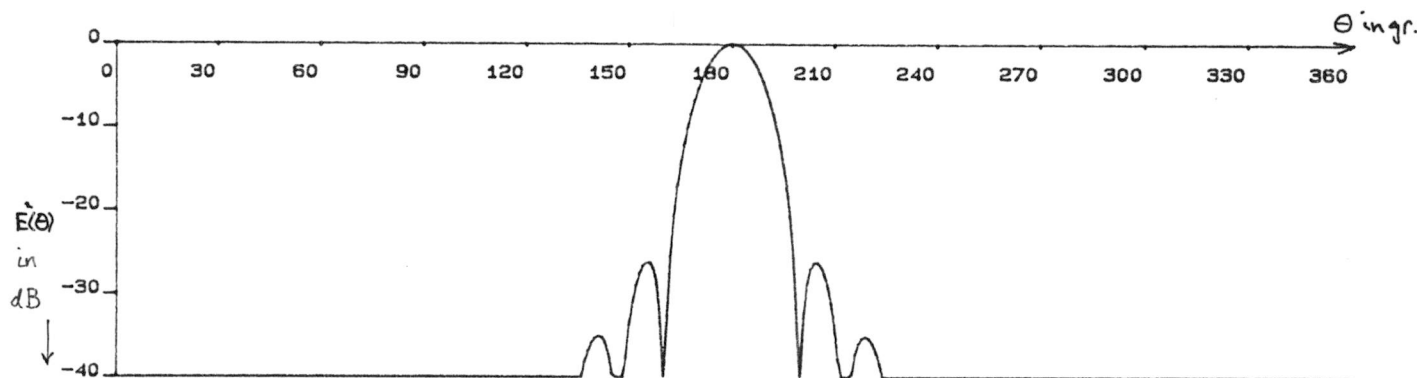
Figuur 3.5 Rechthoekige apertuur, uniforme belichting.



Figuur 3.6 Rechthoekige apertuur, cosinusvormige belichting.



Figuur 3.7 Ronde apertuur, uniforme belichting.



Figuur 3.8 Ronde apertuur, cosinusvormige belichting

Vergelijken we de eerste twee voorbeelden, dan zien we dat een gematigder belichting aan de randen van de apertuur, zoals bijvoorbeeld bij een cosinusvormige belichting t.o.v. een uniforme belichting, een stralingsdiagram oplevert met een betere onderdrukking van de zijlobben. Echter dit resulteert tevens in een bredere hoofdlob.

Dit effect is eveneens bij een ronde apertuur te zien.

4. Delft Atmospheric Research Radar

4.1 Inleiding

Delft Atmospheric Research Radar (DARR) is een radarinstallatie die in de S-band (2-4 GHz) werkt ($f_c = 3,315$ GHz) en van het type FM-CW (frequency modulation - continuous wave) is.

DARR heeft tot doel onderzoek te doen aan:

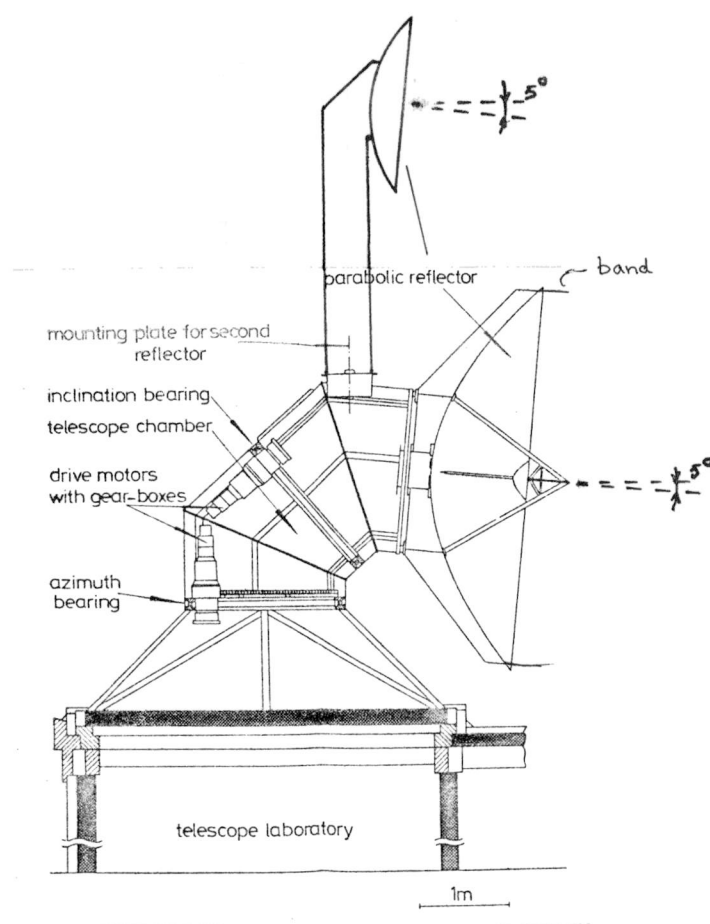
- de troposfeer en aan
- een radarinstallatie werkend volgens het FM-CW principe.

4.2 Antenne-installatie

Bij iedere radarinstallatie dient de directe signaalkoppeling tussen zender en ontvanger zeer klein te zijn. Bij pulsradar wordt dit bereikt door de ontvanger "dicht" te zetten tijdens het uitzenden van de radarpuls, echter bij een FM-CW radarinstallatie is dit niet mogelijk, daar gedurende een bepaalde tijd zowel gezonden als ontvangen wordt. Er wordt vaak, zo ook bij DARR, voor twee aparte antennes voor zenden en ontvangen gekozen (zie Richter, ref. 23). Bij DARR wordt zodoende een signaalscheiding van meer dan 90 dB bereikt tussen de zend- en ontvangantenne.

De antenne-installatie bevindt zich op het dak van het gebouw van de afdeling Electrotechniek van de TH Delft op een hoogte van ongeveer 90 m. Een dwarsdoorsnede is in figuur 4.1 gegeven. De radarinstallatie bestaat o.a. uit het telescooplaboratorium, waarin zich de zender, signaalbewerkingsapparatuur, registratie-apparatuur en het besturingssysteem bevinden. Bovenop het telescooplaboratorium bevinden zich de drie t.o.v. elkaar draaibare delen van de telescoopkamer (zie figuur 4.1), waaraan de zend- en ontvangparabolen zijn bevestigd. De drie telescoopkamerdelen zijn door twee draaivlakken gescheiden, te weten:

- azimuth draaivlak en
- inclinatie draaivlak.



Figuur 4.1 Dwarsdoorsnede van de DARR-antenneinstallatie (ref 4).

De draaivlakken maken een hoek van 47.5° met elkaar. Op deze wijze is een inclinatiehoek te verkrijgen van zenith tot 5° onder de horizon. Het is echter wel noodzakelijk om gebruik te maken van een besturingscomputer die de gewenste azimuth- elevatiehoek vertaalt in de in te stellen azimuth- inclinatiehoek. De hoeken zijn met een nauwkeurigheid van $0,02^\circ$ in te stellen. De rotatiesnelheid bedraagt voor een azimuthscan $0,01^\circ$ tot 36° per minuut en voor een elevatiescan $0,01^\circ$ tot 20° per minuut. De zendparabool heeft een diameter van 4,28 meter en een F/D verhouding van 0,25. De reflector wordt zodanig belicht dat de

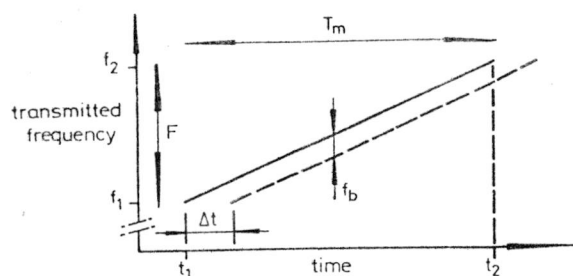
verre zijlobben laag in niveau zijn t.o.v. de hoofdlob. Een verdere onderdrukking van deze zijlobben is door het aanbrengen van een band langs de rand van de reflector verkregen (zie fig. 4.1). Lage zijlobben zijn o.a. van belang voor een laag niveau van overspreken van zend- naar ontvangantenne.

De ontvangparabool heeft een diameter van 2,12 meter en een F/D verhouding van 0,33.

4.3 FM-CW principe

In referentie 9 is het FM-CW principe uitgebreid beschreven. We zullen hier de hoofdpunten kort samenvatten.

Stel dat er slechts één object aanwezig is op afstand R van de radarinstallatie en de zendantenne een lineair frequentie gemoduleerd signaal uitzendt, dat continu is gedurende de tijd T_m .



Figuur 4.2a FM-CW signaal.

Het gereflecteerde signaal wordt met een vertragingstijd $t = 2R/c$ ontvangen. Het frequentieverschil tussen het uitgezonden en ontvangen signaal, beatfrequentie genaamd (f_b), houdt dus rechtstreeks verband met de afstand R.

$$f_b = \frac{F}{T_m} \Delta t = \frac{2F}{c T_m} R \quad (4.1)$$

Waarbij F de totale frequentiezwaai is.

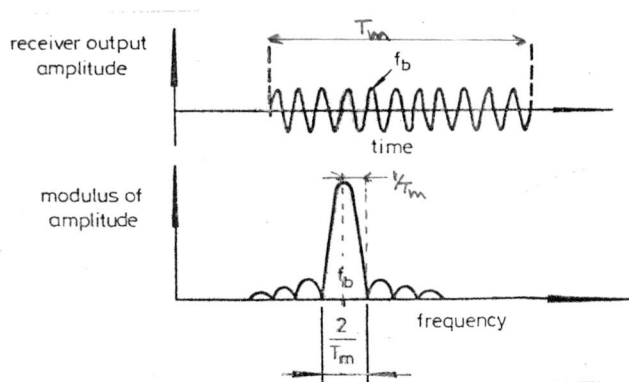
De grootte van het beatsignaal geeft de sterkte van de reflectie aan. Beide grootheden (f_b en grootte beatsignaal) zijn in het frequentiespectrum van het beatsignaal terug te vinden.

Bij meerdere objecten op verschillende afstanden R , maar zich op één radiale lijn bevindend, wordt de afstandresolutie een belangrijke maat om te bepalen wanneer twee objecten van elkaar onderscheiden kunnen worden. De afstandresolutie kan als volgt berekend worden:

$$f_b + \Delta f_b = \frac{2F}{c} \frac{R + \Delta R}{T_m}$$

$$\begin{aligned} \text{afstandresolutie } h = \Delta R &= \frac{c}{2F} T_m \Delta f_b \\ \Delta f_b &= 1/T_m \text{ (zie fig. 4.2b)} \end{aligned} \quad h = \frac{c}{2F} \quad (4.2)$$

De afstandresolutie is dus uitsluitend afhankelijk van de frequentiezwaai F . Voor DARR wordt een driehoekvormig frequentie-modulerend signaal genomen.

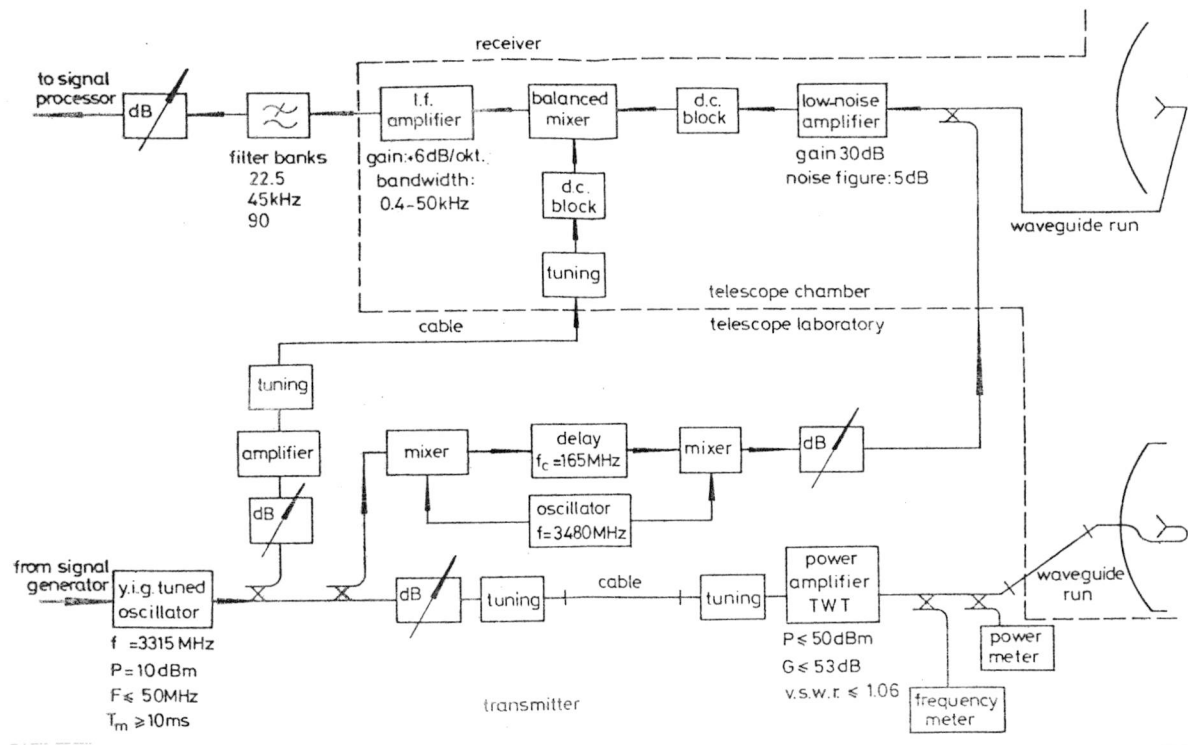


Figuur 4.2b Het beatsignaal in tijd- en frequentiedomein.

4.4 Zender- ontvanger- en computerapparatuur

In figuur 4.3 is het vereenvoudigde blokdiagram en in bijlage 4I de specificaties van DARR gegeven.

In het ontvangedeelte wordt door het toevoeren van het uitgezonden en ontvangen signaal aan een mixer het beatsignaal verkregen. De signalen worden via een 12 bits ADC aan een minicomputer (Hewlett Packard HP 21m30) aangeboden, die microprogrammeerbaar is, zodat digitale signaalbewerkingprocessen snel kunnen worden uitgevoerd.



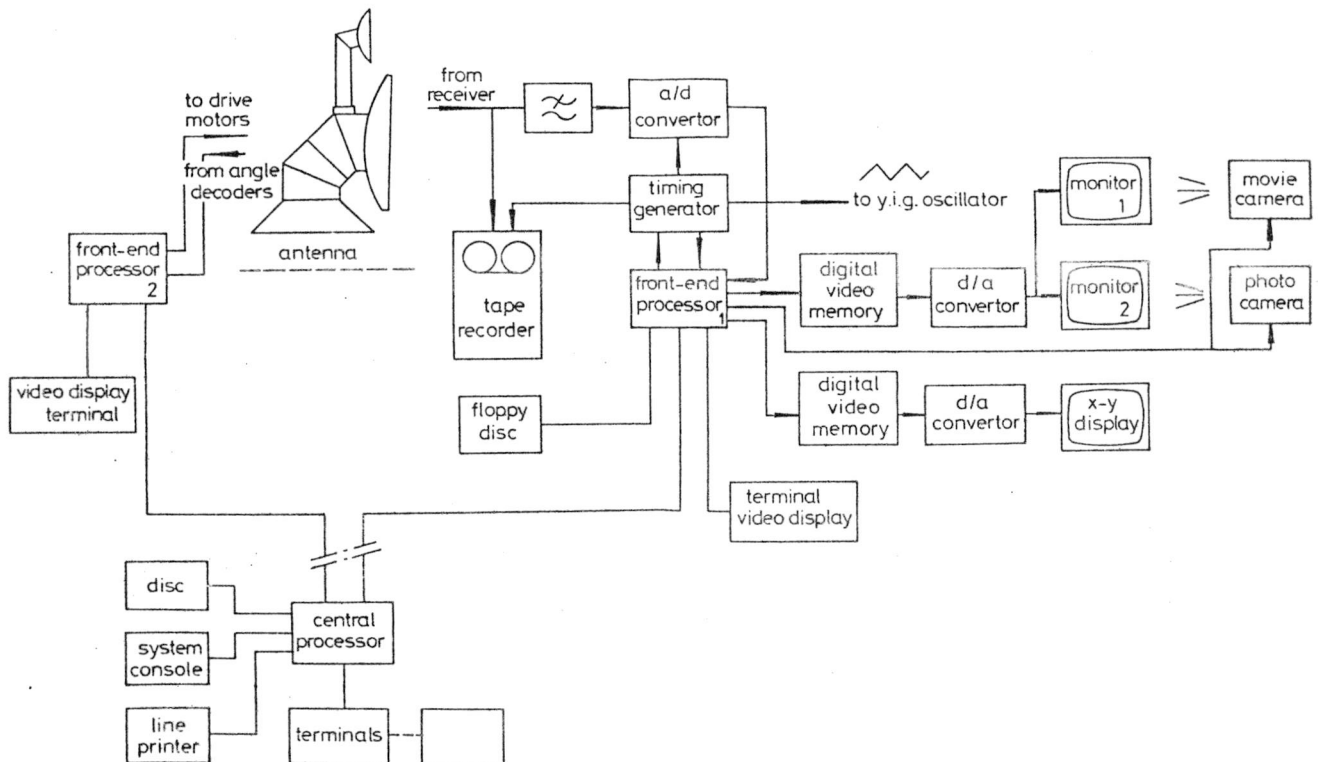
Figuur 4.3 Blokschema van de radarzender en -ontvanger.

Een Fourier-transformatie van 1k punten wordt in slechts 90 tot 110 ms uitgevoerd en 8k punten in 1 s. Hierdoor is een quasi-realtime gebruik van de radarinstallatie mogelijk, zodat na presentatie van de Fourier-getransformeerde van het beatsignaal

op een videomonitor een eerste scheiding gemaakt kan worden tussen relevante en irrelevante data. De registratiecapaciteit kan zodoende beperkt blijven.

De timinggenerator zorgt ervoor dat de ADC synchroon loopt met het uitgezonden FM-CW signaal.

De minicomputer (front end processor) is ook uitgerust met een aantal filterprocessen, b.v. om de storing t.g.v. ruis op het beatsignaal af te zwakken of om clutter te onderdrukken (pre- en postfiltering). De minicomputer is t.b.v. programma ontwikkeling ook verbonden met twee centrale computersystemen.



Figuur 4.4 Computer en registratieapparatuur van DARR.

4.5 Amplitude karakteristiek

4.5.1 Inleiding

De resolutieverbeteringsmethode, die in hoofdstuk 5 besproken zal worden, gebruikt het samengestelde stralingsdiagram als uitgangsggegeven. Dit diagram is in een amplitude- en een fasekarakteristiek te splitsen, waarbij de amplitudekarakteristiek weer te scheiden is in een zender- en een ontvangeramplitudekarakteristiek.

De amplitudekarakteristiek van een radarantenne kan bepaald worden door het meten van het ontvangen vermogen, afkomstig van een constante puntbron, als functie van de azimuthhoek en/of elevatiehoek ($G(\theta, \varphi)$). In ons geval zijn we geïnteresseerd in het vermogen als functie van de azimuthhoek θ : $G(\theta)$.

Veelal wordt voor het 0 dB niveau dat niveau gekozen waarbij het terugontvangen vermogen maximaal is.

Daar voor antennes in het algemeen het reciprociteitstheorema geldt, kan men $G(\theta)$ voor de zendantenne op dezelfde wijze bepalen als voor een ontvangantenne .

De meting zal in de volgende subparagraaf in het kort besproken worden.

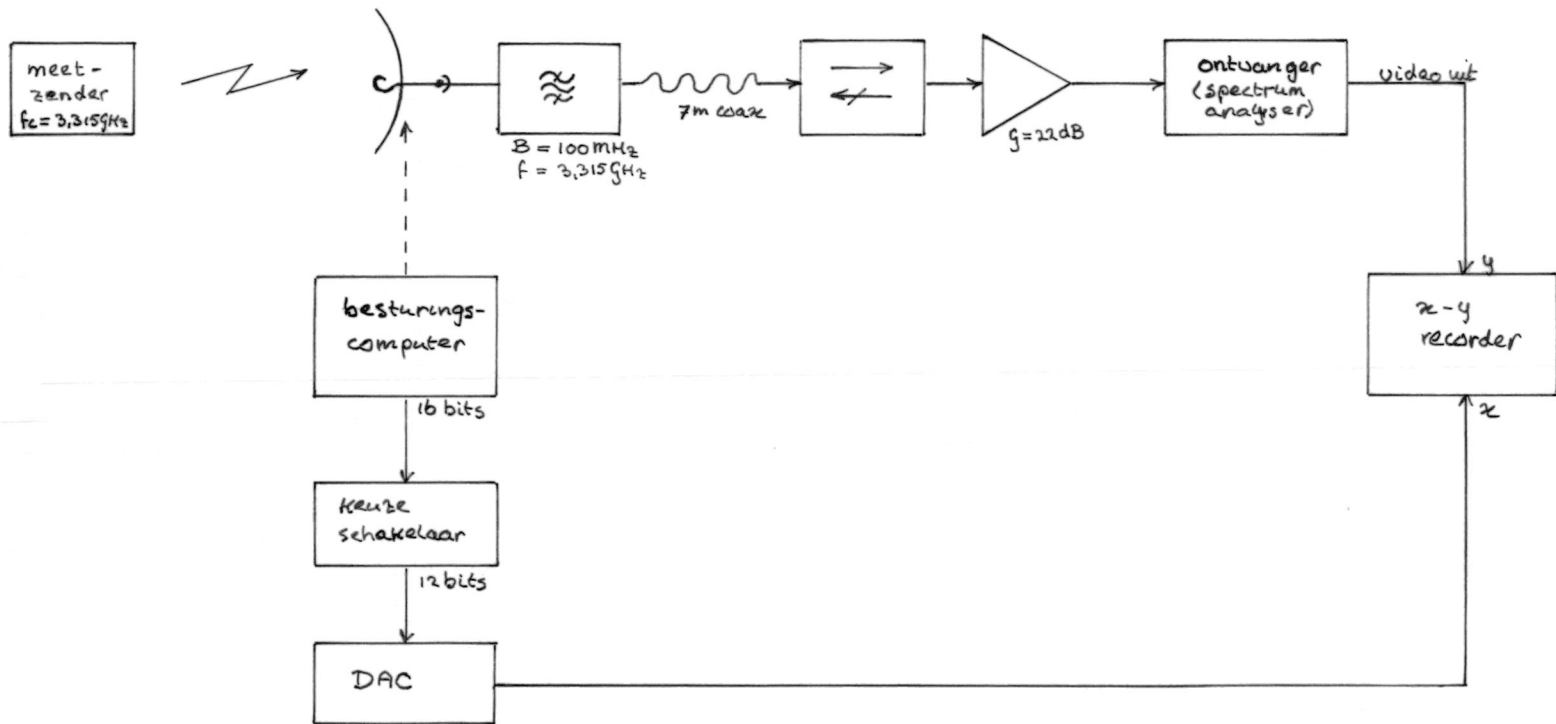
4.5.2 Meting

Op ruim 1 km afstand (in het verre veld) en op ongeveer gelijke hoogte met de DARR-parabolen, bevindt zich een meetzender werkend op een frequentie van 3,315 GHz (f_c).

De door te meten parabolantenne wordt d.m.v. de besturingscomputer in de gewenste stand gebracht (elevatiehoek 0° en azimuthhoek θ) en daarbij wordt het vermogen $G(\theta)$ gemeten.

Het ontvangen vermogen wordt via een golfpijp-coaxadapter aan een bandfilter aangeboden met een centrale frequentie van 3,315 GHz en een bandbreedte van 100 MHz (zie figuur 4.5). Buiten de band gelegen ruis wordt onderdrukt en dit komt de signaal-ruis verhouding ten goede. Het signaal vervolgt zijn weg via een 7 m lange

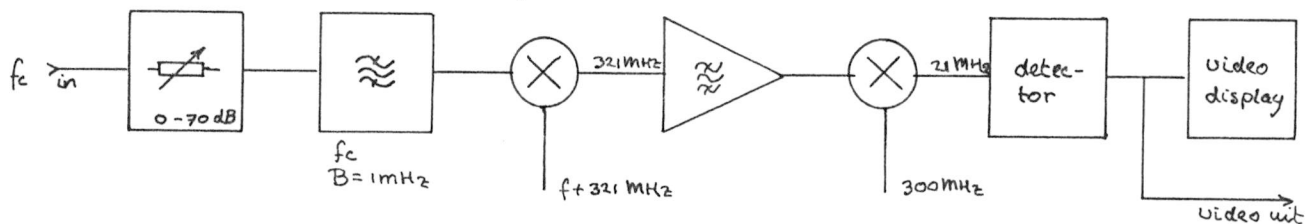
Figuur 4.5 Blokschema amplitude-stralingsdiagrammeting



coaxkabel ter overbrugging van de afstand tussen de telescoopkamer en de meettafel. Een richtingsisolator is in het meetcircuit opgenomen om eventuele reflecties te onderdrukken. Reflecties zouden b.v. staande golven in de meetketen kunnen doen ontstaan, hetgeen tot zeer grote meetfouten kan leiden.

In het meetcircuit is een versterker opgenomen met een niet instelbare versterking van 22 dB. Men zou verwachten dat de versterker voor de coaxkabel in het circuit zou zijn opgenomen, echter dit is niet gedaan i.v.m. een praktische opstelling van de meetapparatuur en omdat dit geleid zou hebben tot een lichte oversturing van de versterker.

Als ontvanger is een spectrumanalyser gebruikt (HP 8599A, ref. 24). Het inkomende signaal wordt via een bandfilter, met een bandbreedte van 1 MHz, aan twee middenfrequenttrappen aangeboden (zie figuur 4.6)



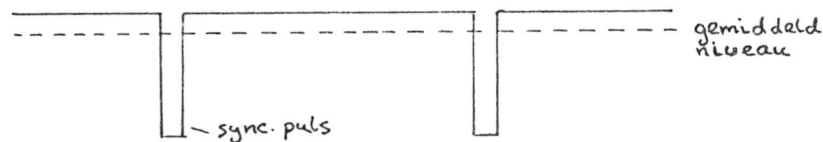
Figuur 4.6 Blokschema van de als ontvanger geschakelde spectrumanalyser.

De functie van het bandfilter is het onderdrukken van buiten de band gelegen ruis, zodat de signaal-ruis verhouding groter wordt. Er moet dus gestreefd worden naar een zo smal mogelijke band. Echter een te smalle band stelt een te grote eis aan de stabiliteit van de meetzender, waarvan de frequentie f_c te allen tijde

ruim binnen dit bandfilter moet vallen.

De twee MF-trappen brengen de frequentie terug via 321 MHz naar 21 MHz, waarna het aan een peakdetector wordt toegevoerd.

Het uitgangssignaal staat als videosignaal ter beschikking (zie figuur 4.7). De sync-pulsen hebben vrijwel geen invloed op het gemiddelde uitgangsniveau en kan zonder noemenswaardige fout als het signaalniveau worden beschouwd.



Figuur 4.7 Videosignaal van de spectrumanalyser.

De videouitgang is met de y-ingang van een x-y recorder verbonden. Op de x-ingang moet een spanning, overeenkomstig de azimuthhoek θ , aangeboden worden. De besturingscomputer heeft de azimuthhoek digitaal ter beschikking, zodat de analoge versie van de hoek θ d.m.v. een DAC verkregen kan worden. De DAC is 12 bits breed, echter de besturingscomputer geeft de hoek in 16 bits. Via een keuzeschakelaar wordt het tekenbit en de meest relevante 11 bits geselecteerd.

4.5.3 Resultaten

De resultaten zijn in bijlagen 4.II t/m 4.VI gegeven. Bijlagen II en V geven het amplitudestralingsdiagram, voor zowel de grote als de kleine parabool, over de volledige 360° van de azimuthhoek. De elevatiehoek is daarbij nagenoeg nul ($0,7^\circ$).

Bijlagen III en IV geven de diagrammen voor de grote antenne over een kleiner gebied van de azimuthhoek θ en bijlage VI geeft dit voor de kleine antenne.

Het valt op dat de eerste minima naast de hoofdlob niet erg laag zijn. Dit duidt op een niet lineair faseverloop in het stralingsdiagram. Bij beide antennes ligt het niveau buiten de hoofdlob en enkele zijlobben, vrijwel steeds onder de -40 dB. Indien de antennes gecombineerd worden (zender-ontvanger), zal dit tot een stralingsdiagram leiden dat, buiten $\pm 2^\circ$ t.o.v. het centrum van de hoofdlob, lager is dan -40 dB. De grote (zend)antenne is daarbij het bepalende element.

4.6 Fase-karakteristiek

4.6.1 Inleiding

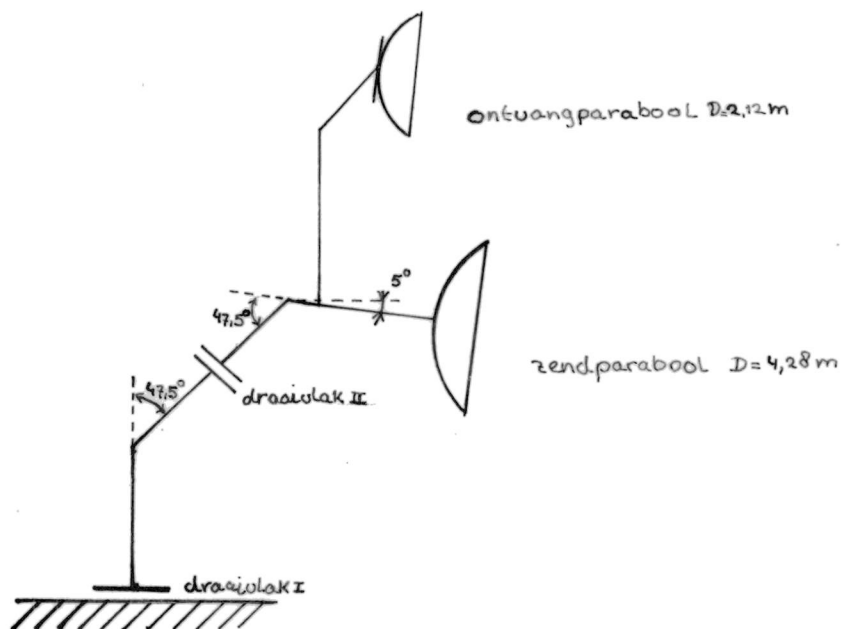
Betreffende het fasediagram van DARR zijn geen meetgegevens beschikbaar. Er zal dus op grond van de beschikbare constructie-tekeningen iets gezegd moeten worden over dit fasediagram, daar het samen met de amplitudediagrammen van de zend- en ontvang-antenne het samengestelde stralingsdiagram $G_S(\theta)$ vormt.

Indien blijkt dat het berekende model van het fasediagram gevoelig is voor kleine variaties van de antenneafmetingen, signaalfrequentie of objectafstand, dan dient men alsnog het fasediagram van het antennesysteem te meten. Het fasemodel kan dan als controle mogelijkheid gebruikt worden voor de meting.

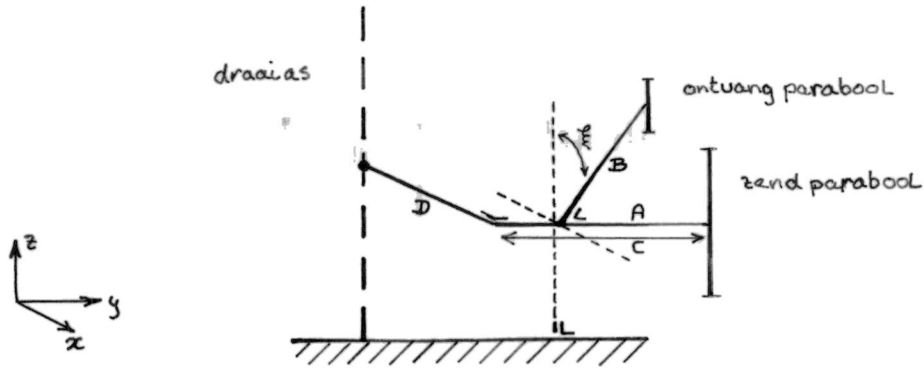
Het fasediagram zal als functie van de azimuthhoek θ bepaald worden, waarbij de elevatiehoek constant is en wel 0 graden.

4.6.2 Fase berekening

In figuur 4.8 is te zien dat het samenstel van zend- en ontvang-antenne een toch wel complex geheel vormt. Zie ook bijlage 4.VII.



Figuur 4.8 DARR antenneconstructie.

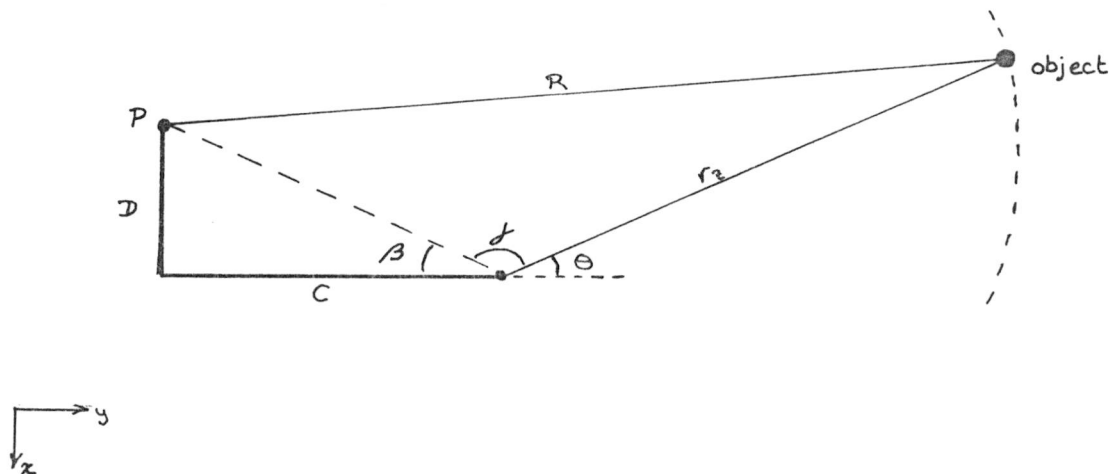


figuur 4.9 Stilistische en ruimtelijke weergave van de antenneconfiguratie bij een elevatiehoek van 0° .

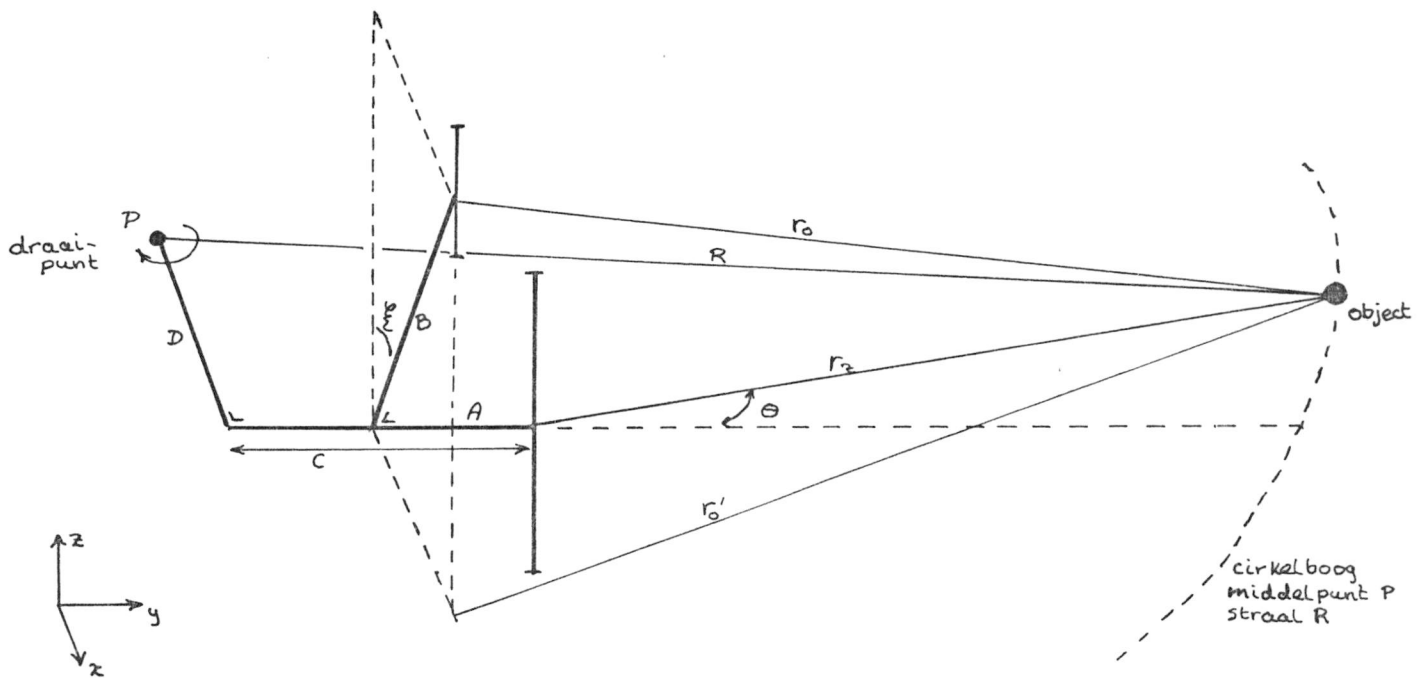
De antenneconfiguratie kan stilistisch worden weergegeven zoals getekend in figuur 4.9. De constructie is getekend bij een elevatiehoek van 0 graden. De ontvangantenne maakt dan een hoek van $32,9^\circ$ met de normaal op het horizontale vlak (zie bijlage 4.VIII).

De fase kan berekend worden door de totale weglengte van zendantenne via object naar ontvangantenne te bepalen. Figuur 4.11 brengt deze weglengte in relatie tot de antenneconfiguratie in beeld.

De lijnstukken A, C, D, r_z, r'_0, R en de cirkelboog met middelpunt P bevinden zich in het horizontale vlak. Ter bepaling van het lijnstuk r_z uitgedrukt in A, C, D en R als functie van θ kan de volgende hulptekening dienen.



Figuur 4.10 Hulptekening ter bepaling van lijnstuk r_z .



Figuur 4.11 De totale weglengte (r_z+r_0) in relatie tot de antenneconfiguratie en het object.

Dus $(D^2+C^2)-2r_z\sqrt{D^2+C^2}\cos(\pi-\beta-\theta)+r_z^2=R^2$
 ofwel $r_z^2+2\sqrt{D^2+C^2}\cos(\theta+\beta)\cdot r_z+(D^2+C^2-R^2)=0$
 Daaruit volgt dat:

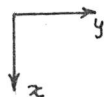
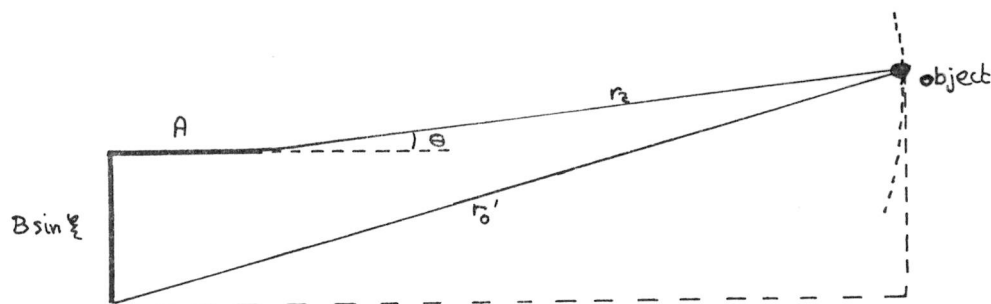
$$r_{z1,2} = -\sqrt{D^2+C^2}\cos(\theta+\beta) \pm \sqrt{R^2-(D^2+C^2)\sin^2(\theta+\beta)}$$

De weglengte r_z is te allen tijde positief, zodat het \pm teken vervangen kan worden door alleen een plusteken.

$$r_z = -\sqrt{D^2+C^2}\cos(\theta+\beta) + \sqrt{R^2-(D^2+C^2)\sin^2(\theta+\beta)} \quad (4.3)$$

waarbij $\beta = \arctan(D/C)$

Uitgaande van r_z kunnen we nu r_0' en vervolgens r_0 berekenen. Figuur 4.12 is daarbij een hulpmiddel.



Figuur 4.12 Hulptekening ter bepaling van lijnstuk r_0 .

$$\begin{aligned}
 \text{Dus } r_0'^2 &= (B \sin \xi + r_z \sin \theta)^2 + (A + r_z \cos \theta)^2 \\
 \text{Zodat } r_0^2 &= (B \cos \xi)^2 + r_0'^2 \\
 &= (B \cos \xi)^2 + (B \sin \xi + r_z \sin \theta)^2 + (A + r_z \cos \theta)^2 \\
 &= B^2 + r_z^2 + A^2 + 2r_z(B \sin \xi \sin \theta + A \cos \theta) \\
 r_0 &= \sqrt{B^2 + r_z^2 + A^2 + 2r_z(B \sin \xi \sin \theta + A \cos \theta)} \quad (4.5)
 \end{aligned}$$

Uit paragraaf 5.3 zal blijken dat het ontvangen beatsignaal, t.g.v. een object met snelheid nul en op een afstand r van de radarantenne aan de volgende vorm voldoet:

$$s_b(t) = A \cos\{2 \omega_c r/c + (2\Delta\omega r/(cT))t\}$$

waarbij ω_c : uitgezonden centrale radiaalfrequentie

$\Delta\omega$: radiaalfrequentiezwaai

T : sweeptijd van het FM-CW signaal

A : amplitude van $s_b(t)$

De fase is dus gelijk aan $\varphi_b = 2 \omega_c r/c$ en kan bij de samengestelde antenne geschreven worden als:

$$\begin{aligned}
 \varphi_b(\theta) &= \omega_c(r_z + r_0)/c \\
 &= (r_z + r_0) 2\pi/\lambda \text{ modulo } 2\pi \quad (4.6)
 \end{aligned}$$

De in formule 4.3 en 4.5 gevonden r_z en r_0 kunnen in bovenstaand verband worden ingevuld. In bijlage 4.X is het berekende verband tussen θ en de fase $\varphi_b(\theta)$ in tabelvorm gegeven. Tevens zijn de afstanden zender-object (r_z) en object-ontvanger (r_0) opgenomen.

Het aantal golflengten dat de weglengte $r_z(\theta) + r_o(\theta)$ afwijkt van $r_z(0^\circ) + r_o(0^\circ)$ staat in de kolom vermeld aangegeven met $(RZ + RO)/L$.

Men ziet dat de fase bij benadering lineair toeneemt met θ , waarbij dit verband als volgt uitgedrukt kan worden:

$$\varphi_{b1}(\theta) = 180^\circ \cdot \theta \quad (4.7)$$

De afwijking van de werkelijke fase t.o.v. de benaderde fase voor een bepaalde waarde van θ is onder de kop "delta fase" in de tabel opgenomen. In figuur 4.13 is het verloop $\varphi_b(\theta)$ en $\varphi_{b1}(\theta)$ in grafiekvorm gegeven.

4.6.3 Lineaire fasecomponent

De lineaire benadering $\varphi_{b1}(\theta)$ kan als volgt berekend worden.

$$\varphi_{b1}(\theta) = \frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \Big|_{\substack{R \rightarrow \infty \\ \theta = 0^\circ}} \cdot \theta \quad (4.8)$$

Het faseverloop $\varphi_b(\theta)$ moet dus naar θ gedifferentieerd worden.

$$\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \frac{dr_z}{d\theta} + \frac{dr_o}{d\theta} \right\} \quad (4.9)$$

Uit formule 4.3 volgt dat:

$$\frac{dr_z}{d\theta} = \frac{\sqrt{D^2 + C^2} \sin(\theta + \beta) - (D^2 + C^2) \frac{2 \sin(\theta + \beta) \cos(\theta + \beta)}{2\sqrt{R^2 - (D^2 + C^2) \sin(\theta + \beta)}}}{d\theta} \quad (4.10)$$

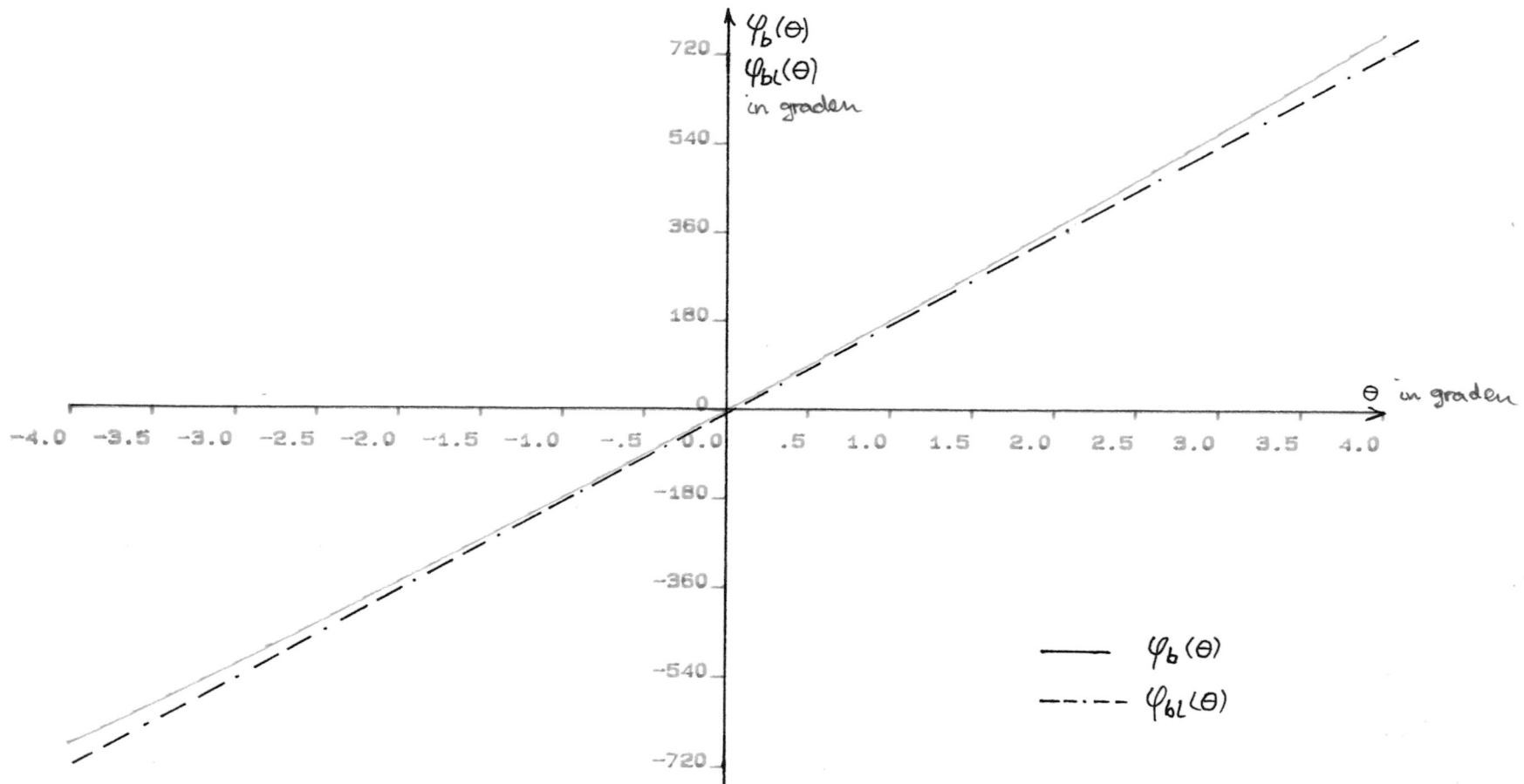
En uit formule 4.5 volgt:

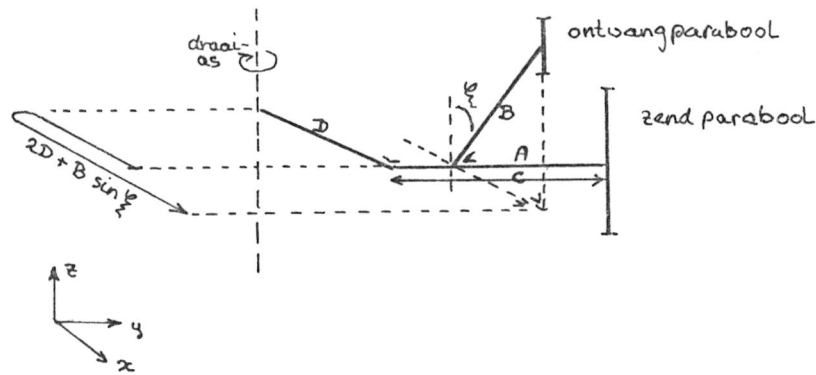
$$\begin{aligned} \frac{dr_o}{d\theta} &= \frac{1}{2r_o} \left\{ \frac{dr_z}{d\theta} + \frac{2dr_z(B\sin\zeta \sin\theta + A\cos\theta)}{d\theta} + 2r_z(B\sin\zeta \cos\theta - A\sin\theta) \right\} \\ &= \frac{r_z}{r_o} \frac{dr_z}{d\theta} + \frac{(B\sin\zeta \sin\theta + A\cos\theta)}{r_o} \frac{dr_z}{d\theta} + \frac{r_z}{r_o} (B\sin\zeta \cos\theta - A\sin\theta) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Uit formule 4.10 en 4.11 volgt:

$$\begin{aligned} \lim_{\substack{R \rightarrow \infty \\ \theta = 0^\circ}} \left\{ \frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right\} &= \frac{2\pi}{\lambda} \left[\sqrt{D^2 + C^2} \sin\beta + \sqrt{D^2 + C^2} \sin\beta + B\sin\zeta \right] \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \{ D + D + B\sin\zeta \} \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} \{ 2D + B\sin\zeta \} \end{aligned} \quad (4.12)$$

Figuur 4.13 De berekende fasekarakteristiek van DARR.





Figuur 4.14 Antenneconfiguratie.

Voor de lineaire benadering geldt dus:

$$\begin{aligned}\varphi_{b1}(\theta) &= \frac{2\pi}{\lambda} (2D + B \sin \xi) \cdot \theta \\ &= 180 \cdot \theta \quad (\text{in graden of radialen})\end{aligned}\quad (4.13)$$

De lineaire benadering van de fasekarakteristiek is dus recht-evenredig met de lengte van het traject zendantenne - draaias - ontvangantenne geprojecteerd op de x-as (zie figuur 4.14).

4.6.4 Kwadratische fasecomponent

De DARR fasekarakteristiek bevat ook een niet lineaire component, die in eerste benadering kwadratisch wordt gesteld. Het totale fasediagram kan dus benaderd worden door:

$$\begin{aligned}\varphi_b(\theta) &= \varphi_{b1}(\theta) + \varphi_{bk}(\theta) \\ &= \left\{ \frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right\}_{\substack{R \rightarrow \infty \\ \theta = 0^\circ}} \cdot \theta + \frac{1}{2} \left\{ \frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} \right\}_{\substack{R \rightarrow \infty \\ \theta = 0^\circ}} \cdot \theta^2\end{aligned}\quad (4.14)$$

In onderstaande berekening wordt de faktor $\left\{ \frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} \right\}_{\substack{R \rightarrow \infty \\ \theta = 0^\circ}}$ zowel gekwalificeerd als gekwantificeerd.

Uit formule 4.9 is bekend dat:

$$\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \frac{dr_z}{d\theta} + \frac{dr_o}{d\theta} \right\}$$

Waaruit voor de tweede afgeleide naar θ volgt:

$$\frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \frac{d^2r_z}{d\theta^2} + \frac{d^2r_o}{d\theta^2} \right\} \quad (4.15)$$

Met behulp van formule 4.10 is te vinden dat:

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \frac{dr_z}{d\theta} = \sqrt{D^2 + C^2} \sin(\theta + \beta)$$

Hieruit volgt voor de tweede afgeleide van r_z naar θ :

$$\left\{ \frac{d^2r_z}{d\theta^2} \right\}_{R \rightarrow \infty} = \sqrt{D^2 + C^2} \cos(\theta + \beta) \quad (4.16)$$

$$\left\{ \frac{d^2r_z}{d\theta^2} \right\}_{R \rightarrow \infty, \theta=0^\circ} = \sqrt{D^2 + C^2} \cos\beta = C \quad (4.17)$$

De berekening van de tweede afgeleide van r_o naar θ met behulp van formule 4.11, vergt iets meer rekenwerk.

$$\begin{aligned} \left\{ \frac{d^2r_o}{d\theta^2} \right\}_{R \rightarrow \infty} &= \frac{-1}{r_o^2} \left\{ r_z \frac{dr_z}{d\theta} + (B\sin\xi\sin\theta + A\cos\theta) \frac{dr_z}{d\theta} + \right. \\ &\quad \left. + r_z (B\sin\xi\cos\theta - A\sin\theta) \right\} + \\ &\quad + \frac{1}{r_o} \left(\frac{dr_z}{d\theta} \right)^2 + \frac{r_z}{r_o} \frac{d^2r_z}{d\theta^2} + \\ &\quad + \frac{1}{r_o} \frac{d^2r_z}{d\theta^2} (B\sin\xi\sin\theta + A\cos\theta) + \\ &\quad + \frac{2}{r_o} \frac{dr_z}{d\theta} (B\sin\xi\cos\theta - A\sin\theta) + \\ &\quad + \frac{r_z}{r_o} (-B\sin\xi\sin\theta - A\cos\theta) \end{aligned} \quad (4.18)$$

Uit bovenstaande afleiding volgt:

$$\left\{ \frac{d^2r_o}{d\theta^2} \right\}_{R \rightarrow \infty, \theta=0^\circ} = C - A \quad (4.19)$$

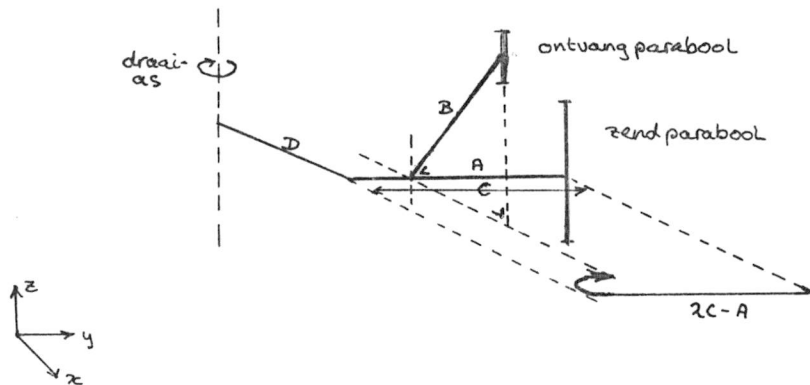
Voor de kwadratische benadering $\varphi_{bk}(\theta)$ geldt dus:

$$\varphi_{bk}(\theta) = \frac{\pi}{\lambda} (2C - A) \cdot \theta^2 \quad (4.20)$$

De kwadratische component van de fasekarakteristiek is recht-evenredig met de lengte van het zelfde traject (zendantenne - draaias - ontvangantenne) als bij de lineaire benadering, maar nu vindt de projectie van de trajectlengte op de z-as plaats. (zie figuur 4.15).

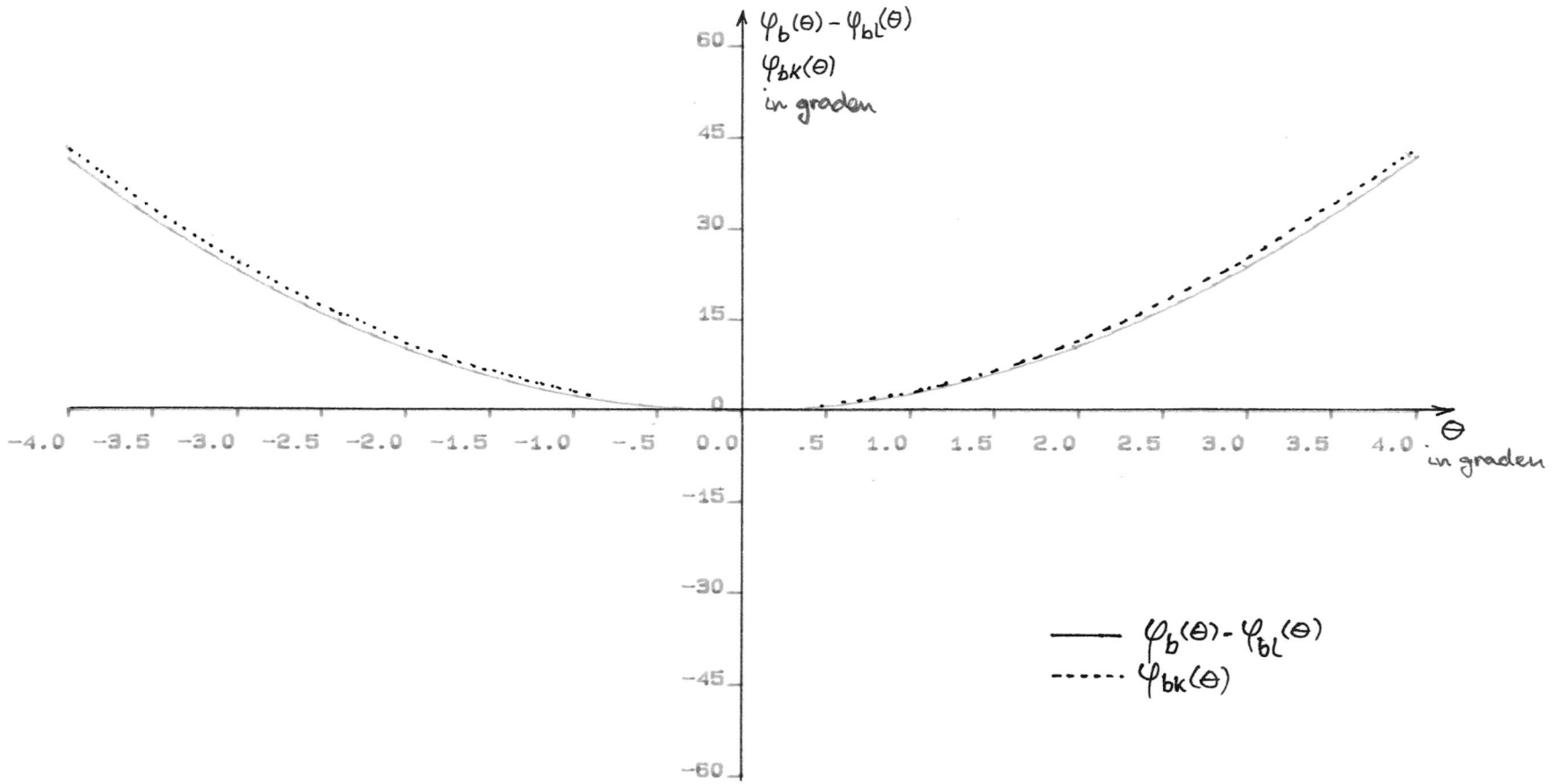
Kwantitatief geldt voor de kwadratische benadering:

$$\begin{aligned} \varphi_{bk}(\theta) &= 151 \cdot \theta^2 && (\theta \text{ in radialen}) \\ &= 2,64 \cdot \theta^2 && (\theta \text{ in graden}) \end{aligned} \quad (4.21)$$



Figuur 4.15 Antenneconfiguratie.

Figuur 4.16 Verschil tussen de fasekarakteristiek van DARR en zijn lineaire benadering ($\varphi_{b1}=180 \cdot \theta$).



4.6.5 Invloed variërende objectafstand

Het is interessant om de invloed van de objectafstand R op de fasekarakteristiek $\varphi_b(\theta)$ te bepalen. Men kan deze invloed berekenen door de eerste afgeleide van $\varphi_b(\theta)$ naar R te bepalen. Maar dit geeft een mathematische uitdrukking die niet inzichtelijk werkt. Er wordt dan ook volstaan met het berekende faseverloop als functie van de azimuthhoek θ en objectafstand R in tabelvorm te geven (bijlage XI). De parameter R loopt van 100 m tot 1000 km. Figuur 4.17 geeft de grafische weergave van $\varphi_b(\theta, R)$.

Zoals werd verwacht is het faseverloop gevoelig voor een variërende objectafstand, indien deze afstand klein is. Bij een objectafstand groter dan 1000 m blijkt het faseverloop vrijwel ongevoelig te zijn voor een verandering in de objectafstand.

4.6.6 Invloed variërende golflengte

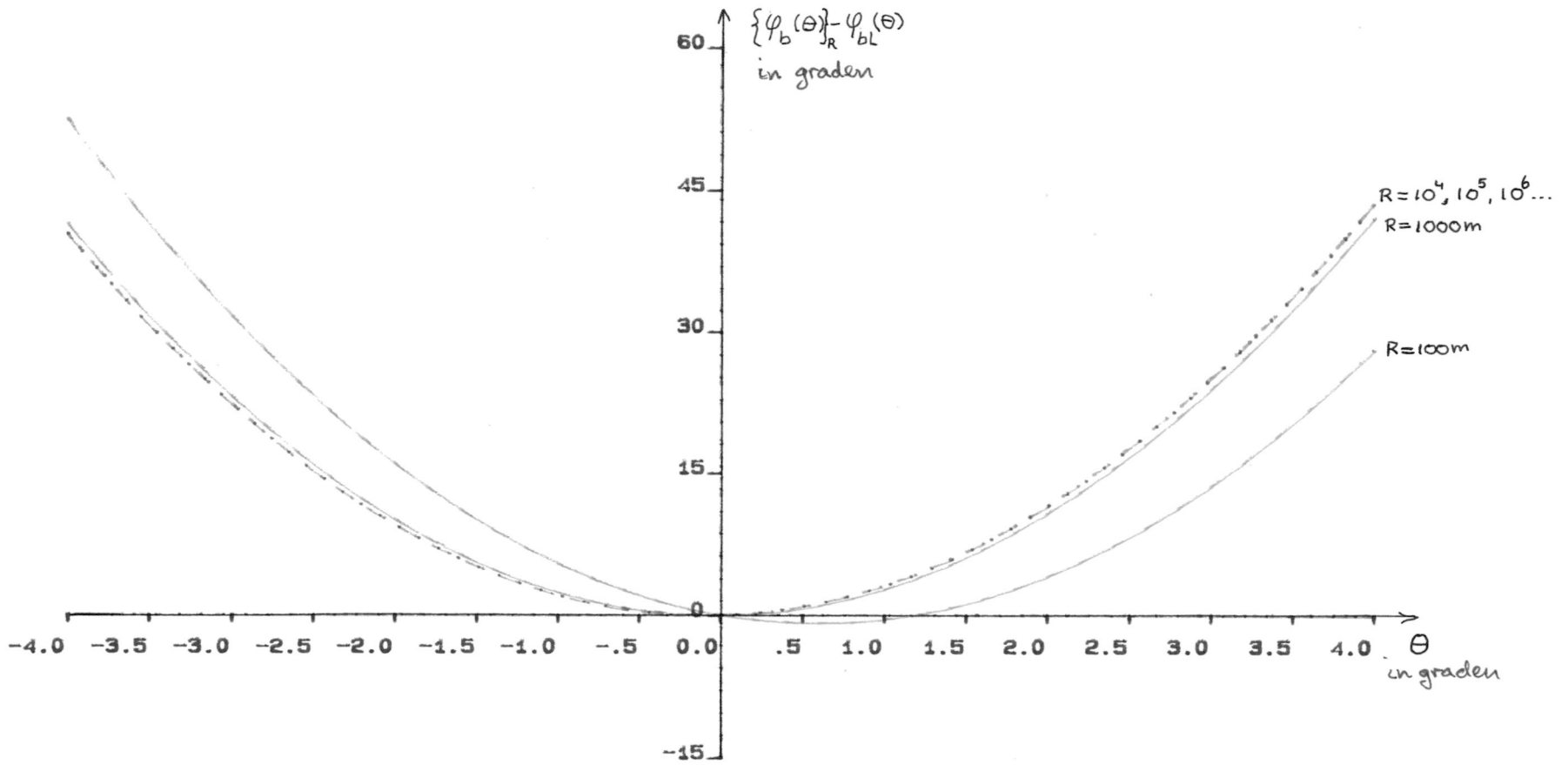
Het faseverloop is ook afhankelijk van de golflengte $\lambda = c/f_c$. Er geldt volgens formule 4.6:

$$\varphi_b(\theta) = (r_z + r_o) 2\pi/\lambda$$

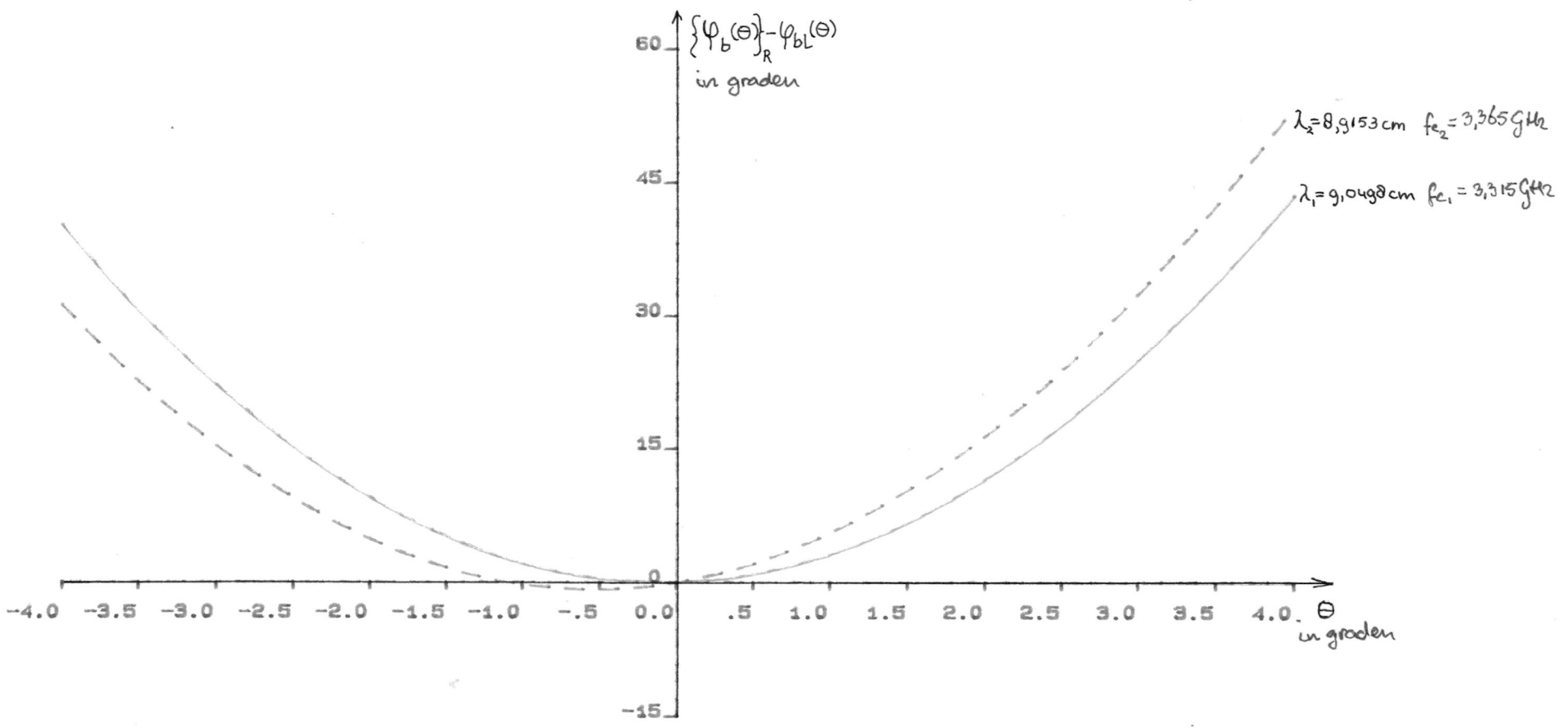
Indien de maximale frequentiezwaai 50 MHz bedraagt, dan variëert de frequentie van het uitgezonden radarsignaal van f_c tot $f_c + 50$ MHz, ofwel van 3,315 GHz tot 3,365 GHz. De zwaai van 50 MHz komt met 1,5% van de centrale frequentie overeen. Dus het faseverloop zal ook maximaal 1,5% afwijken.

In figuur 4.18 is het faseverloop gegeven voor de gevallen waarbij $\lambda_1 = 9,0498$ cm ($f=3,315$ GHz) en $\lambda_2 = 8,9153$ cm ($f=3,365$ GHz). De overeenkomstige tabellen zijn in bijlage XII opgenomen. Concluderend kan gesteld worden dat de golflengte slechts een kleine invloed heeft op het faseverloop van de samengestelde radarantenne.

Figuur 4.17 Fasekarakteristiek met als parameter de objectafstand R (uitsluitend het verschil weergegeven met de lineaire benadering).



Figuur 4.18 Fasekarakteristiek met de golflengte als parameter (verschil met de lineaire benadering).



4.6.7 Invloed variërende antenneconstructie afmetingen

Als laatste wordt de invloed, die de antenneconstructie afmetingen A, B, C en D hebben op de fasekarakteristiek, bestudeerd. Ter bepaling van deze invloed kan de tweede orde benadering van de fasekarakteristiek gebruikt worden.

$$\varphi_b(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} (2D + B\sin\varphi)\theta + \frac{\pi}{\lambda} (2C - A)\theta^2$$

Daaruit kan men de eerste afgeleide nemen naar de constructieafmetingen A, B, C en D.

$$\frac{\delta\varphi_b(\theta)}{\delta A} = -\frac{\pi}{\lambda} \theta^2 = -34,7 \theta^2 \quad (4.22)$$

$$\frac{\delta\varphi_b(\theta)}{\delta B} = \frac{2\pi}{\lambda} (\sin\varphi)\theta = 37,7 \theta \quad (4.23)$$

$$\frac{\delta\varphi_b(\theta)}{\delta C} = \frac{2\pi}{\lambda} \theta^2 = 69,4 \theta^2 \quad (4.24)$$

$$\frac{\delta\varphi_b(\theta)}{\delta D} = \frac{4\pi}{\lambda} \theta = 139 \theta \quad (4.25)$$

Opmerking: alle hoeken in radialen.

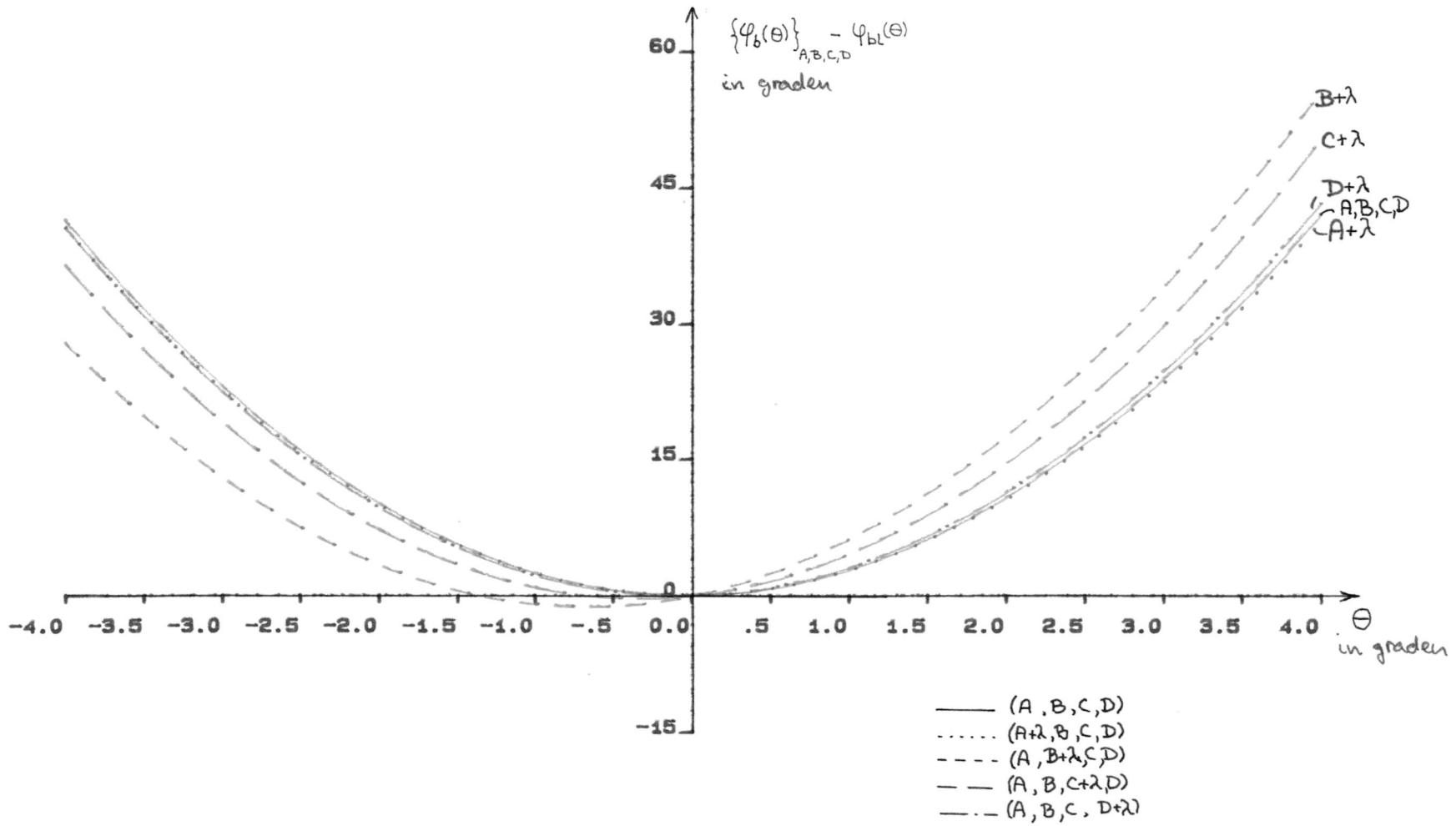
Bij een kleine verandering van de constructie afmeting bedraagt de faseverdraaiing:

$$\varphi_b(\theta) = -\frac{\pi}{\lambda} \theta^2 \Delta A + \frac{2\pi}{\lambda} \sin\varphi \theta \Delta B + \frac{2\pi}{\lambda} \theta^2 \Delta C + \frac{4\pi}{\lambda} \theta \Delta D \quad (4.26)$$

Bovenstaande formule geeft een redelijk goede indruk van de faseverdraaiing, maar men moet wel bedenken dat de formule op een benadering is gebaseerd.

Door een simpele verandering in het computerprogramma, voor de berekening van de fasekarakteristiek, gegrondvest op de exacte formules van r_z en r_o (formule 4.3 en 4.5), is een beter resultaat te verkrijgen. In bijlagen XIIIa t/m d zijn de fasekarakteristieken gegeven in de situaties dat de antenneconstructie afmetingen stuk voor stuk een hele golflengte vergroot zijn. Figuur 4.19 geeft deze resultaten in grafiekvorm.

Figuur 4.19 Fasekarakteristiek met de antenne-afmetingen als parameter (verschil met de lineaire benadering).



De vergroting van de afmetingen A en D met een hele golflengte heeft vrijwel geen invloed op de fasekarakteristiek.

De lengte verandering van B heeft precies die invloed op de fase als in formule 4.23 berekend is:

$$\begin{aligned}\varphi_b(\theta) &= \frac{2\pi}{\lambda} (\sin\varphi)\theta \Delta B \\ &= 2\pi (\sin\varphi)\theta \\ &= 3,41 \theta \quad (\text{in radialen of graden})\end{aligned}\quad (4.27)$$

De lineaire benadering van de fasekarakteristiek gaat nu over in:

$$\varphi_{b1} = 183,4 \theta \quad (4.28)$$

De invloed van de afmeting C op de fase gedraagt zich niet uitsluitend kwadratisch, zoals in formule 4.24 berekend is. Er is ook een oneven orde component aanwezig, zoals uit figuur 4.19 blijkt, maar die is klein t.o.v. de totale fase.

Concluderend kan gesteld worden dat de faseverandering in de fasekarakteristiek van de samengestelde antenne klein is bij een verandering van de elementaire constructie armen A, B, C en D met een hele golflengte.

4.6.8 Conclusies

Concluderend kunnen we stellen dat het fasediagram van de samengestelde antenne d.m.v. berekening goed te bepalen is, zonder dat daarbij de variaties van de objectafstand, signaalgolflengte en antenneconstructie afmeting van grote invloed zijn. Echter alleen een meting kan zekerheid scheppen omtrent het fasediagram.

Bij de berekening van het fasediagram is er van uitgegaan dat het puntobject zich in het verre veld bevindt. Dit is reeds het geval bij een antenne - object afstand van 320 m ($D^2/\lambda = 320$ m). Om het fasediagram onafhankelijk te laten zijn van de antenne-object afstand, moet deze afstand groter dan 1000 m zijn. Indien aan deze eis voldaan is, is tevens aan het verrevelduitgangspunt voldaan.

Bij de berekening van het fasediagram is tevens aangenomen dat de apertuur van de beide parabolantennes een equifasevlak is. Uit paragraaf 4.5 bleek dat de extreme minima naast de hoofdlob van het stralingsamplitude karakteristiek ontbreken. Dit wijst op een faseverloop in het fasediagram. De grootte is moeilijk te schatten en kan uitsluitend m.b.v. een fasemeting van de samengestelde antenne goed bepaald worden.

Men dient daartoe de beschikking te hebben over een puntobject in het verreveld, dat zich sterk van de omgeving onderscheidt. Een mogelijkheid is het plaatsen van een hoekreflector in het vlakke veld (weilanden). De antenne moet dan onder de horizon "kijken", hetgeen wel mogelijk is tot 5° , maar dit levert niet de gewenste fasekarakteristiek op bij een elevatiehoek van 0° . De reflector moet dus op gelijke hoogte met de antenne (90 m) opgesteld worden. Zo'n meting is binnen het kader van de afstudeeropdracht niet gerealiseerd, zodat in het vervolg van dit verslag met het theoretische model zal worden gerekend.

In paragraaf 5.8 en 5.9 zal blijken dat het berekende fasediagram zeer goed met het werkelijke diagram overeenkomt.

5. Azimuthale resolutieverbetering van een FM-CW rondzoekradar

5.1 Inleiding

Om de resolutie van een radarantenne te bepalen, dient men een analyse te maken van de stralingskarakteristiek. De laagste resolutie wordt bij een uniforme rondstraler bereikt. De antenne maakt dan geen enkel onderscheid tussen de objecten die zich op eenzelfde afstand tot de radarantenne bevinden. Bij rotatie van de antenne zal het ontvangen signaal constant blijven, aannemende dat de objecten stationair zijn.

De resolutie kan verhoogd worden door de stralingskarakteristiek van de antenne een bepaalde vorm te geven. Bij deze vorm moet men zowel de amplitude als de fase in ogenschouw nemen.

De bepaling van de resolutie laat zich vertalen in het bepalen van het aantal onafhankelijke metingen die m.b.v. het radarsysteem in de objectruimte gedaan kunnen worden.

We zullen in dit hoofdstuk het aantal onafhankelijke metingen gaan bepalen bij een azimuthale rondzoekradar, met name dat van DARR, maar allereerst zal het begrip resolutiecel worden verduidelijkt en een beschrijving van het beatsignaal worden gegeven.

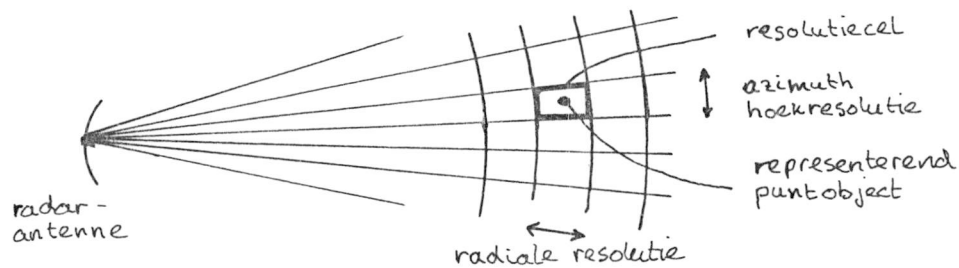
5.2 Resolutiecel

Een belangrijk begrip dat in dit hoofdstuk gehanteerd zal worden, is het begrip resolutiecel en zal in deze paragraaf verduidelijkt worden.

Het radarsysteem wordt in de rondzoekmode gebruikt, hierbij roteert de antenne om zijn azimuthale-as en neemt de objecten met een bepaalde resolutie waar. Het systeem kan objecten, die binnen één ruimtelijke cel liggen van bepaalde afmetingen, niet meer van elkaar onderscheiden, maar objecten die één of meer

cellen van elkaar verwijderd liggen wel. Deze cel wordt aangeduid met resolutiecel.

Men brengt alle objecten binnen zo'n cel terug tot één puntobject in het geometrische midden van de cel (zie figuur 5.1).



Figuur 5.1 Resolutiecellen in het horizontale vlak.

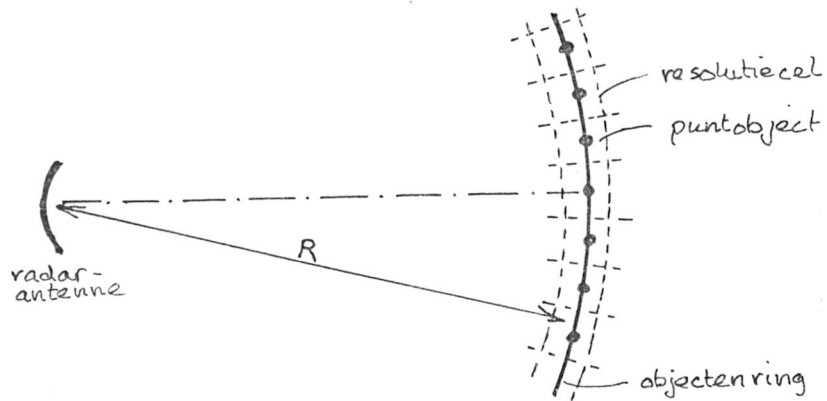
In de figuur is de situatie geschetst waarbij de resolutiecel qua afmetingen 2-dimensionaal is (elevatiehoek nul graden). In deze studie zijn we geïnteresseerd in de azimuthhoekresolutie. Daartoe wordt een band beschouwd op afstand R van de radarantenne, die uit een ring van aaneengesloten resolutiecellen bestaat. Doordat men de objecten binnen één resolutiecel gecentreerd in het midden van de cel denkt, heeft men dus te maken met een objectenring waarvan de objecten op equidistante afstanden van elkaar liggen (zie figuur 5.2).

Deze beschouwingswijze is correct, indien de objecten zich als verreveldstralers gedragen, want dan wordt het object door de radarantenne als puntstraler gezien. D.w.z. dat de radarantenne zich in het Fraunhofergebied van de objectstraler moet bevinden. De afstand object-antenne moet dus groter zijn dan:

$$R = 2D_0^2/\lambda \quad (5.1)$$

Waarbij D_0 de objectafmeting is. (zie ook paragraaf 3.2).

Dit legt een bovengrens vast voor de grootte van de resolutiecel.



Figuur 5.2 Objectenring.

Objecten groter dan één resolutiecel moeten dus over meerdere resolutiecellen verdeeld worden en worden dientengevolge door meerdere puntobjecten voorgesteld.

Er zal in het vervolg van dit hoofdstuk gebruik gemaakt worden van het hierboven beschreven resolutiecellenmodel.

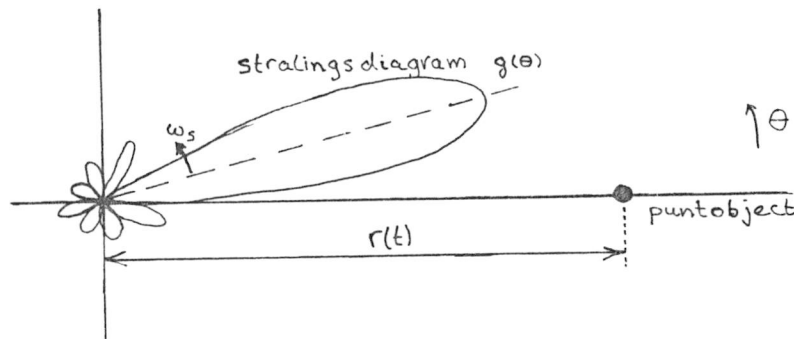
5.3 FM-CW beatsignaal

In deze paragraaf zal het beatsignaal van een om zijn verticale as roterende radarantenne (van het FM-CW type) berekend worden. Tevens wordt er aangenomen dat er slechts één antenne wordt gebruikt voor zowel zenden als ontvangen.

Dit geeft ons inzicht in de invloed die de rotatie uitoefent op het beatsignaal en in welke signaalparameters van het beatsignaal de reflectieparameters van een object zijn terug te vinden.

Het zendsignaal dat aan de radarantenne geleverd wordt, voorgesteld door $m_z(t)$, is van het type FM-CW. Het azimuthale antennestralingsdiagram wordt door de functie $g(\theta)$ beschreven.

Er wordt één puntobject op afstand $r(t)$ van het rotatiemiddelpunt van de antenne beschouwd. Daarbij wordt de elevatiehoek op nul graden gesteld en wordt het assenstelsel zodanig gekozen dat ook de azimuthhoek voor het puntobject nul graden is (zie figuur 5.3)



Figuur 5.3 "Roterend" stralingsdiagram.

Het naar een puntobject uitgezonden signaal is:

$$m_o(t) = m_z(t) \cdot g(\theta) \quad (5.2)$$

De antenne roteert linksom met een hoeksnelheid $\omega_s = 2\pi/T_s$, waarbij T_s de scanperiode is. De momentele hoek $\theta(t)$ kan geschreven worden als:

$$\theta(t) = -\omega_s t \quad (5.3)$$

Voor het naar het object op tijdstip t uitgezonden signaal geldt:

$$m_o(t) = m_z(t) \cdot g(-\omega_s t) \quad (5.4)$$

Stel dat γ de reflectiecoëfficiënt van het object is, die geschreven kan worden als:

$$\gamma = \rho \exp(j\psi) \quad , \text{waarbij} \quad (5.5)$$

$\rho = |\gamma|$ de reflectiemodulus en

ψ de reflectiefase is.

Voor het gereflecteerde signaal voor ontvangst geldt:

$$m_{rf}(t) = \gamma m_z\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right) \cdot g\left\{-\omega_s\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right)\right\} \quad (5.6)$$

De term $2r(t)/c$ is de signaallooptijd van het traject radarantenne - object - radarantenne.

Dus voor het ontvangen signaal $m_r(t)$ na de radarantenne kan geschreven worden:

$$m_r(t) = \gamma m_z\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right) \cdot g\left\{-\omega_s\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right)\right\} \cdot g(-\omega_s t) \quad (5.7)$$

T.g.v. de antennerotatie is het signaal $m_z\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right)$ gemoduleerd met $g\left\{-\omega_s\left(t - \frac{2r(t)}{c}\right)\right\} \cdot g(-\omega_s t)$.

In de praktijk is de term $\omega_s \cdot \frac{2r(t)}{c}$ erg klein, b.v.

$$\left. \begin{array}{l} r(t) = 10 \text{ km} \\ T_s = 5 \text{ s} \end{array} \right\} \Rightarrow \omega_s \frac{2r(t)}{c} \approx 4,2 \cdot 10^{-5} = 0,0024^\circ$$

Bij DARR is dit zeker het geval daar de scanperiode T_s veel groter is dan 5 seconden.

De term $g\left\{-\omega_s\left(t-\frac{2r(t)}{c}\right)\right\} \cdot g(-\omega_s t)$ is bij zeer goede benadering gelijk te stellen aan $g^2(-\omega_s t)$.

Voor het ontvangen signaal kan nu geschreven worden:

$$m_r(t) = \int m_z\left\{t-\frac{2r(t)}{c}\right\} \cdot g^2(-\omega_s t) \quad (5.8)$$

Het zendsignaal $m_z(t)$ is een lineair in frequentie gemoduleerd signaal:

$$m_z(t) = \hat{e} \left[\exp j\left\{\omega_c t + \Delta\omega \int_0^t s(\tau) d\tau\right\} \right] \quad (5.9)$$

waarbij $s(\tau) = \tau/T_m$ en

T_m de sweeptijd van het FM-CW signaal

Ter vereenvoudiging wordt $m_z(t)$ voorgesteld door:

$$m_z(t) = \hat{e} \exp j\chi(t) \quad (5.11)$$

Na homodyne detectie van het ontvangen signaal $m_r(t)$, verkrijgt men het complexe beatsignaal:

$$\begin{aligned} m_b(t) &= \int \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_s t) \cdot \exp\left\{j\chi\left(t-\frac{2r(t)}{c}\right)\right\} \cdot \exp\{-j\chi(t)\} \\ &= \int \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_s t) \cdot \exp\left\{j\left[\omega_c\left(t-\frac{2r(t)}{c}\right) + \Delta\omega \int_0^{t-\frac{2r(t)}{c}} s(\tau) d\tau - \omega_c t - \Delta\omega \int_0^t s(\tau) d\tau\right]\right\} \\ &= \rho \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_s t) \cdot \exp\left\{j\left(-\omega_c \frac{2r(t)}{c} - \Delta\omega \int_{t-\frac{2r(t)}{c}}^t s(\tau) d\tau + \psi\right)\right\} \quad (5.12) \end{aligned}$$

De integraal $\int_{t-\frac{2r(t)}{c}}^t s(\tau) d\tau$ kan benaderd worden door $\frac{2r(t)}{c} \cdot s(t) = \frac{2r(t)}{c} \cdot \frac{2r(t)}{c \cdot T}$, indien $s(\tau)$ vrijwel constant is over het interval $t-\frac{2r(t)}{c} < \tau < t$, zodat:

$$m_b(t) = \rho \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_s t) \cdot \exp\left\{j\left(-\omega_c \frac{2r(t)}{c} - \Delta\omega \frac{2r(t) \cdot t}{c \cdot T} + \psi\right)\right\} \quad (5.13)$$

Het reële beatsignaal is gelijk aan $s_b(t) = \text{Re}\{m_b(t)\}$

$$s_b(t) = \rho \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_s t) \cdot \cos\left\{\omega_c \frac{2r(t)}{c} + \Delta\omega \frac{2r(t) \cdot t}{c \cdot T} - \psi - \varphi_b\right\} \quad (5.14)$$

Waarbij φ_b het faseverloop van de antenne karakteristiek is.

Stel dat het puntobject op tijdstip $t=0$ zich op een afstand r_0 van de antenne bevindt en met een radiële snelheid v , ofwel:

$$r(t) = r_0 + vt \quad (5.15)$$

Zodat voor $s_b(t)$ geldt:

$$s_b(t) = \rho \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_{st}) \cdot \cos \left\{ \omega_c \frac{2r_0}{c} + \left(\omega_c \frac{2v}{c} + \Delta\omega \frac{2r_0}{cT} \right) t + \Delta\omega \frac{vt^2}{cT} - \psi \right\} - \varphi_b \quad (5.16)$$

Indien $r_0 \gg vt$ dan geldt dat $\frac{\Delta\omega vt^2}{cT} \ll \frac{2\Delta\omega r_0 t}{cT}$ zodat:

$$s_b(t) = \rho \hat{e}^2 \cdot g^2(-\omega_{st}) \cdot \cos \left\{ \omega_c \frac{2r_0}{c} + \left(\omega_c \frac{2v}{c} + \Delta\omega \frac{2r_0}{cT} \right) t - \psi - \varphi_b \right\} \quad (5.17)$$

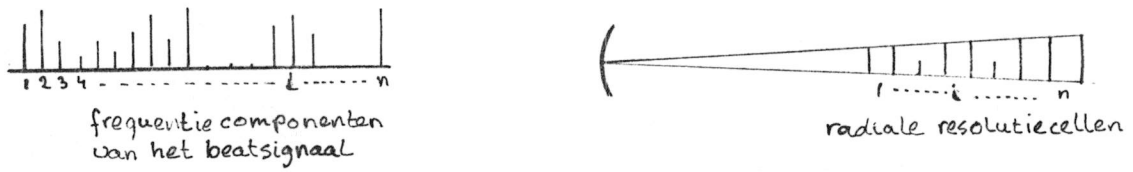
De reflectiecoëfficiënt van een puntobject op afstand r_0 en radiële snelheid v , is te vinden uit de amplitude en fase van het beatsignaal op radiaalfrequentie

$$2\omega_c v/c + 2\Delta\omega r_0/cT \quad (5.18)$$

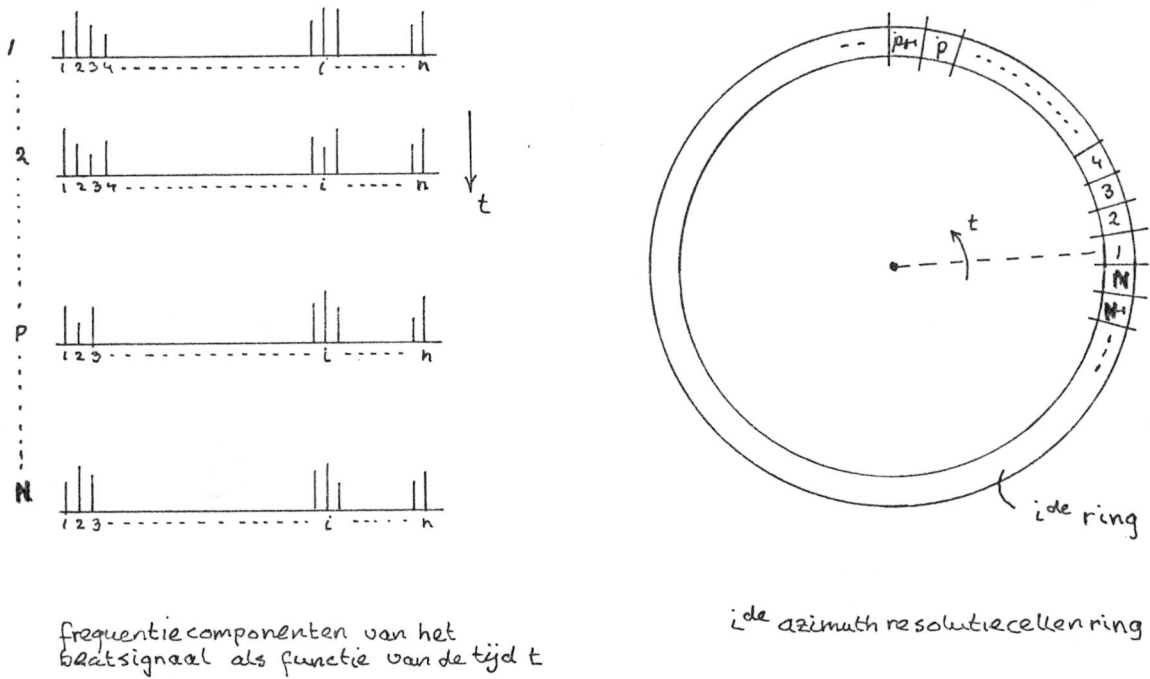
De reflectiemodulus ρ wordt met het gekwadraterde stralingsdiagram $g^2(\theta(t))$ gemoduleerd. Men kan zien dat de snelheid v een radiaalfrequentieverschuiving teweeg brengt van $2\omega_c v/c$ (dopplerfrequentie).

In het vervolg van het hoofdstuk wordt de snelheid van het object op nul gesteld.

De reflectiecoëfficiënten van de objecten in radiële richting wordt bij DARR via een FFT uit het beatsignaal verkregen. Het FFT-proces levert een discreet aantal frequentiecomponenten op, die verband houden met de radiële resolutiecellen overeenkomstig figuur 5.4. De reflectiecoëfficiënten afkomstig uit de i^{de} azimuthale resolutiecellenring worden dus verkregen door steeds de i^{de} frequentiecomponent van het beatspektrum te nemen (zie figuur 5.5).



Figuur 5.4 Beatspectrumcomponenten in relatie tot de radiale resolutiecellen.

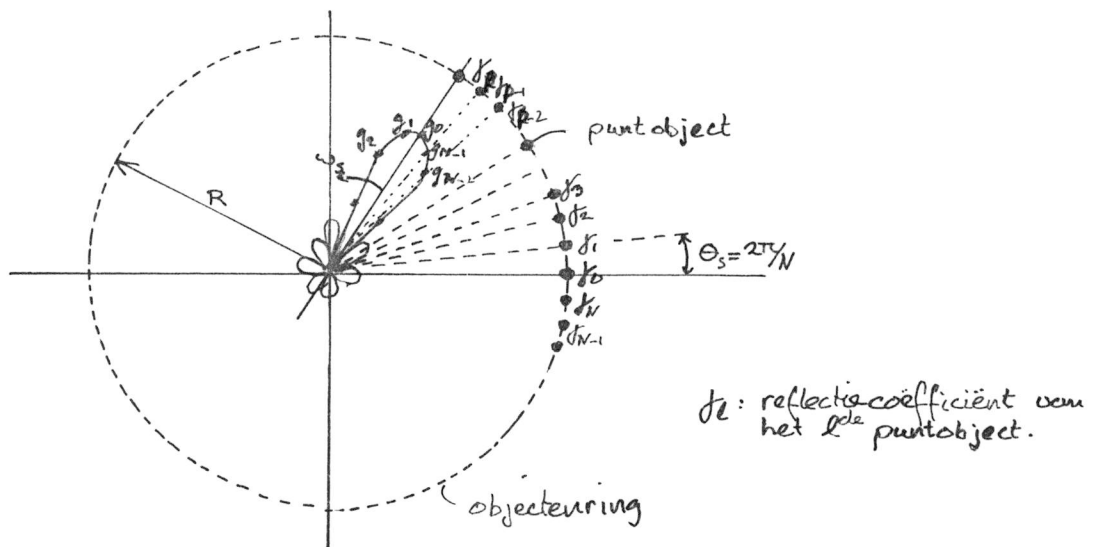


Figuur 5.5 Beatspectrumcomponenten als functie van de tijd t in relatie tot de azimuthale resolutiecellen.

5.4 Rondzoekradar

We beschouwen de in paragraaf 5.2 gedefiniëerde objectenring (resolutiecellenring) op afstand R van het rotatiecentrum van de antenne, waarbij de puntobjecten op equidistante afstanden ter grootte van $(2\pi/N)R$ voorkomen.

De complexe reflectiecoëfficiënten van de puntobjecten worden door $\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_P, \dots, \delta_{N-1}$ voorgesteld en stationair verondersteld (zie figuur 5.6).



Figuur 5.6 Rondzoekproces.

Stel dat het radarsysteem steeds een meting doet, nadat de antenne over een constante hoek $2\pi/N$ verdraaid is en de waarde van het antennestralingsdiagram, op azimuthhoek $i \cdot (2\pi/N)$ ($0 < i < N-1$), voorgesteld kan worden door $g_0, g_1, g_2, \dots, g_P, \dots, g_{N-1}$.

De complexe waarde g_0 ligt op tijdstip t_p rechttegenover het p^{de} puntobject met reflectiecoëfficiënt γ_p .

Dan geldt voor het beatspektrum op radiaal frequentie $\frac{2\Delta\omega R}{cT}$ en na verdraaiing over 1 maal $2\pi/N$ ($\theta_p = 2\pi p/N$, zie ook par. 5.3).

$$b(\theta_p) = b_p = \gamma_0 g_{-p}^2 + \gamma_1 g_{-p+1}^2 + \dots + \gamma_p g_0^2 + \dots + \gamma_{N-1} g_{N-p-1}^2 \quad (5.19)$$

Indien alle beatspektrumcomponenten van de objectenring op afstand R en op tijdstippen t_0 t/m t_{N-1} worden genoteerd, dan worden de onderstaande vergelijkingen verkregen. Hierbij is gesteld dat $g_i^2 = h_i$.

$$\begin{aligned} b_0 &= \gamma_0 h_0 + \gamma_1 h_1 + \gamma_2 h_2 + \dots + \gamma_p h_p \dots + \gamma_{N-1} h_{N-1} \\ b_1 &= \gamma_0 h_{N-1} + \gamma_1 h_0 + \gamma_2 h_1 + \dots + \gamma_p h_{p-1} \dots + \gamma_{N-1} h_{N-2} \\ &\vdots \\ b_p &= \gamma_0 h_{N-p} + \gamma_1 h_{N-p+1} + \gamma_2 h_{N-p+2} + \dots + \gamma_p h_0 \dots + \gamma_{N-1} h_{N-p-1} \\ &\vdots \\ b_{N-1} &= \gamma_0 h_1 + \gamma_1 h_2 + \gamma_2 h_3 + \dots + \gamma_p h_{p+1} \dots + \gamma_{N-1} h_0 \end{aligned} \quad (5.20)$$

In matrixvorm luidt dit:

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ b_{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \dots & h_{N-1} \\ h_{N-1} & h_0 & h_1 & \dots & h_{N-2} \\ h_{N-2} & h_{N-1} & h_0 & \dots & h_{N-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & h_1 \\ h_1 & h_2 & h_3 & \dots & h_{N-1} & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \gamma_0 \\ \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \gamma_{N-2} \\ \gamma_{N-1} \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

$$\text{Ofwel: } B = H \cdot \Gamma \quad (5.22)$$

is oplosbaar indien H inverteerbaar is, immers

$$\Gamma = H^{-1} \cdot B \quad (5.23)$$

De inverteerbaarheids eis van H komt overeen met de eis dat de N rijen van de matrix H een N-dimensionale ruimte moet kunnen opspannen. In dat geval zijn de radarmetingen, die resulteren in de beaatspektrumcomponenten b_0 t/m b_{N-1} , onafhankelijk. De matrix H heeft een aparte structuur, waarbij alle elementen op een diagonaal identiek zijn en de i^{de} rij verkregen wordt door op de eerste rij een cyclische verschuiving over i elementen naar rechts toe te passen. Zo'n dergelijke matrixvorm staat in de literatuur bekend onder de naam: circulante Toeplitz matrix. Een bijzondere eigenschap van circulante Toeplitz matrices is dat de inverse eveneens eenzelfde matrixstructuur bezit (zie referentie 17).

Volgens het artikel van Amil K. Jain (referentie 15) geldt dat H inverteerbaar is, indien de reeks h_n ($h_n: h_0, h_1, h_2, \dots, h_{N-1}$) geen wortels heeft op de eenheidskring, d.w.z.:

$$\lambda(w) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \exp(-jnw) \neq 0 \quad \forall w \in \mathbb{Z} \quad (5.24)$$

$$h(n) \in h_n$$

Voor de discrete Fourier transformatie (DFT) van de reeks h_n geldt:

$$H(k) \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \exp(-j2\pi kn/N)$$

Dus indien gesteld wordt dat $w = 2\pi k/N$, dan geldt:

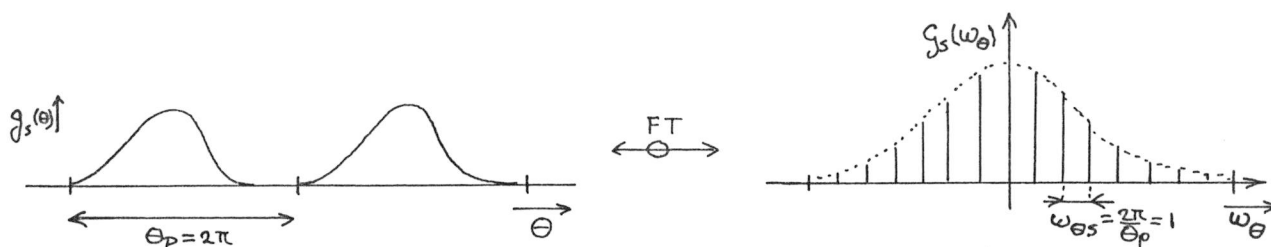
$$\lambda(w) = H(k) \quad (5.26)$$

De functie $\lambda(w)$ is dus op te vatten als de DFT van de reeks h_n .

Met deze wetenschap kan aangetoond worden dat de $\lambda(w)$ eis t.a.v. de inverteerbaarheid van H voldoende edoch niet noodzakelijk is. Na Fourier transformatie van het samengestelde stralingsdiagram $g^2(\theta) = g_s(\theta)$ wordt $G_s(\omega_\theta)$ verkregen, dat aangeduid kan worden als het stralingsdiagramspektrum. Ofwel in formule vorm:

$$G_S(\omega_\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} g_S(\theta) \exp(-j\omega_\theta \theta) d\theta \quad (5.27)$$

Doordat $g_S(\theta)$ periodiek is met $\theta_p = 2\pi$, zal $G_S(\omega_\theta)$ dus uit diracpulsen bestaan op equidistante afstand $\omega_{\theta_s} = 2\pi/\theta_p$ (zie figuur 5.7).



Figuur 5.7 Stralingsdiagram $g_S(\theta)$ en zijn Fouriergetransformeerde $G_S(\omega_\theta)$.

De reeks h_n kan dus opgevat worden als de samples van het stralingsdiagram $g_S(\theta)$. Stel dat er N samples op één periode θ_p van $g_S(\theta)$ genomen worden, zodat de sample-afstand $\theta_s = 2\pi/N$ bedraagt. Na DFT van de reeks h_n wordt de reeks $H(k)$ verkregen, die nu één-éénduidig verbonden is met $G_S(\omega_\theta)$. $H(k)$ bestaat nl. uit de periodieke herhaling van $G_S(\omega_\theta)$ met periode $\omega_{\theta_p} = 2\pi/\theta_s = N$, dus:

$$H(k) = \tilde{G}_S(\omega_\theta) \quad (5.28)$$

waarbij geldt $k = \omega_\theta$ (zie figuur 5.8)

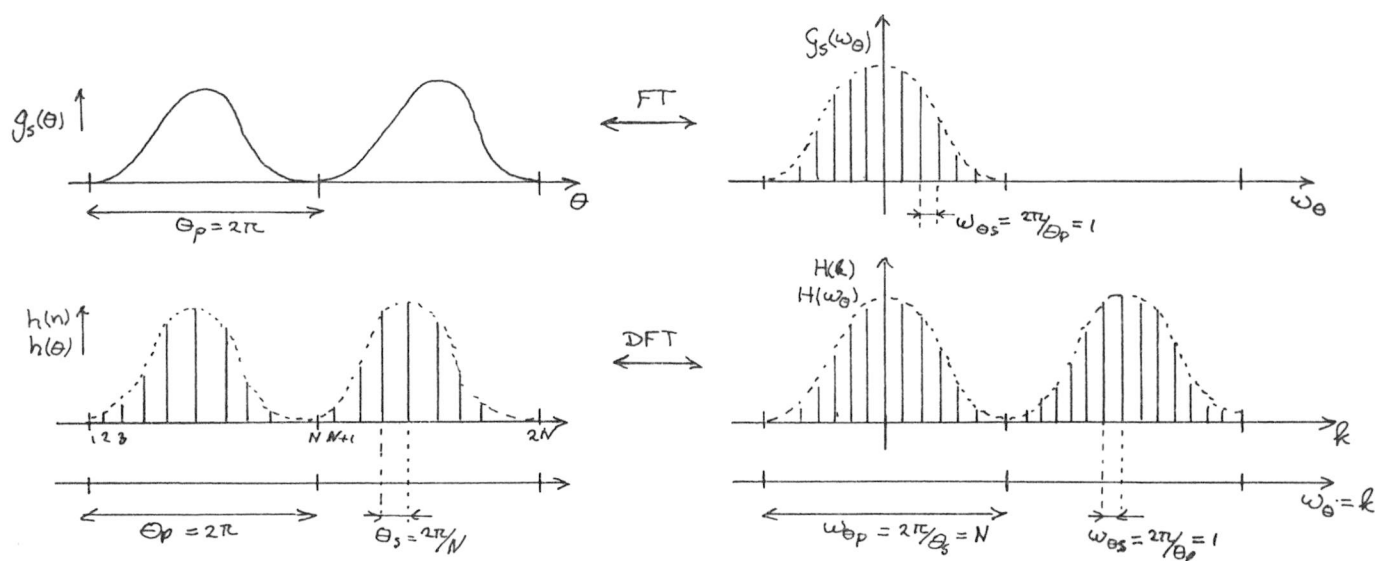
Uit formule 5.26 en 5.28 volgt dat $\lambda(w)$ gelijk is aan de periodieke functie $\tilde{G}_S(\omega_\theta)$ met periode $\omega_{\theta_p} = 2\pi/\theta_s = N$.

$G_S(\omega_\theta)$ is uitsluitend op de discrete waarden $1\omega_{\theta_s} = 1$ ($1 \in \mathbb{Z}$) gedefinieerd, zodat dit eveneens voor $\lambda(w)$ geldt.

De eis t.a.v. de inverteerbaarheid van de matrix H kan dus verzwakt worden tot:

$$\lambda(w) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \exp(-jnw) \neq 0 \quad \forall w = 2\pi l/N, \quad 1 \in \mathbb{Z} \quad (5.29)$$

Met $\lambda(w)$ hebben we een criterium in handen om direct een uitspraak te doen omtrent de inverteerbaarheid van de matrix H .



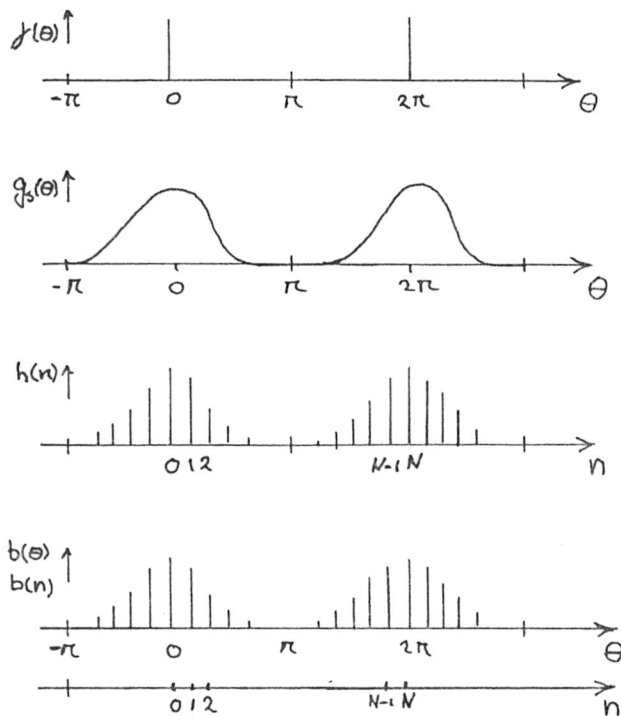
Figuur 5.8 Stralingsdiagram $g_s(\theta)$, stralingsdiagramspectrum $G_s(\omega_\theta)$, het bemonsterde stralingsdiagram $h(n)$ en zijn discrete Fouriergetransformeerde $H(k)$.

Bij DARR heeft de hoofdlob een breedte van ongeveer 2° . Dit betekent dat het aantal resolutiecellen op de objectenring en daarmee het aantal rijen en kolommen van de matrix H , enkele honderden bedraagt. Hoewel de matrix inversie slechts éénmaal uitgevoerd behoeft te worden, blijft het toch een omvangrijke reken capaciteit vergen.

Doordat de matrix een bijzondere vorm heeft (circulante Toeplitz matrix), is deze matrix inversie terug te brengen tot de meer inzichtelijke Fourier transformatie (FT) van een enkele rij van de matrix. Dit kan men als volgt inzien:

Indien er slechts één puntobject op de objectenring aanwezig is en het samengestelde stralingsdiagram voorgesteld wordt door $g^2(\theta) = g_s(\theta)$, dan bestaat een rij van de matrix H , gerepresenteerd door $h(n)$, uit samples van $g_s(\theta)$ op discrete waarden van θ .

$$h(n) = \delta(\theta - 2\pi n/N) \cdot g_s(\theta) \quad (5.30)$$



Figuur 5.9 De reflectiecoëfficiënt $J(\theta)$ van één puntobject, het stralingsdiagram $g_s(\theta)$ en de daaruit voortvloeiende beatspectrumcomponenten $b(\theta)$.

De beatspectrumcomponenten $b(\theta)$ zijn identiek aan die van $h(n)$, doordat er slechts één puntobject op de objectenring ligt (zie figuur 5.9).

De vraag is nu: hoe kunnen de reflectiecoëfficiënten $J(\theta)$ teruggevonden worden via het frequentiedomein?

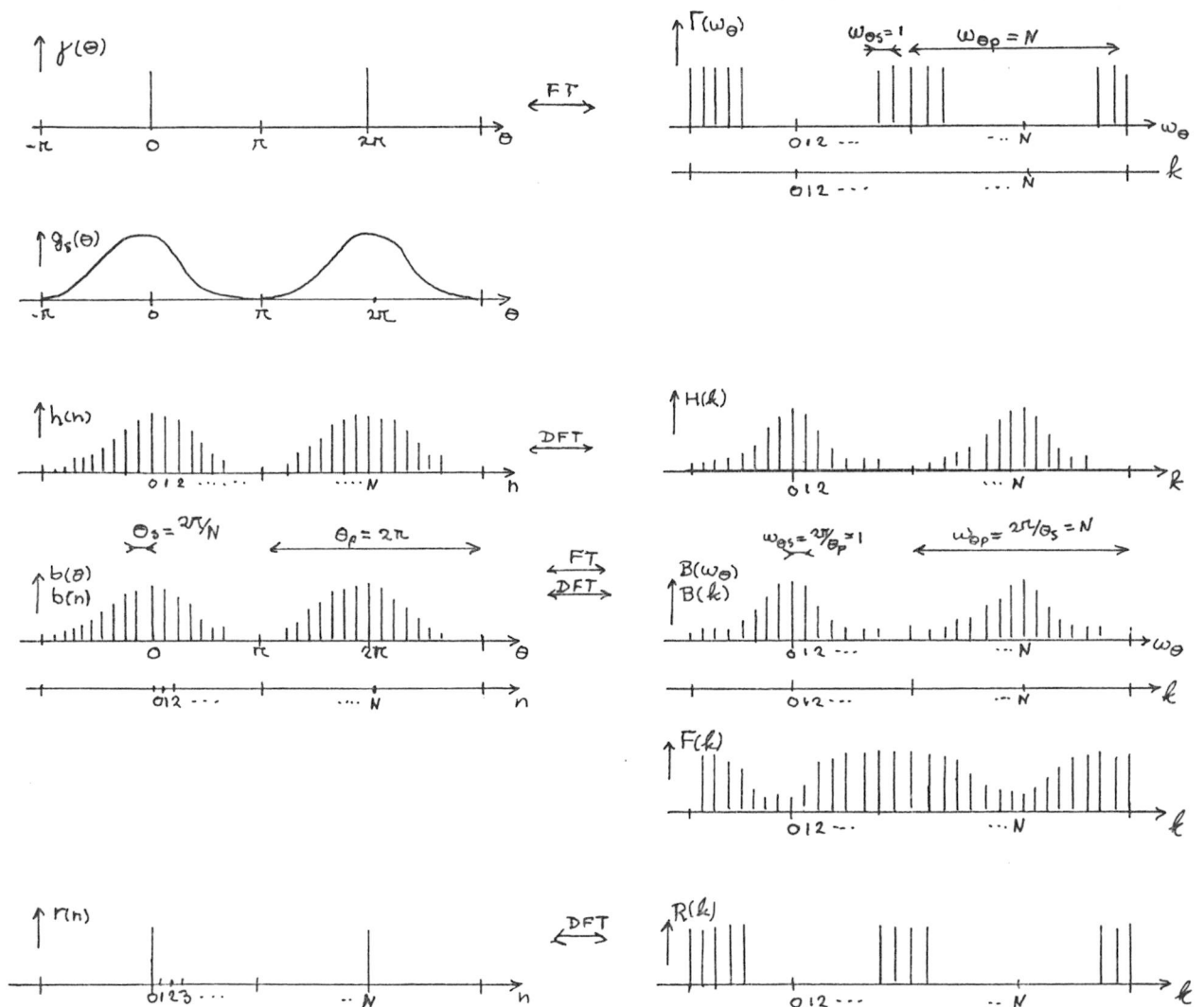
Daartoe wordt de (D)FT op $h(n)$, $b(\theta)$ en $J(\theta)$ uitgevoerd, zodat resp. $H(k)$, $B(\omega_\theta)$ en $\Gamma(\omega_\theta)$ wordt verkregen. $H(k)$ en $B(\omega_\theta)$ zijn identiek daar $h(n)$ en $b(\theta)$ identiek zijn. Hierbij geldt dat $n = \theta N/2\pi$ en $k = \omega_\theta$. Het objecten reflectiecoëfficiëntenspectrum $\Gamma(\omega_\theta)$ is dus gelijk aan:

$$\begin{aligned}
 \Gamma(\omega_\theta) &= \Gamma(k) = \sum_{n=0}^{N-1} J(n) \exp(-j2\pi kn/N) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \delta(\theta) \exp(-j2\pi kn/N) \\
 &= \delta(\omega_\theta - k/(2\pi)) = 1 \quad \forall k \in \mathbb{Z}
 \end{aligned} \tag{5.31}$$

Hieruit volgt dat men $\Gamma(k)$ uit $B(k)$ kan verkrijgen door $B(k)$ te vermenigvuldigen met het filterspectrum $F(k) = 1/H(k) = H^{-1}(k)$. Het spectrum na filteren met $F(k)$ is dan gelijk aan:

$$\begin{aligned} R(k) &= F(k) \cdot B(k) = H^{-1}(k) \cdot B(k) \\ &= H^{-1}(k) \cdot H(k) \\ &= \Gamma(k) \end{aligned} \quad (5.32)$$

Men ziet hieruit dat, net zoals het $\lambda(w)$ criterium, $H(k)$ geen nulpunten mag bevatten opdat $H^{-1}(k)$ bestaat.



Figuur 5.10 De belangrijkste grootheden in het hoek- en in het hoekspectrumdomein.

Er was hier uitgegaan van één puntobject, maar de methode is ook geldig voor meerdere objecten, daar de methode voldoet aan de wetten van de additiviteit.

De reeks $H(k)$ vormt één kolom van de matrix H^{-1} en gezien het feit dat H^{-1} , net zoals H , een circulante Toeplitz matrix is, heeft men hiermee alle kolommen van H^{-1} bepaald.

Uit het bovenstaande volgt dat de matrix inversie van H ook via het Fourierdomein is op te lossen.

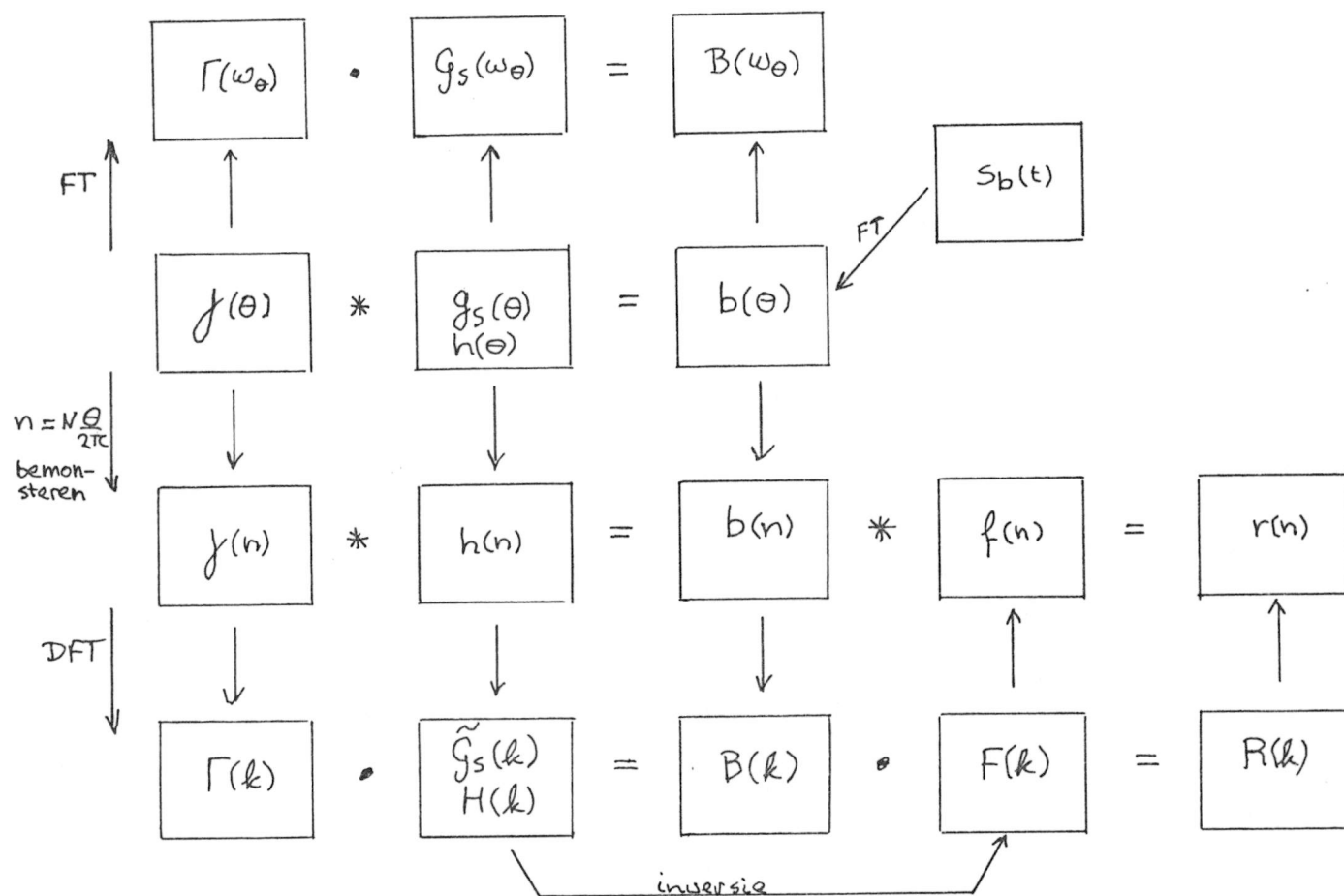
Er is gevonden dat:

$$R(k) = F(k) \cdot B(k) \quad (5.33)$$

Zodat het verband voor $r(n)$ geldt:

$$\begin{aligned} r(n) &= f(n) * b(n) \\ &= \sum_{\ell=0}^{N-1} f(n-\ell) \cdot b(\ell) \end{aligned} \quad (5.34)$$

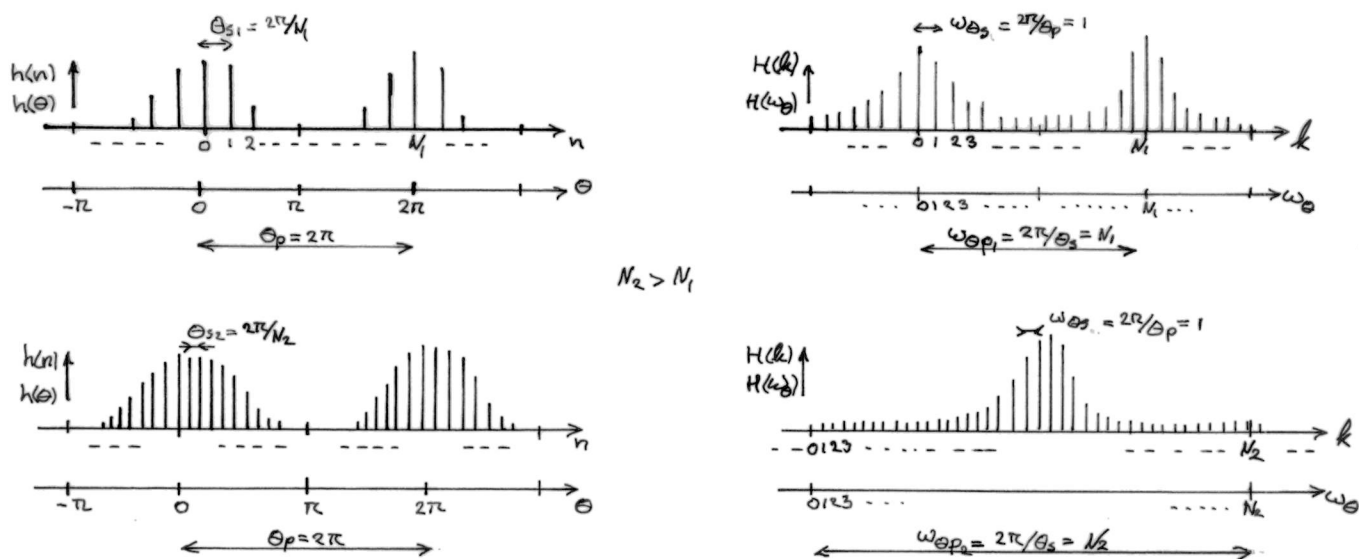
De functie $r(n)$ is de convolutie tussen $f(n)$ en $b(n)$. Eenzelfde verband geldt voor $b(n)$ dat gelijk is aan de convolutie tussen $f(n)$ en $g_s(n)$. M.a.w. $r(n)$ is de deconvolutie van $b(n)$ met $g_s(n)$. Een en ander is in figuur 5.11 in een overzichtelijk schema weergegeven.



Figuur 5.11 De belangrijkste grootheden in hun onderlinge samenhang.

5.5 Grenzen aan de resolutie

Uit paragraaf 5.4 bleek dat de reflectiecoëfficiënten $\gamma(n)$ terug te vinden zijn via de convolutie van de beaatspectrumcomponenten $b(n)$ met de filterreeks $f(n)$. De filterreeks $f(n)$ wordt verkregen door de inverse discrete Fourier-transformatie (IDFT) toe te passen op de reeks $H^{-1}(k)$, waarbij $H(k)$ de DFT is van het bemonsterde samengestelde stralingsdiagram $g_s(\theta)$ met sampleafstand $\theta_s = 2\pi/N$. Tevens bleek dat de bemonsterafstand θ_s de periode grootte $\omega_{\theta p}$ bepaalt van $G_s(\omega_\theta)$ en dus ook van $H(k) = H(\omega_\theta)$ ($\omega_\theta = k$), volgens het verband $\omega_{\theta p} = 2\pi/\theta_s = N$. Het opvoeren van het aantal samples N binnen één periode in het θ -domein, komt overeen met het opvoeren van het aantal resolutiecellen op de objectenring, ofwel het vergroten van de resolutie. Daarmee neemt de periodegrootte van $H(k)$ toe. De omhullende vorm van $H(k)$ blijft gehandhaafd, omdat de omhullende vorm van $h(n)$ niet veranderd is. Het bovenstaande is in figuur 5.12 in beeld gebracht.



Figuur 5.12 Invloed van het aantal samples N binnen één periode van $h(n)$ op de periode grootte van $H(k)$.

Het opvoeren van het aantal samples N kan tot nulpunten in de $H(k)$ reeks leiden, zodat $F(k) = H^{-1}(k)$ niet bestaat en er geen reflectiecoëfficiënten $\mathcal{J}(n)$ berekend kunnen worden. Het optreden van nulpunten in $H(k)$ legt dus de maximaal haalbare resolutie vast. De vorm van $g_s(\theta)$, waaruit $h(n)$ en $H(k)$ bepaald worden, is dus bepalend voor de grootte van de resolutie.

Dat er inderdaad nulpunten in de reeks $H(k)$ optreden, kan men als volgt inzien: Stel dat de apertuur van de antenne rechthoekig is. Dan blijkt dat het verband tussen de elektrische veldsterkte $E(\theta)$ en de belichtingsfunctie $A(x)$ gevormd wordt door de Fourier-transformatie (zie formule 3.2).

$$E(\theta) = \int_{-a/2}^{a/2} A(x) \exp(j2\pi x \sin(\theta)/\lambda) dx \quad (3.2)$$

Indien men zich beperkt tot de kleine hoeken van θ ($\theta \ll 1$), dan geldt bij benadering:

$$\begin{aligned} E(\theta) &= \int_{-a/2}^{a/2} A(x) \exp(j2\pi x \theta/\lambda) dx & (5.35) \\ &= \text{IFT}\{A(x)\} & (\text{IFT: inverse Fourier-transf.}) \end{aligned}$$

Voor $G_s(\omega_\theta)$ geldt dat het de Fourier-getransformeerde is van $g_s(\theta) :: E^2(\theta)$ (formule 3.1), ofwel:

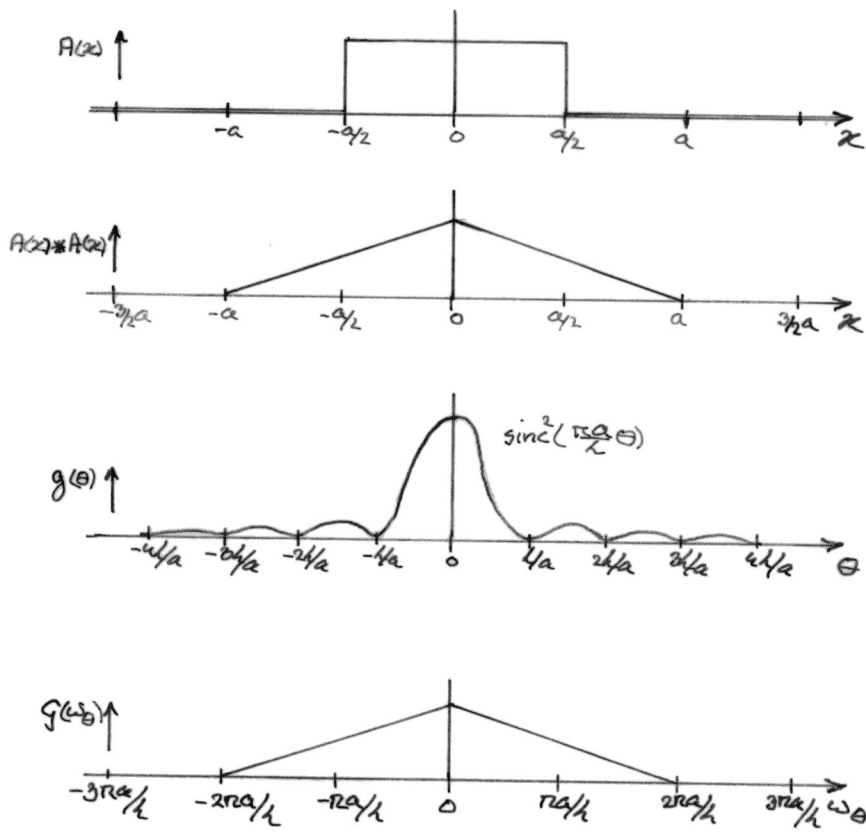
$$\begin{aligned} G_s(\omega_\theta) &:: \text{FT}\{g_s(\theta)\} \\ &= \text{FT}\{E^2(\theta)\} & (5.36) \end{aligned}$$

Dit is ook te schrijven als:

$$\begin{aligned} G_s(\omega_\theta) &:: \text{FT}\{\text{IFT}\{A(x)\}^2\} \\ &= \text{FT}\{\text{IFT}\{A(x) * A(x)\}\} \\ &= A(x) * A(x) & (5.37) \end{aligned}$$

Zie figuur 5.13. Uit het bovenstaande volgt dat

$$\omega_\theta = 2\pi x/\lambda \quad (5.37)$$



Figuur 5.13 Onderling verband tussen de belichtingsfunctie $A(x)$, het stralingsdiagram $g(\theta)$ en het stralingsdiagram-spectrum voor een rechthoekige apertuur en uniforme belichting.

Het stralingsdiagram-spectrum is dus rechtevenredig met de convolutie van de belichtingsfunctie $A(x)$ met zichzelf. Deze functie is buiten het apertuurinterval $-a/2 < x < a/2$ gelijk aan nul, zodat ook $G_S(\omega_\theta)$ buiten het interval $-2\pi a/\lambda < \omega_\theta < 2\pi a/\lambda$ gelijk is aan nul.

Bij een uniforme belichtingsfunctie en rechthoekige apertuur is nu aangetoond dat de reeks $H(k)$ nulpunten kan bevatten, indien de sample afstand θ_s voldoende klein wordt genomen.

Iedere belichtingsfunctie kan opgevat worden als het produkt van die belichtingsfunctie met een uniforme belichtingsfunctie. Zodat in dat geval het stralingsdiagramspektrum $G_s(\omega_\theta)$ ook beperkt is tot een afgemeten interval.

Uit de radartechniek is bekend dat een stralingsdiagram verkregen d.m.v. een ronde apertuur met diameter D en een rotatiesymmetrische belichtingsfunctie, ook verkregen kan worden d.m.v. een rechthoekige apertuur met breedte a , die gelijk is aan D , en een gewijzigde belichtingsfunctie (referentie 2, paragraaf 9.3 en 9.5). Dus $G_s(\omega_\theta)$ is ook bij een ronde apertuur met een rotatiesymmetrische belichtingsfunctie beperkt tot het interval $-2\pi D/\lambda < \omega_\theta < 2\pi D/\lambda$.

Hiermee is aangetoond dat $H(k)$ nulpunten zal bevatten, zowel bij een rechthoekige apertuur als bij een ronde apertuur met een rotatiesymmetrische belichtingsfunctie, indien de sample afstand θ_s voldoende klein wordt gekozen. De resolutieverbetering is dus door de beperkte afmeting van de apertuur aan een maximum gebonden.

5.6 Gaussische benadering

Uit paragraaf 5.5 blijkt dat de vorm van het stralingsdiagram $g(\theta)$ bepalend is voor het optreden van nulpunten in de reeks $H(k)$ en daarmee een bovengrens vastlegt voor de maximaal haalbare resolutieverbetering. In deze paragraaf zullen de amplitude-stralingsdiagrammen van beide DARR paraboolantennes nader gekwalificeerd en gekwantificeerd worden.

In paragraaf 4.6 heeft men kunnen zien dat de hoofdlob van de beide DARR antennes sterk domineren over de zijlobben. Voor zowel de kleine als de grote parabool is het zijlobniveau lager dan -20 dB. Indien men de antennekarakteristieken wil benaderen door een of andere functie, dan kan men zich beperken tot de hoofdlob. Zou later blijken dat de zijlobben onontbeerlijk zijn voor het digitale resolutieverbeteringsproces, dan kan men grote vraagtekens zetten bij de stabiliteit van dat proces. Immers kleine variaties (storingen) in het stralingsdiagram hebben relatief hun grootste invloed op de zijlobben.

Een goede benadering van de hoofdlob is de Gausse klok:

$$g_b(\theta) = c_1 \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB})^2\} \quad (5.38)$$

waarbij $g_b(\theta)$ de Gaussische benadering is van $g(\theta)$,
 c_1 en c_2 constanten zijn en
 θ_{3dB} de hoek is waarbij $g(\theta)$ gelijk is aan -3 dB.

Dit betekent dat, indien $g_b(\theta)$ in dB's wordt weergegeven, de vorm als volgt geschreven kan worden:

$$g_{bB}(\theta) = 10 \log c_1 - c_2 (\theta/\theta_{3dB})^2 \cdot 10 \log e \quad (\text{dB}) \quad (5.39)$$

Indien men stelt dat $g_b(\theta) = 0$ dB voor $\theta = 0^\circ$ dan geldt:

$$\begin{aligned} g_{bB}(\theta) &= -c_2 (\theta/\theta_{3dB})^2 \cdot 10 \log e \\ &= -c (\theta/\theta_{3dB})^2 \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (5.40)$$

M.b.v. deze benadering kan men de mate van onafhankelijkheid in de vorm van $g(\theta)$ bestuderen. De Fourier-getransformeerde van $g_b(\theta)$, aangeduidt met $G_b(\omega_\theta)$, bezit eveneens de Gaussische vorm:

$$G_b(\omega_\theta) = c_1 \frac{\theta_{3dB}^2}{c_2} \exp(-\frac{1}{4} \omega_\theta^2 \theta_{3dB}^2 / c_2) \quad (5.41)$$

Het benaderde stralingsdiagram $g_b(\theta)$ moet periodiek zijn met periode $\theta_p = 2\pi$, overeenkomstig de periodiciteit van $g(\theta)$.

Dus $g_b(\theta)$ wordt uitgebreid tot:

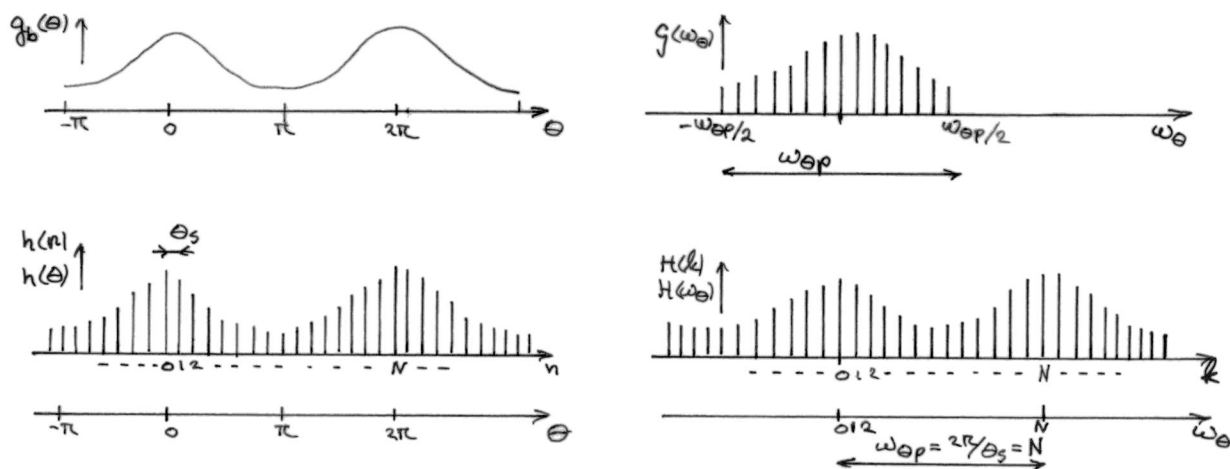
$$g_b(\theta) = c_1 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \exp\left\{-c_2 \left(\frac{\theta - 2\pi n}{\theta_{3dB}}\right)^2\right\} \quad (5.42)$$

Dit betekent voor $G_b(\omega_\theta)$ dat deze bemonsterd is met een equidistante sampleafstand van $\omega_{\theta s} = 2\pi/\theta_p = 1$ (zie figuur 5.14).



Figuur 5.14 Het Gaussischvormig benaderde stralingsdiagram $g_b(\theta)$ en zijn Fouriergetransformeerde $G_b(\omega_\theta)$.

Theoretisch bezien bezit $G_b(\omega_\theta)$ geen nulpunten, zodat dit de mogelijkheid zou inhouden de resolutieverbetering oneindig hoog op te voeren. Echter uit paragraaf 5.5 is gebleken dat de reeks $G(\omega_\theta)$ beperkt is tot het interval $-2\pi D/\lambda < \omega_\theta < 2\pi D/\lambda$, doordat de apertuur een eindige afmeting D bezit. Deze beperking wordt nu ook voor $G_b(\omega_\theta)$ ingevoerd. De bemonstering van het stralingsdiagram $g_b(\theta)$ moet nu met zodanige sample afstand θ_s geschieden dat de reeks $H(k) = G_b(\omega_\theta)$ een periodiciteit heeft van $\omega_{\theta p} = 2.2\pi D/\lambda = 4\pi D/\lambda$ (zie figuur 5.15).



Figuur 5.15 Verband tussen de tot een interval beperkte reeks $G_b(\omega_\theta)$ en de reeks $H(k)$.

De sample afstand θ_s is gelijk aan:

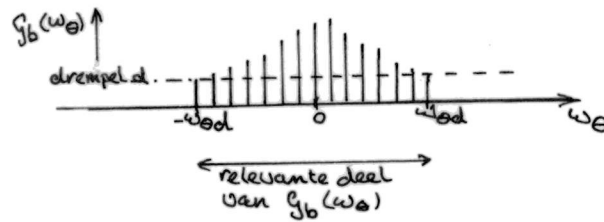
$$\theta_s = 2\pi/\omega_{\theta p} = \frac{2\pi\lambda}{4\pi D} = \frac{\lambda}{2D} \quad (5.43)$$

Er zijn dus maximaal $2\pi/\theta_s = 4\pi D/\lambda$ azimuthale resolutiecellen mogelijk. θ_s is een maat voor de hoekresolutie.

Men kan nog een tweede beperking aangeven t.a.v. de hoekresolutieverbetering. Bij de bepaling van de filterreeks $F(k) = H^{-1}(k)$, zal men de reciproke waarde moeten nemen van $G_b(\omega_\theta) = H(k)$.

Om de stabiliteit van het filterproces te waarborgen, moet men zeer kleine waarden van $G_b(\omega_\theta)$, ofwel de "staarten" van $G_b(\omega_\theta)$, buiten beschouwing laten. Immers zeer kleine variaties in $G_b(\omega_\theta)$ leveren een geheel andere filterreeks $F(k)$ op.

Er kan in het stalingsdiagrammspektrum $G_b(\omega_\theta)$ een drempelniveau d aangenomen worden, waarvoor geldt dat waarden van $G_b(\omega_\theta)$ die beneden de drempel d liggen buiten beschouwing worden gelaten (zie figuur 5.16)



Figuur 5.16 Het relevante deel van $G_b(\omega_\theta)$ gerelateerd aan de drempel d .

Deze begrenzing in het ω_θ -domein resulteert weer in een minimale sample afstand θ_s in het θ -domein en kan als volgt berekend worden:

$$d = G_b(\omega_{\theta d}) = \exp(-\frac{1}{4} \omega_{\theta d}^2 \theta_{3dB}^2 / c_2) \quad (5.44)$$

$G_b(\omega_\theta)$ is genormeerd op $G_b(0) = 1$

Waaruit volgt dat:

$$\omega_{\theta d} = \pm \frac{\sqrt{-4c_2 \ln(d)}}{\theta_{3dB}}$$

Zodat:

$$\theta_{sd} = \frac{2\pi}{2\omega_{\theta d}} = \frac{\pi \theta_{3dB}}{2 \sqrt{-c_2 \ln(d)}} \quad (5.45)$$

Hoe θ_s en θ_{sd} zich kwantitatief verhouden, zal in de volgende subparagrafen voor de grote en kleine DARR parabool, alsmede voor het samengestelde antennediagram, worden bepaald.

5.6.1 Kleine parabool

Het stralingsdiagram van de kleine parabool ($D = 2,12$ m) kan door een Gaussische kromme benaderd worden. In figuur 5.17 is het stralingsdiagram in grafiekvorm gegeven met daarbij de benaderde Gaussische kromme. Indien het diagram symmetrisch is, kunnen de Gaussische kromme zodanig fitten dat de maximale waarden samen vallen. Echter het stralingsdiagram is a-symmetrisch, zodat we de Gaussische kromme door de gemiddelde waarde van de twee 3-dB punten laten lopen.

$$\begin{aligned}\theta_{3dBk} &= (\theta_{3dB-\theta} + \theta_{3dB+\theta})/2 \\ &= (1,8^\circ + 1,7^\circ)/2 = 1,75^\circ\end{aligned}\quad (5.46)$$

De Gaussische benadering voor de kleine antenne luidt nu volgens formule 5.30:

$$g_{bk_B}(\theta) = -c(\theta/1,75^\circ)^2 \quad (\text{dB}) \quad (5.47)$$

Voor de constante c geldt:

$$g_{bk_B}(\theta_{3dB}) = c = -3 \quad (\text{dB}) \quad (5.48)$$

Zodat:

$$\begin{aligned}g_{bk_B}(\theta) &= -0,98 \theta^2 \quad (\text{dB}), \quad \theta \text{ in graden} \\ g_{bk_B}(\theta) &= -3216 \theta^2 \quad (\text{dB}) \quad \theta \text{ in radialen}\end{aligned}\quad (5.49)$$

Genoteerd zonder dB's luidt dit:

$$\begin{aligned}g_{bk}(\theta) &= \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB})^2\} \\ &= \exp\{-0,225 \theta^2\} \quad \theta \text{ in graden} \\ &= \exp\{-740 \theta^2\} \quad \theta \text{ in radialen}\end{aligned}\quad (5.50)$$

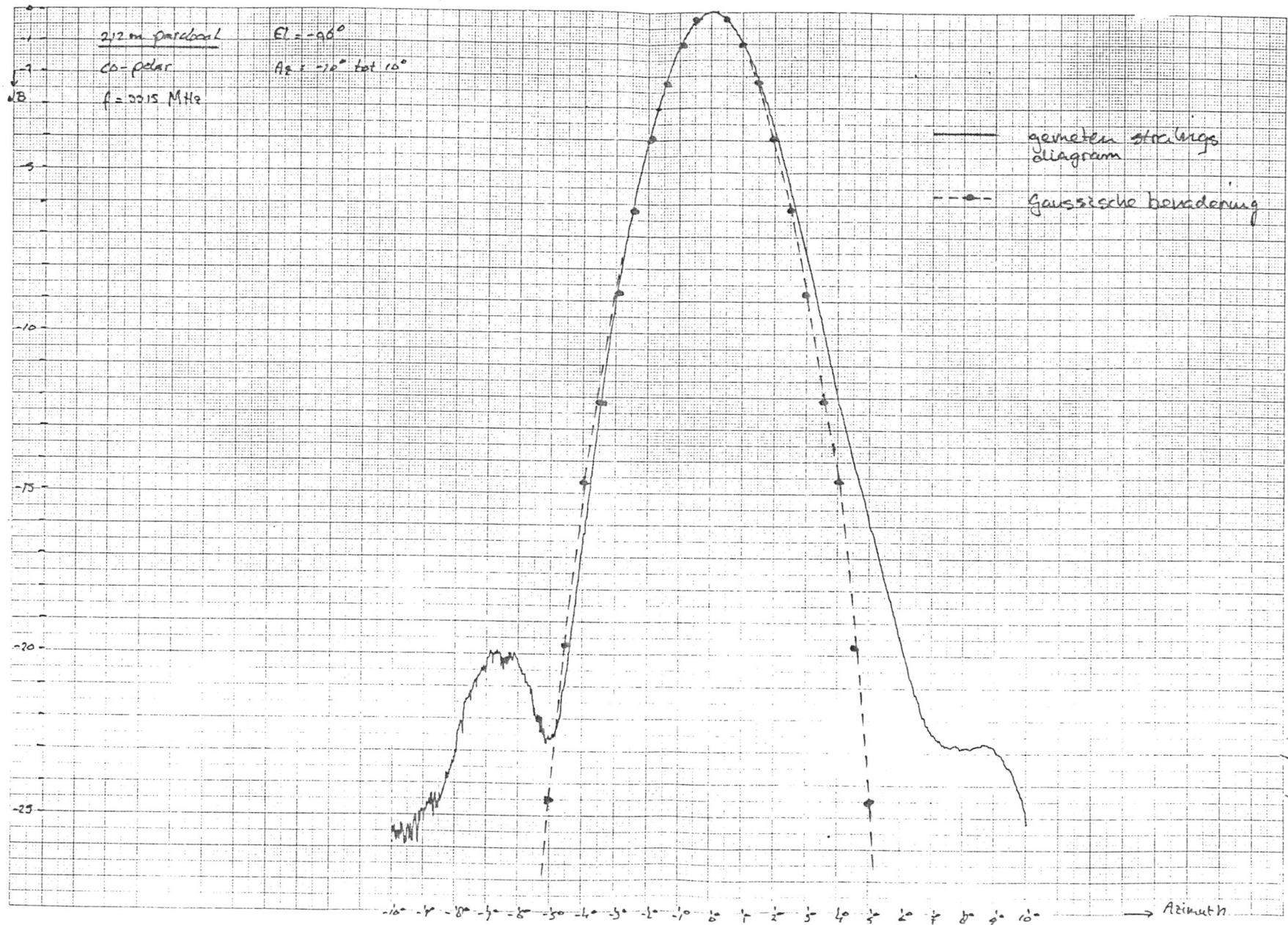
De sample-afstand θ_s is voor de kleine parabool gelijk aan (form. 5.43):

$$\theta_{sk} = \lambda/2D = 0,0212 \text{ rad} = 1,22^\circ \quad (5.51)$$

De sample-afstand θ_{sd} is, zoals uit formule 5.45 blijkt, gelijk aan:

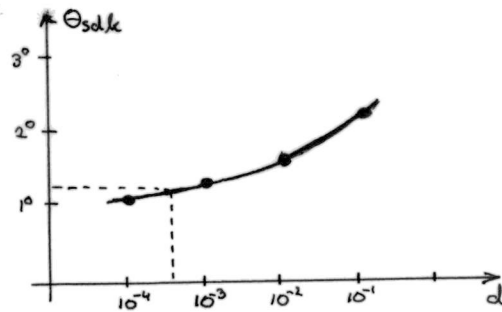
$$\theta_{sdk} = \frac{\pi \theta_{3dB}}{2 \sqrt{-c_2 \ln(d)}} = 3,30/\sqrt{-\ln(d)} \quad \theta_{sdk} \text{ in graden} \quad (5.52)$$

Het bovenstaande verband is in figuur 5.18 weergegeven.



Figuur 5.17 Het gemeten amplitude-stralingsdiagram en het Gaussisch benaderde diagram van de kleine parabool.

drempel niveau d	$\theta_{sd,k}$
10^{-1}	$2,17^\circ$
10^{-2}	$1,54^\circ$
10^{-3}	$1,26^\circ$
10^{-4}	$1,09^\circ$



Figuur 5.18 Verband tussen de hoekresolutie $\theta_{sd,k}$ en het drempelniveau d .

Voor het drempelniveau d , waarbij θ_s gelijk is aan θ_{sd} geldt:

$$\theta_s = 0,0212 \text{ rad}$$

$$\omega_{\theta_d} = \frac{1}{2} 2\pi/\theta_s = 148 \text{ rad}^{-1}$$

Zodat:

$$d = G(\omega_{\theta_d}) = \exp(-\frac{1}{4}\omega_{\theta_d}^2 \theta_{3dB}^2/c_2) = 0,0006 \quad (5.53)$$

Dit betekent dat de nauwkeurigheid waarmee $G(\omega_\theta)$ bekend moet zijn minimaal 0,0006 moet bedragen. Het valt te betwijfelen of men in staat is $G(\omega_\theta)$ met zo'n grote nauwkeurigheid te bepalen. Echter indien men een kleine resolutieverslechtering toelaat, neemt de nauwkeurigheidseis snel in sterkte af. B.v. bij een hoekresolutie van $1,5^\circ$ (was $1,22^\circ$) is slechts een nauwkeurigheid van 1% (was 0,06%) noodzakelijk.

5.6.2 Grote parabool

Het stralingsdiagram van de grote parabool ($D = 4,28$ m) wordt, evenals dat voor de kleine parabool gedaan is, door een Gaussische kromme benaderd. In figuur 5.19 is het stralingsdiagram en de Gaussische benadering in grafiekvorm gegeven.

De 3-dB hoeken, $\theta_{3\text{dB}-\theta}$ en $\theta_{3\text{dB}+\theta}$, bedragen beide $0,8^\circ$, zodat geldt:

$$\begin{aligned} g_{\text{bg}}(\theta) &= -c(\theta/0,8^\circ)^2 && \text{(dB)} \\ &= -4,69 \theta^2 && \text{(dB)} \quad \theta \text{ in graden} \\ &= -15396 \theta^2 && \text{(dB)} \quad \theta \text{ in radialen} \end{aligned} \quad (5.54)$$

Ofwel zonder dB's genoteerd:

$$\begin{aligned} g_{\text{bg}}(\theta) &= \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3\text{dB}})^2\} \\ &= \exp\{-1,08 \theta^2\} && \theta \text{ in graden} \\ &= \exp\{-3555 \theta^2\} && \theta \text{ in radialen} \end{aligned} \quad (5.55)$$

De hoekresolutie θ_s van de grote antenne is gelijk aan:

$$\theta_{\text{sg}} = \lambda/2D = 0,0105 \text{ rad} = 0,60^\circ \quad (5.56)$$

De hoekresolutie θ_{sdg} is gelijk aan (zie ook formule 5.45):

$$\theta_{\text{sdg}} = \frac{\pi \theta_{3\text{dB}}}{2 \sqrt{-c_2 \ln(d)}} = 1,51/\sqrt{-\ln(d)} \quad \theta_{\text{sdg}} \text{ in graden} \quad (5.57)$$

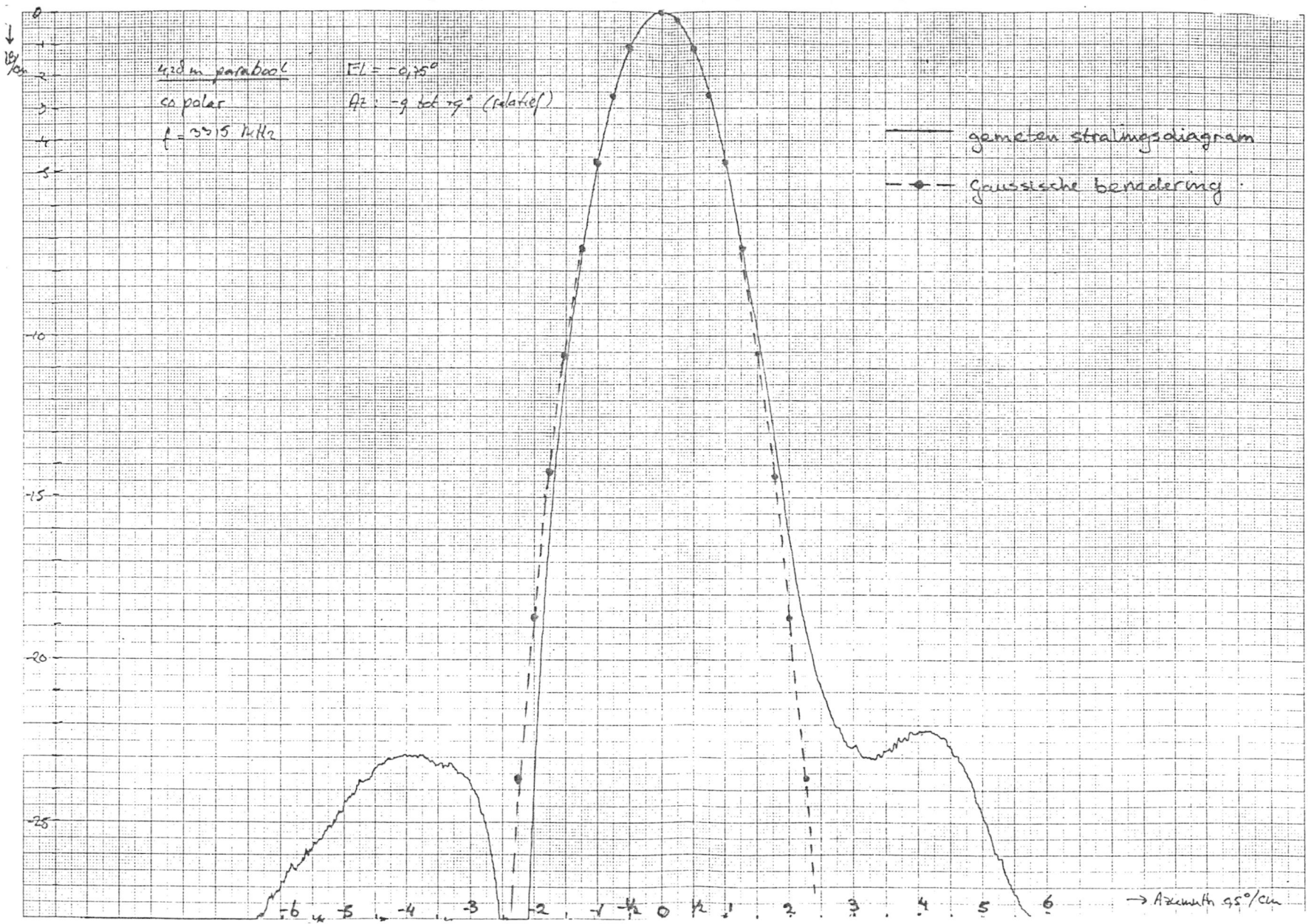
In figuur 5.20 is het verband tussen de hoekresolutie θ_{sdg} en de drempelwaarde d gegeven. Het was te verwachten dat de hoekresolutie van de grote antenne ongeveer twee maal zo klein is als de hoekresolutie van de kleine antenne.

Voor het drempelniveau d waarbij θ_s gelijk is aan θ_{sd} geldt:

$$\begin{aligned} \theta_{\text{sg}} &= 0,01 \text{ rad} \\ \omega_{\theta_{\text{dg}}} &= \frac{1}{2} 2\pi/\theta_{\text{sg}} = 300 \text{ rad}^{-1} \end{aligned}$$

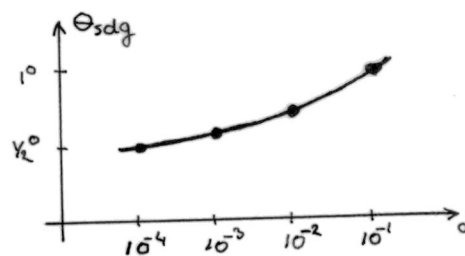
Zodat:

$$d = G(\omega_{\theta_{\text{dg}}}) = \exp(-\frac{1}{4}\omega_{\theta_{\text{dg}}}^2 \theta_{3\text{dB}}^2/c_2) = 0,0018 \quad (5.58)$$



Figuur 5.19 Het gemeten amplitude-stralingsdiagram en het Gaussisch benaderde diagram van de grote parabool.

drempel niveau d	Θ_{sdg}
10^{-1}	$1,00^\circ$
10^{-2}	$0,70^\circ$
10^{-3}	$0,57^\circ$
10^{-4}	$0,50^\circ$



Figuur 5.20 Verband tussen de hoekresolutie Θ_{sdg} en het drempelniveau d .

De nauwkeurigheidseis t.a.v. $G(u_\theta)$ is iets minder zwaar dan bij de kleine parabool, maar ligt wel in dezelfde orde van grootte. In de volgende subparagraaf worden de beide stralingsdiagrammen van de grote en kleine antenne samengesteld.

5.6.3 Samengestelde stralingsdiagram

Uiteindelijk zijn we in het samengestelde stralingsdiagram van de grote en kleine parabolantenne geïnteresseerd. Het fasedeel van het samengestelde stralingsdiagram is in paragraaf 4.6 gegeven en het amplitudeddeel zal, op basis van de twee vorige subparagrafen, berekend worden.

Men weet dat voor het amplitudeddeel van het samengestelde antenne-diagram geldt:

$$\begin{aligned}
 g_s(\theta) &= g_g(\theta) \cdot g_k(\theta) \\
 &= g_{bg}(\theta) \cdot g_{bk}(\theta) \\
 &= \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB_g})^2\} \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB_k})^2\} \\
 &= \exp\{-c_2(1/\theta_{3dB_g}^2 + 1/\theta_{3dB_k}^2) \theta^2\} \\
 &= \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB_s})^2\} \tag{5.59}
 \end{aligned}$$

Waaruit volgt dat de 3-dB hoek van de samengestelde antenne gelijk is aan:

$$\theta_{3dB_s} = (1/\theta_{3dB_g}^2 + 1/\theta_{3dB_k}^2)^{-\frac{1}{2}} = 0,73^\circ \tag{5.60}$$

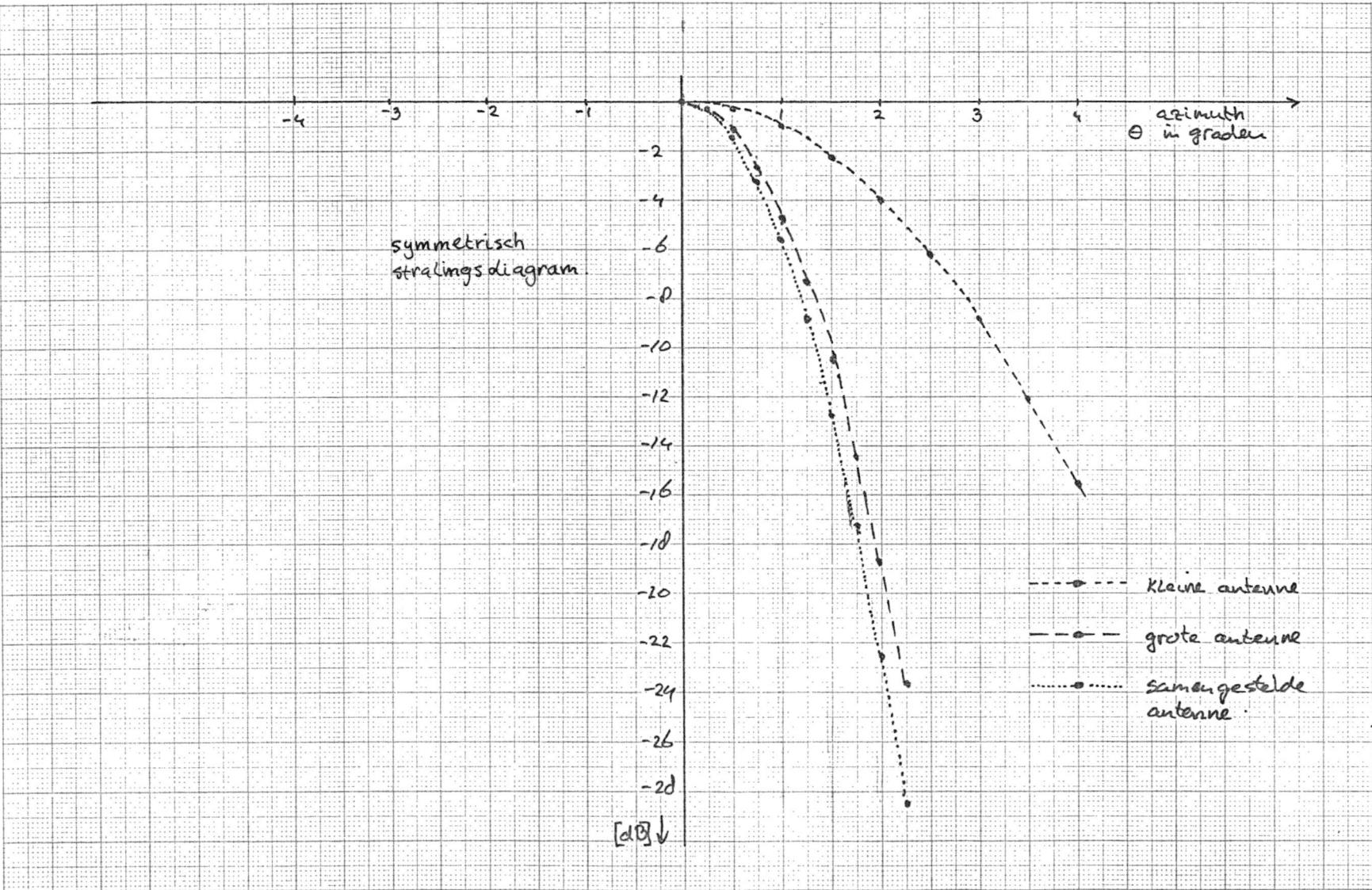
Zodat:

$$\begin{aligned}
 g_s(\theta) &= \exp(-1,31 \theta^2) && \theta \text{ in graden} \\
 &= \exp(-4298 \theta^2) && \theta \text{ in radialen} \tag{5.61}
 \end{aligned}$$

Ofwel in dB's genoteerd:

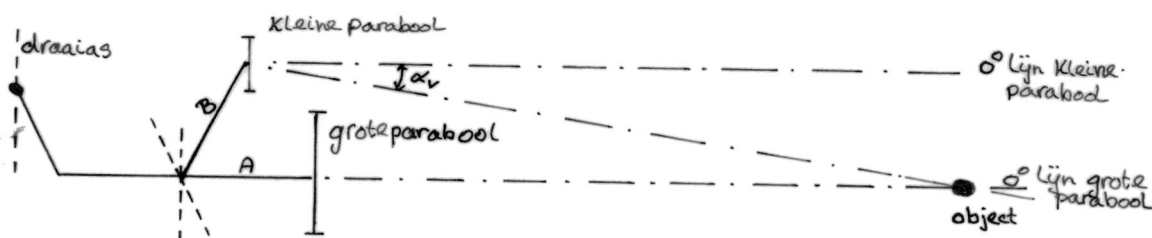
$$\begin{aligned}
 g_{s_b}(\theta) &= -5,63 \theta^2 \quad (\text{dB}) && \theta \text{ in graden} \\
 &= -18481 \theta^2 \quad (\text{dB}) && \theta \text{ in radialen} \tag{5.62}
 \end{aligned}$$

Het samengestelde stralingsdiagram is in figuur 5.21 gegeven. Het samengestelde diagram wijkt weinig af van het diagram van de grote antenne. M.a.w. de grote antenne domineert in het samengestelde diagram.



Figuur 5.21 Het samengestelde amplitude-stralingsdiagram van DARR.

Bij het samenstellen van het stralingsdiagram is er van uitgegaan dat de beide azimuthschalen, van de grote en kleine antenne, in de verreveld situatie exact over elkaar heen vallen. Dit zal zeker voor grote objectafstanden gelden, echter bij kleine objectafstanden zullen de schalen verschoven liggen. De oorzaak hiervan ligt in het feit dat de kleine antenne in het verticale vlak over een afstand B verschoven ligt t.o.v. de grote antenne (zie figuur 5.22).



Figuur 5.22 De azimuthschaalverschuiving α_v vindt zijn oorzaak in de verschoven ligging van de paraboolantennes t.o.v. elkaar.

De hoek waarmee de azimuthschalen t.o.v. elkaar verschoven worden is gelijk aan de hoek α_v . B.v. bij een objectafstand van 1200 m zal de verschuivingshoek ongeveer gelijk zijn aan:

$$\begin{aligned}\alpha_v &= \arctan(B/R_{\text{obj}}) \\ &= 3,37/1200 = 0,16^\circ\end{aligned}\quad (5.63)$$

De hoekresolutie θ_s kan nu niet berekend worden uit het reeds in paragraaf 5.6 bepaalde verband: $\theta_s = \lambda/2D$. Er kan echter wel een schatting gemaakt worden op basis van het gegeven dat de verhouding tussen de sample afstand θ_s en de 3-dB hoek $\theta_{3\text{dB}}$ een redelijk constante waarde is. Voor de kleine antenne geldt:

$$\theta_{3\text{dB}}/\theta_s = 1,75/1,22 \approx 1,4\quad (5.64)$$

En voor de grote antenne geldt:

$$\theta_{3dB}/\theta_s = 0,8/0,6 \approx 1,3 \quad (5.65)$$

Dus een redelijke benadering voor de sample afstand van het samengestelde stralingsdiagram is:

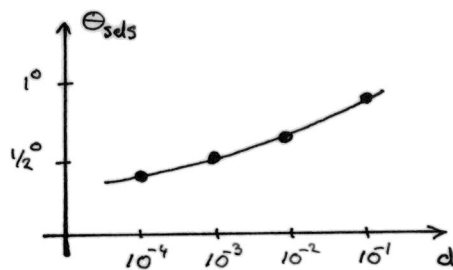
$$\theta_{ss} = \theta_{3dB}/1,3 = 0,55^\circ \quad (5.66)$$

Voor de hoekresolutie in afhankelijkheid van de drempel d geldt:

$$\begin{aligned} \theta_{sds} &= \frac{\pi \theta_{3dB_s}}{2 \sqrt{-c_2 \ln(d)}} \\ &= 1,38 / \sqrt{-\ln(d)} \end{aligned} \quad (5.67)$$

In figuur 5.23 is dit verband in beeld gebracht.

drempel niveau d	θ_{sds}
10^{-1}	$0,91^\circ$
10^{-2}	$0,64^\circ$
10^{-3}	$0,53^\circ$
10^{-4}	$0,45^\circ$



Figuur 5.23 Verband tussen de hoekresolutie θ_{sds} en het drempelniveau d .

Voor het drempelniveau d waarbij θ_s gelijk is aan θ_{sd} geldt:

$$\theta_{ss} = 0,55^\circ = 0,0096 \text{ rad}$$

$$\omega_{\theta_{ds}} = \frac{1}{2} 2\pi/\theta_{ss} = 327 \text{ rad}^{-1}$$

$$d = G_s(\omega_{\theta_{ds}}) = \exp(-\frac{1}{4} \omega_{\theta_{ds}}^2 \theta_{3dB_s}^2 / c_2) = 0,002 \quad (5.68)$$

D.w.z. dat het samengestelde stralingsdiagramspektrum $G_s(\omega_\theta)$ met een nauwkeurigheid van $2 \cdot 10^{-3}$ bekend moet zijn om een resolutiehoek van $0,55^\circ$ te halen. Reëler is het om een nauwkeurigheid van 10^{-2} te eisen, waaruit volgt dat een haalbare resolutie ongeveer $0,65^\circ$ zal bedragen.

5.7 Fase-karakteristiek

Uit de vorige paragrafen is gebleken dat bij de Gaussisch benaderde amplitude stralingskarakteristiek een ondergrens behoort voor de hoekresolutie ter grootte van ongeveer $0,6^\circ$. Deze ondergrens kan evt. nog verder verlaagd worden door ook de fasekarakteristiek in ogenschouw te nemen.

Het faseverloop als functie van de azimuthhoek kan nl. zodanig zijn dat er discriminerend opgetreden kan worden t.a.v. reflecties gelegen onder verschillende azimuthhoeken op de objectenring. De DARR-antennecombinatie bezit een fasekarakteristiek die benaderd kan worden door een lineaire en een kwadratische component (zie paragraaf 4.6, formule 4.14):

$$\begin{aligned} \varphi_b(\theta) &= \varphi_{b1}(\theta) + \varphi_{bk}(\theta) \\ &= \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{\theta \rightarrow \infty} \cdot \theta + \frac{1}{2} \left[\frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} \right]_{\theta=0^\circ}^{\theta \rightarrow \infty} \cdot \theta^2 \end{aligned} \quad (4.14)$$

In de twee volgende subparagrafen zal de invloed van een lineaire en een kwadratische fasekarakteristiek op de hoekresolutie besproken worden.

5.7.1 Lineaire fase-karakteristiek

Zoals in paragraaf 4.6.3 is berekend, is de eerste orde benadering van de DARR fasekarakteristiek gelijk aan:

$$\begin{aligned} \varphi_{b1} &= \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{\theta \rightarrow \infty} \cdot \theta \\ &= \frac{2\pi}{\lambda} (2D + B\sin\varphi) \cdot \theta = 180 \cdot \theta \end{aligned} \quad (4.13)$$

De vraag is nu: wat is de invloed van een lineaire fasekarakteristiek op de ondergrens van de hoekresolutie?

Om deze vraag te beantwoorden wordt de Gaussische benadering van het samengestelde amplitude stralingsdiagram $g_s(\theta)$ beschouwd

met daarbij de lineaire fasekarakteristiek $\varphi_{b1}(\theta)$.

Voor het complexe stralingsdiagram geldt:

$$\begin{aligned} g_c(\theta) &= g_s(\theta) \cdot \exp\{j\varphi_{b1}(\theta)\} \\ &= \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB})^2\} \cdot \exp\left\{j \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{R \rightarrow \infty} \right\} \end{aligned} \quad (5.69)$$

Zodat, onder toepassing van elementaire Fouriertransformatie regels, voor het complexe stralingsdiagrammspektrum geldt:

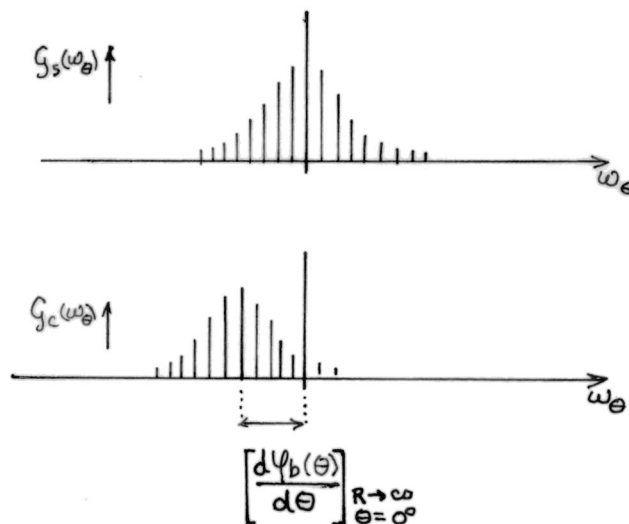
$$G_c(\omega_\theta) = \exp\left\{-\frac{1}{4}(\omega_\theta - \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{R \rightarrow \infty})^2 \theta_{3dB}^2 / c_2\right\} \quad (5.70)$$

$G_c(\omega_\theta)$ is gelijk aan het samengestelde stralingsdiagrammspektrum

$G_s(\omega_\theta)$ verschoven over $\omega_\theta = \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{R \rightarrow \infty}$:

$$G_c(\omega_\theta) = G_s\left(\omega_\theta + \left[\frac{d\varphi_b(\theta)}{d\theta} \right]_{\theta=0^\circ}^{R \rightarrow \infty}\right) \quad (5.71)$$

Doordat er uitsluitend een verschuiving en geen verbreding van het stralingsdiagrammspektrum optreedt, kan er geconcludeerd worden dat er geen extra hoekresolutieverbetering te bereiken is m.b.v. een lineaire fasekarakteristiek.



Figuur 5.24 De verschuiving van het stralingsdiagrammspektrum t.g.v. een lineaire fasecomponent in het stralingsdiagram.

5.7.2 Kwadratische fase-karakteristiek

Wat is nu de invloed van de kwadratische fasekarakteristiek op de hoekresolutie?

Het complexe stralingsdiagram wordt, net zoals in de vorige paragraaf, benaderd door een Gaussische kromme met daarbij de kwadratische fasecomponenten:

$$g_c(\theta) = \exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB})^2\} \cdot \exp j\frac{1}{2} \left[\frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} \right]_{\theta=0^\circ}^{\theta \rightarrow \infty} \cdot \theta^2 \quad (5.72)$$

De Fourier getransformeerde van $g_c(\theta)$ luidt:

$$\text{Stel } a = c_2/\theta_{3dB}^2 \quad \text{en} \quad b = -\frac{1}{2} \left[\frac{d^2\varphi_b(\theta)}{d\theta^2} \right]_{\theta=0^\circ}^{\theta \rightarrow \infty} \quad (5.73)$$

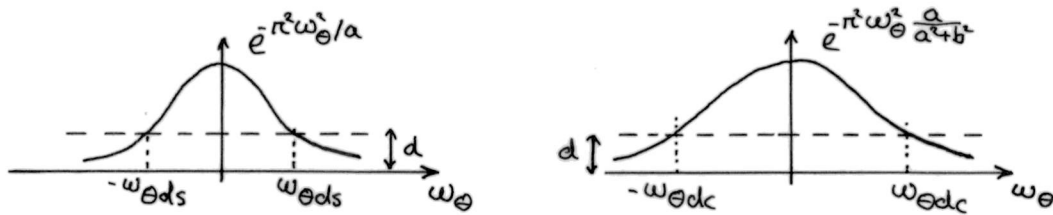
$$\begin{aligned} G_c(\omega_\theta) &= \text{FT}[\exp\{-(a + jb) \cdot \theta^2\}] \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{a + jb}} \exp\{-\frac{1}{4} \omega_\theta^2 / (a + jb)\} \\ &= \underbrace{\sqrt{\frac{\pi(a - jb)}{a^2 + b^2}}}_{\text{eerste term}} \exp\{-\frac{1}{4} \omega_\theta^2 \frac{a}{a^2 + b^2}\} \underbrace{\exp\{\frac{1}{4} \omega_\theta^2 \frac{jb}{a^2 + b^2}\}}_{\text{derde term}} \end{aligned} \quad (5.74)$$

Dit kan nu vergeleken worden met $G_s(\theta)$, die gelijk is aan:

$$\begin{aligned} G_s(\omega_\theta) &= \text{FT}[\exp\{-c_2(\theta/\theta_{3dB})^2\}] \\ &= \sqrt{\frac{\pi\theta_{3dB}^2}{c_2}} \exp\{-\frac{1}{4} \omega_\theta^2 \theta_{3dB}^2/c_2\} \\ &= \sqrt{\pi/a} \exp\{-\frac{1}{4} \omega_\theta^2 / a\} \end{aligned} \quad (5.75)$$

De eerste term van formule 5.74 geeft uitsluitend een constante amplitude en fase verandering van $G_c(\omega_\theta)$. De derde term geeft een kwadratisch faseverloop in het ω_θ -domein. De middelste term komt overeen met de Gaussische vorm en is t.o.v. de overeenkomstige term van $G_s(\omega_\theta)$, $\exp(-\frac{1}{4} \omega_\theta^2/a)$, verbreed, immers $a/(a^2+b^2) > 1/a$.

Hoe groot is nu deze verbreding? Daartoe worden de Gaussisch vormige termen van $G_s(\omega_\theta)$ en $G_c(\omega_\theta)$ nader beschouwd (zie figuur 5.25) en er wordt een drempel d aangelegd.



Figuur 5.25 De omhullende Gaussische vormen van de stralingsdiafram spectra $G_S(\omega_\theta)$ en $G_C(\omega_\theta)$.

Daaruit kan men de bijbehorende ω_θ waarden berekenen. Ofwel:

$$d = \exp(-\frac{1}{4} \omega_{\theta ds}^2 / a) \quad \text{zodat:}$$

$$\omega_{\theta ds} = \pm \sqrt{-4a \ln(d)} \quad (5.76)$$

Zo ook

$$d = \exp(-\frac{1}{4} \omega_{\theta dc}^2 \frac{a}{a^2 + b^2})$$

$$\begin{aligned} \omega_{\theta dc} &= \pm \sqrt{-4 \frac{a^2 + b^2}{a} \ln(d)} \\ &= \frac{\sqrt{a^2 + b^2}}{a} \omega_{\theta ds} \end{aligned} \quad (5.77)$$

Kwalitatief betekent dit voor DARR een verbreding van het stralingsdiagramspektrum met een faktor $\sqrt{a^2 + b^2} / a$.

In de onderstaande berekening wordt deze faktor gekwantificeerd.

De waarden van a en b zijn gelijk aan:

$$a = c_2 / \theta_{3dB}^2 = 1,30 \text{ graden}^{-2} = 4268 \text{ rad}^{-2}$$

$$b = \frac{1}{2} \left[\frac{d^2 \phi_b(\theta)}{d\theta^2} \right]_{\theta=0^\circ}^{R \rightarrow \infty} = 151 \text{ (rad/rad}^2) \quad (5.78)$$

Zodat voor de verbredingsfaktor geldt:

$$\sqrt{(a^2 + b^2)} / a = 1,0006 \quad (5.79)$$

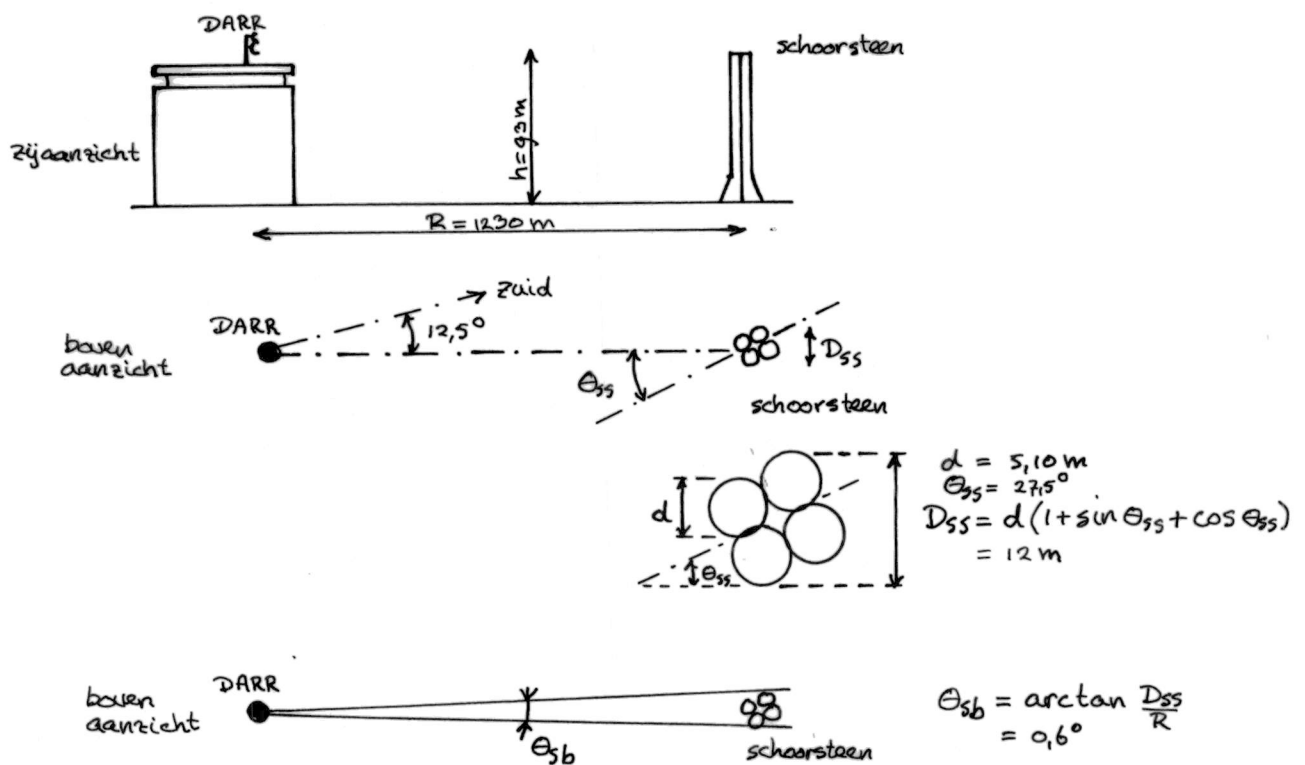
Uit de vorige paragrafen is bekend dat een verbreding van het stralingsdiagramspektrum de mogelijkheid inhoudt om de hoekresolutie te verhogen.

Concluderend kan men dus stellen dat m.b.v. een kwadratische fasekarakteristiek theoretisch een hoekresolutieverbetering te bereiken is, echter bij DARR is deze verbetering praktisch te verwaarlozen.

5.8 Schoorsteen-meting

Om het resolutie verbeteringsproces op zijn praktische waarde te schatten, dient er een meting gedaan te worden, waarbij het DARR systeem in de rondzoekmode gebruikt wordt.

Het waar te nemen object mag geen snelheid bezitten t.o.v. de radarantennes, overeenkomstig de aanname in paragraaf 5.4. Het ideale object is een puntobject, omdat daarmee direkt de invloed van het resolutie verbeteringsproces op het ontvangen beatsignaal te bepalen is. Echter een object, dat in horizontale richting klein van afmeting is en zich als verticale lijnstraler gedraagt, is eveneens een uitstekend testobject voor het azimuthale resolutie verbeteringsproces. Een goede signaal-ruisverhouding van de meting is gewenst om de evt. fouten t.g.v. het resolutie verbeteringsproces niet te laten overschaduwen door fouten t.g.v. de ruis.



Figuur 5.26 Situatieschets schoorsteenmeting.

Een goed meetobject vormt de schoorsteen van het energiebedrijf "Delfland", gelegen in zuidelijke richting op een afstand van 1200 m van het radarsysteem. De schoorsteen bestaat uit vier ronde rookkanalen met ieder een buitendiameter van 5,10 m en een hoogte van ongeveer 95 m. Deze hoogte is ongeveer gelijk aan de hoogte waarop het radarsysteem is geplaatst (93 m, zie figuur 5.26).

De vanuit de positie van het radarsysteem optisch waar te nemen hoek θ_{sb} , die de schoorsteen in het horizontale vlak inneemt, is ongeveer $0,6^\circ$. Dit betekent nog niet dat de door het radarsysteem waargenomen hoek eveneens $0,6^\circ$ bedraagt. De schoorsteen komt nl. in het geheel niet overeen met een vlakke straler, zodat het radarsysteem wellicht een kleinere hoek θ_{sb} waarneemt. De grootte van θ_{sb} kan uit de radardoorsnede (R.S.C.S.: Radar Scattering Cross Section) berekend worden, hetgeen in subparagraaf 5.8.1 zal plaatsvinden.

5.8.1 Radardoorsnede van de schoorsteen

In deze paragraaf zal de radardoorsnede van de "Delfland"-schoorsteen bepaald worden, met de daarbij behorende radarhoek θ_{sb} .

De elementaire radarvergelijking luidt:

$$P_o = P_z \frac{G_z}{4\pi R^2} \frac{G_o}{4\pi R^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} \sigma \quad \text{waarbij} \quad (5.80)$$

P_z	zendvermogen
P_o	ontvangen vermogen
G_z	gain zendantenne
G_o	gain ontvangantenne
R	afstand antenne-object
σ	radardoorsnede van het object

De zend- ontvangvermogensverhouding is gelijk aan:

$$\frac{P_z}{P_o} = \frac{(4\pi)^3 R^4}{G_z G_o \lambda^2} \frac{1}{\sigma} = \frac{K}{\sigma} \quad (5.81)$$

Waaruit volgt dat de constante K gelijk is aan:

$$\begin{aligned} R &= 1200 \text{ m} \\ G_z &= 40 \text{ dB} = 10^4 \\ G_o &= 32,7 \text{ dB} = 1862 \\ \lambda &= 9,0498 \text{ cm} \end{aligned} \quad K = 2,698 \cdot 10^{10} \text{ m}^2 \quad (5.82)$$

Bij de schoorsteenmeting werd gezonden met $P_z = -12,5 \text{ dBm}$. Het terug ontvangen vermogen bij het rechtaanstralen van de schoorsteen bedroeg $P_o = -81 \text{ dBm}$. Zodat voor de radardoorsnede van de schoorsteen geldt:

$$= P_o/P_z \cdot K = 141 \cdot 10^{-9} \cdot 2,698 \cdot 10^{10} = 3800 \text{ m}^2 \quad (5.83)$$

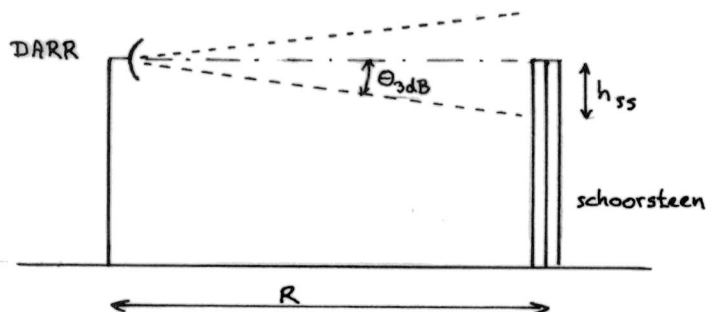
Indien de schoorsteen als een vlakke straler beschouwd wordt, met een hoogte h_{SS} en een breedte b_{SS} (oppervlak $A_{SS} = h_{SS} \cdot b_{SS}$), dan geldt:

$$A_{SS} = \sqrt{\frac{\sigma \lambda^2}{4\pi}} = 1,6 \text{ m}^2 \quad (5.84)$$

De hoek θ_{sb} , die de vlakke schoorsteenstraler in het horizontale vlak inneemt, is gelijk aan:

$$\theta_{sb} = \arctan \frac{b_{SS}}{R} \approx \frac{b_{SS}}{R} \quad (b_{SS} \ll R) \quad (5.85)$$

Nu rest ons de hoogte van de vlakke schoorsteenstraler te bepalen. Het grootste deel van het uitgestraalde vermogen valt binnen de rotatiesymmetrische 3-dB bundelbreedte. Doordat de antenne ongeveer op gelijke hoogte opgesteld is met het hoogste punt van de schoorsteen, wordt de schoorsteen dus met de halve 3-dB bundelbreedte aangestraald (zie figuur 5.27).



Figuur 5.27 De hoogte h_{ss} in relatie tot de halve 3-dB bundelbreedte.

De hoogte h_{ss} zal dus ongeveer gelijk zijn aan:

$$\begin{aligned} h_{ss} &= R \cdot \tan(\theta_{3dB}) \approx R \cdot \theta_{3dB} \quad (\theta_{3dB} \ll 1) \\ &= 1200 \cdot 0,0105 = 12,6 \text{ m} \end{aligned} \quad (5.86)$$

Zodat voor de breedte van de vlakke schoorsteenstraler geldt:

$$b_{ss} = A_{ss}/h_{ss} = 0,13 \text{ m} \quad (5.87)$$

Ofwel voor de hoek θ_{sb} :

$$\theta_{sb} = b_{ss}/R = 0,0001 \cong 0,006^\circ \quad (5.88)$$

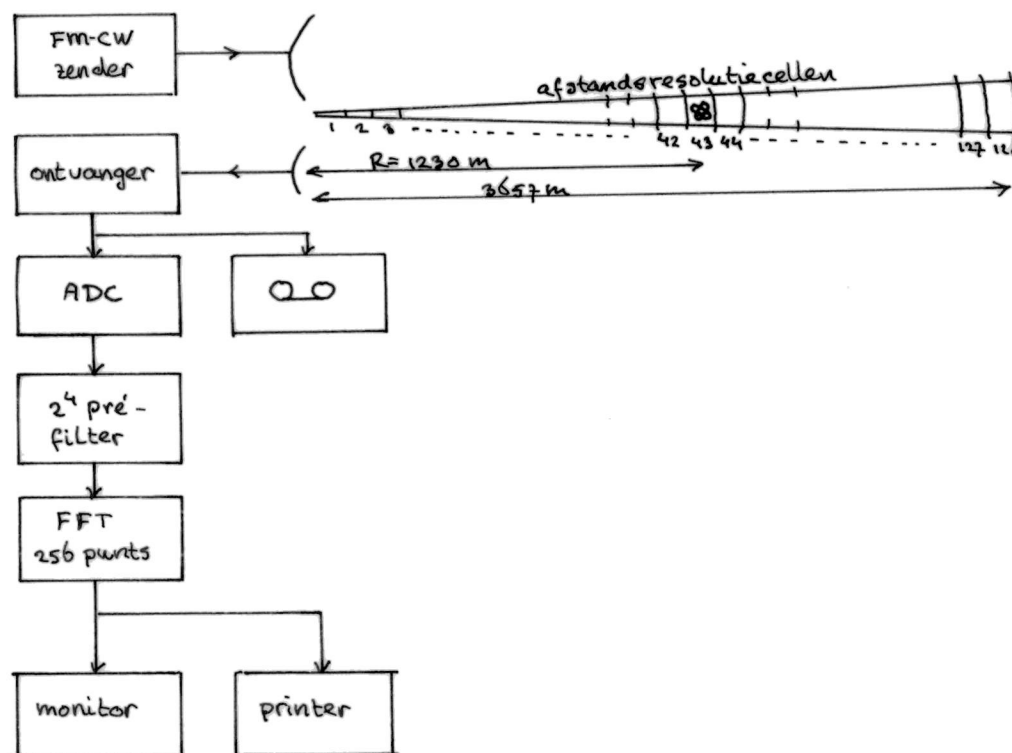
Opgemerkt dient te worden dat bij de bepaling van de radardoor-snedes van een vlakke straler (formule 5.84) is aangenomen dat de golflengte λ veel kleiner is dan de afmetingen van de straler. Echter in ons geval is de breedte van de vlakke straler ongeveer gelijk aan de golflengte, zodat de berekening niet meer exact is en alleen een indicatie geeft van de orde van grootte.

Ondanks bovenstaande kritische opmerking blijft gelden dat de schoorsteen zeer goed te beschouwen is als verticale lijnstraler.

5.8.2 Uitvoering van de meting

De schoorsteenmeting is met een rotatiesnelheid van $0,6^\circ/\text{minuut}$ ofwel $0,01^\circ/\text{s}$ uitgevoerd. Zo'n lage snelheid is gekozen, opdat tijdens één zwaaiperiode T_m van het FM-CW signaal de antenne nauwelijks verdraaid is t.o.v. het object. Bij een T_m van 2,5 ms bedraagt de rotatiehoek $2,5 \cdot 10^{-5}$ graden.

De schoorsteen bevindt zich op $12,5^\circ$ azimuth. Bij DARR komt 0° azimuth overeen met zuid. De -30 dB antenne bundelbreedte is ongeveer 6° , zodat het rotatie interval loopt van $9,5^\circ$ tot $15,5^\circ$ azimuth. De totale meting vindt dus in 10 minuten plaats. De frequentiezwaai F van het uitgezonden FM-CW signaal, ter grootte van 5,25 MHz, resulteert in een afstandsresolutie van $150/F = 28,6$ m. De schoorsteen valt dus ruim binnen één afstandsresolutiecel.



Figuur 5.28 Blokschema schoorsteenmeting.

Het beatsignaal $s_b(t)$ is met een 256 punts FFT bewerkt, zodat er 128 afstandsresolutiecellen beschikbaar zijn. Het grootste afstandsbereik is dus $128 \cdot 28,6 \text{ m} = 3657 \text{ m}$. De schoorsteen ligt op 1230 m afstand van de radarantennes, ofwel de schoorsteen is in de 43^{ste} resolutiecel terug te vinden.

Het bleek dat het beatsignaal enigszins behept was met ruis, hetgeen de fasestabiliteit van het signaal negatief beïnvloedde. M.b.v. een zg. 2^4 pré-filter is de ruis onderdrukt. Deze filtermethode houdt in dat het beatsignaal van 16 opeenvolgende frequentiezwaaiperioden uitgemiddeld worden.

In dat tijdsbestek van $16 \cdot T_m = 40 \text{ ms}$ is de antenne over $4 \cdot 10^{-4}$ graden verdraaid, zodat de 16 metingen onder vrijwel dezelfde azimuthhoek hebben plaatsgevonden.

In bijlage 5.I zijn alle gegevens betreffende de uitvoering van de meting op een rijtje gezet.

Het beatsignaal is voor evt. latere bewerking op een analoge taperecorder vastgelegd.

5.8.3 Meetresultaten

In bijlage 5.II zijn de amplitude- en fasecomponenten van de 43^{ste} afstandsresolutiecel weergegeven. In totaal zijn het 1090 metingen, equidistant verdeeld over het azimuthale scaninterval van $9,5^\circ$ tot $15,5^\circ$.

Om redenen die in paragraaf 5.9 duidelijk zullen worden, is een bemonsterafstand θ_s gekozen van $0,1^\circ$, hoewel volgens berekeningen uit paragraaf 5.6 $0,6^\circ$ voldoende zou moeten zijn.

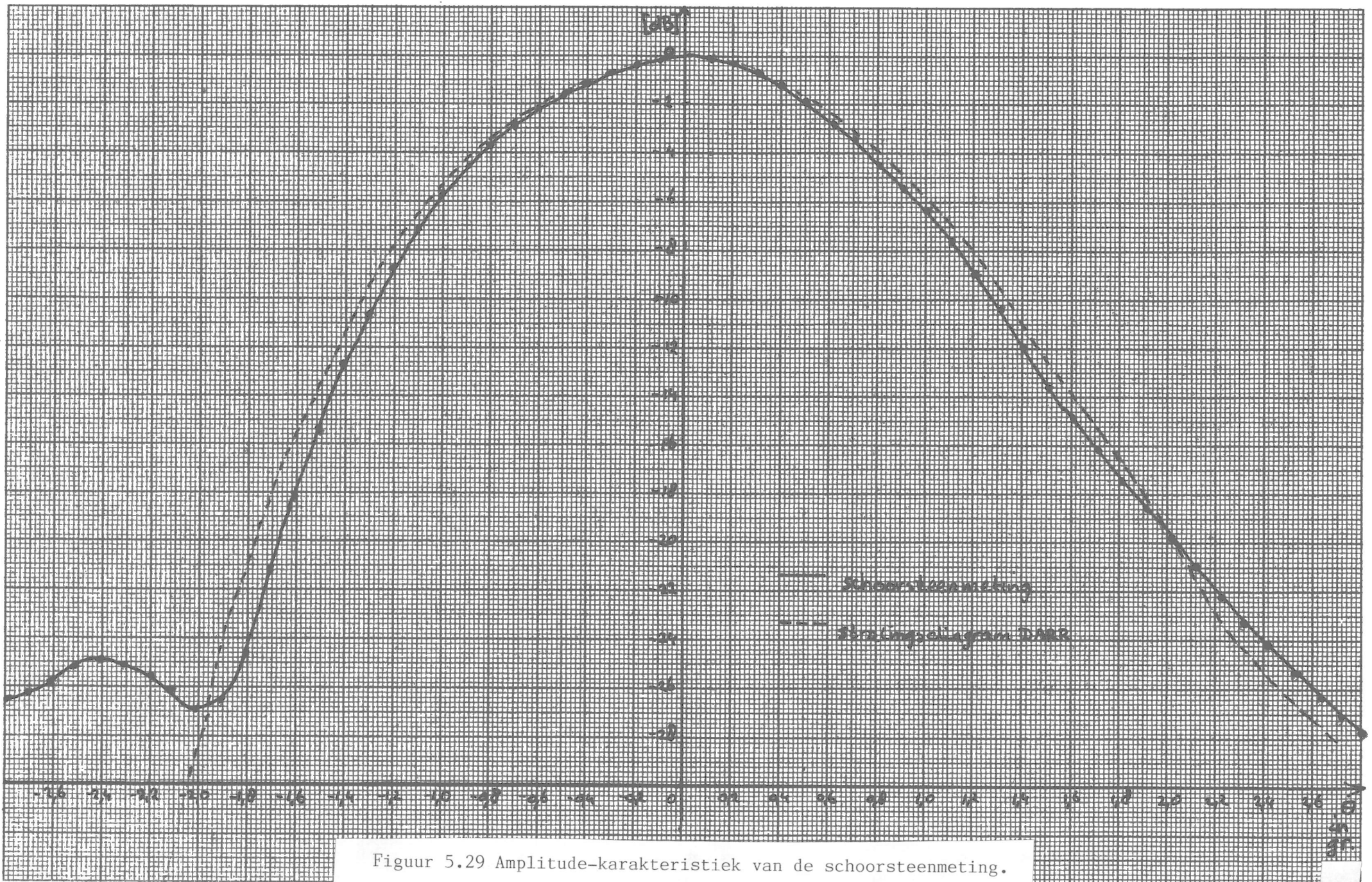
Deze verkorte meettabel is in bijlage 5.III opgenomen en vormt het uitgangspunt voor de berekeningen in paragraaf 5.9.

Er zij op gewezen dat het beatsignaalverwerkingsprogramma een fase berekent die negatief is t.o.v. de werkelijke fase. In de verkorte tabel is deze correctie opgenomen.

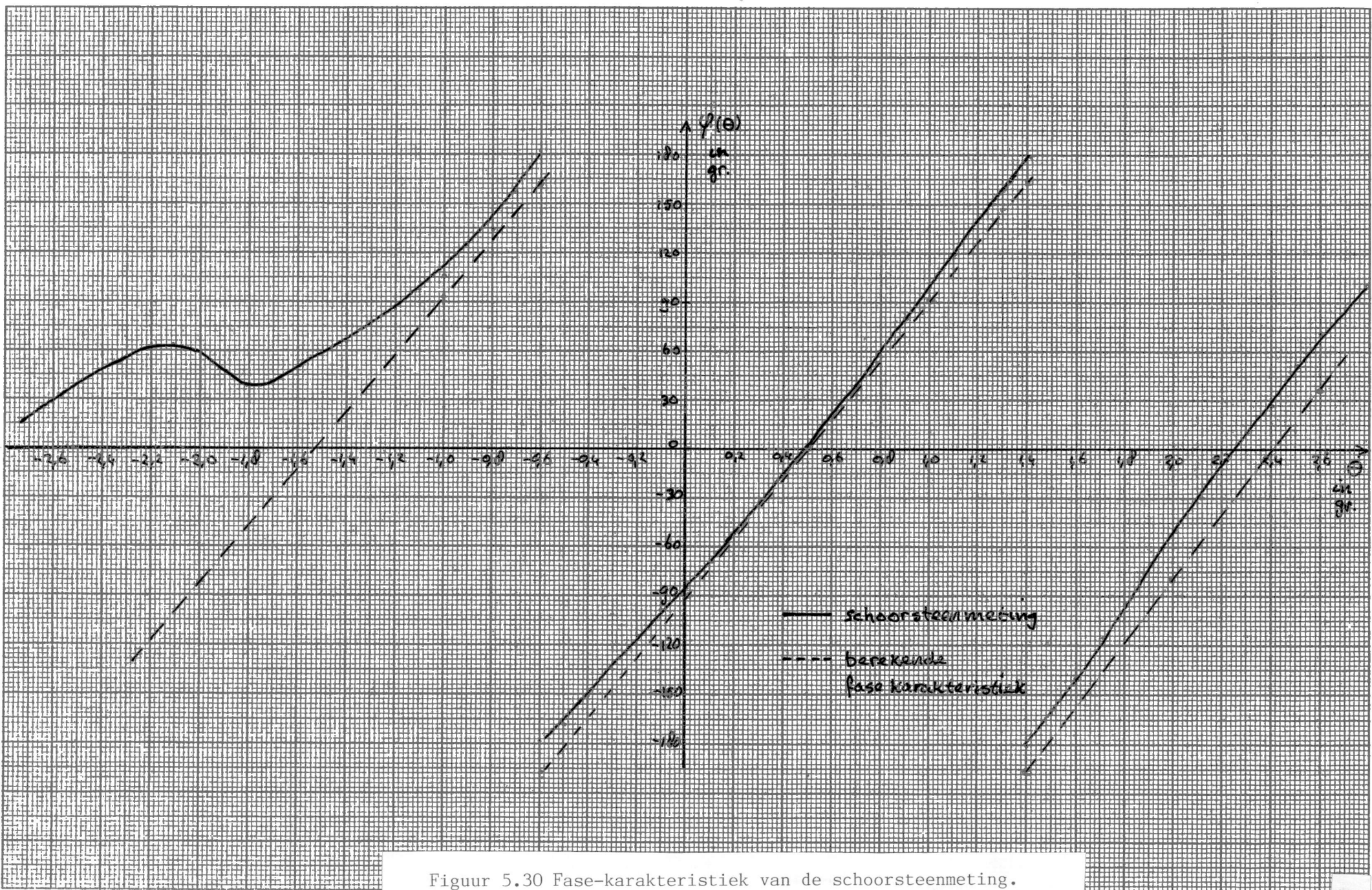
In de figuren 5.29 en 5.30 is de schoorsteenmeting in grafiekvorm weergegeven. Ter vergelijking zijn het gemeten amplitude- en berekende fasestralingsdiagram in de figuren opgenomen.

Opvallend is dat de vorm van de schoorsteenmeting nauwkeurig overeenstemt met het berekende amplitudestralingsdiagram. Dus ook hieruit blijkt dat de schoorsteen zeer goed als lijnstraler te beschouwen is. De fasekarakteristiek stemt eveneens bijzonder goed met de berekende fasekarakteristiek van de samengestelde antenne overeen. De lineaire fasecomponent bedraagt ongeveer 180 graden fasedraaiing per graad azimuthhoekverdraaiing. Deze waarde is gelijk aan de berekende waarde. Zelfs de kwadratische component is in de gemeten fasekarakteristiek te herkennen. Een amplitude- en fase-afwijking ontstaat bij $\theta = -2^\circ$, hetgeen mogelijk zijn oorzaak vindt in een tweede reflectie op $\theta = 2,4^\circ$ met een niveau van -25 dB t.o.v. de maximale waarde van de schoorsteenmeting.

In de volgende paragraaf zal het resolutieverbeteringsproces getoetst worden m.b.v. de schoorsteenmeting en het gedeeltelijk gemeten en berekende stralingsdiagram van DARR.



Figuur 5.29 Amplitude-karakteristiek van de schoorsteenmeting.



Figuur 5.30 Fase-karakteristiek van de schoorsteenmeting.

5.9 Toetsing van het resolutieverbeteringsproces m.b.v. de schoorsteenmeting

Het in paragraaf 5.4 beschreven resolutieverbeteringsproces, waarbij het door het radarsysteem ontvangen signaal gedeconvolveerd wordt met het antenne stralingsdiagram, zal in deze paragraaf m.b.v. de schoorsteenmeting op zijn praktische waarde worden getoetst.

Er zal zowel gedeconvolveerd worden m.b.v. het gemeten stralingsdiagram als met het in paragraaf 5.6 beschreven benaderde Gaussischvormige stralingsdiagram.

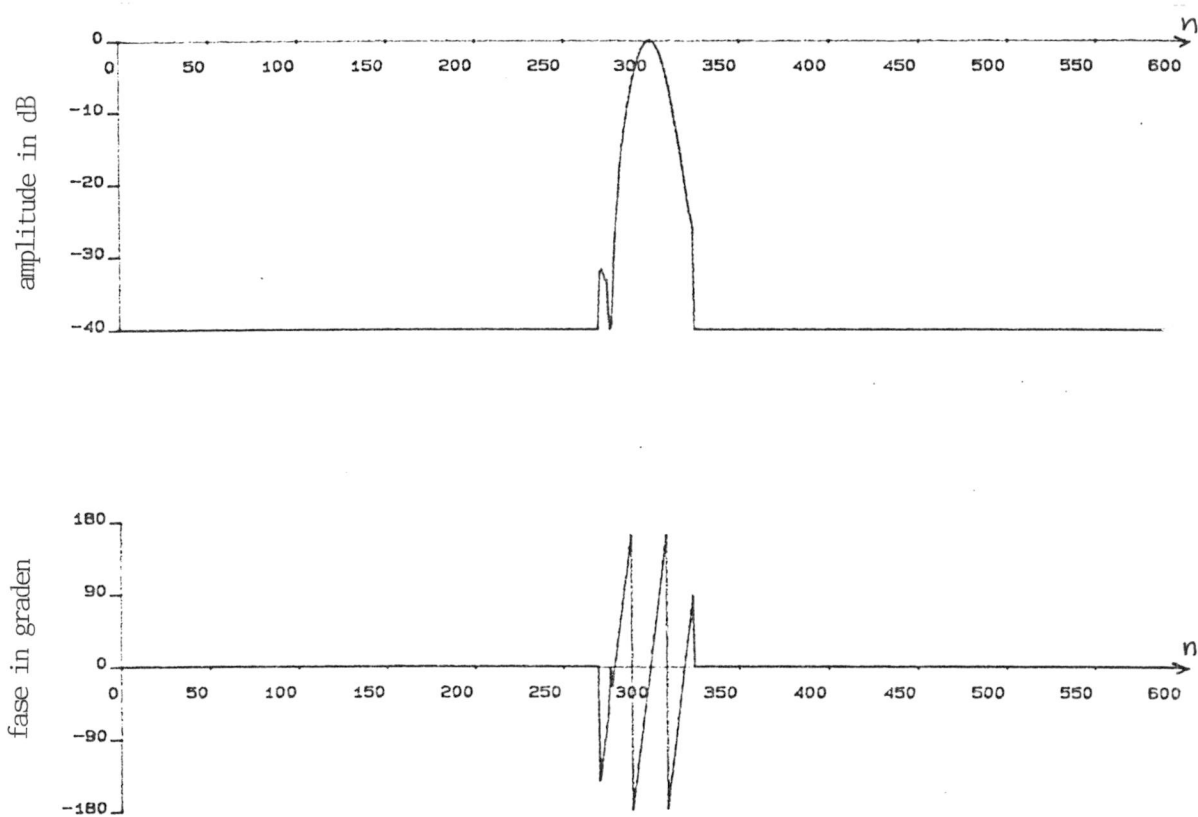
Tot slot wordt de kunstmatig gecreëerde situatie bekeken, waarbij twee schoorstenen resp. 2 en 1 graad azimuth uit elkaar liggen.

5.9.1 Deconvolutie m.b.v. het gemeten stralingsdiagram

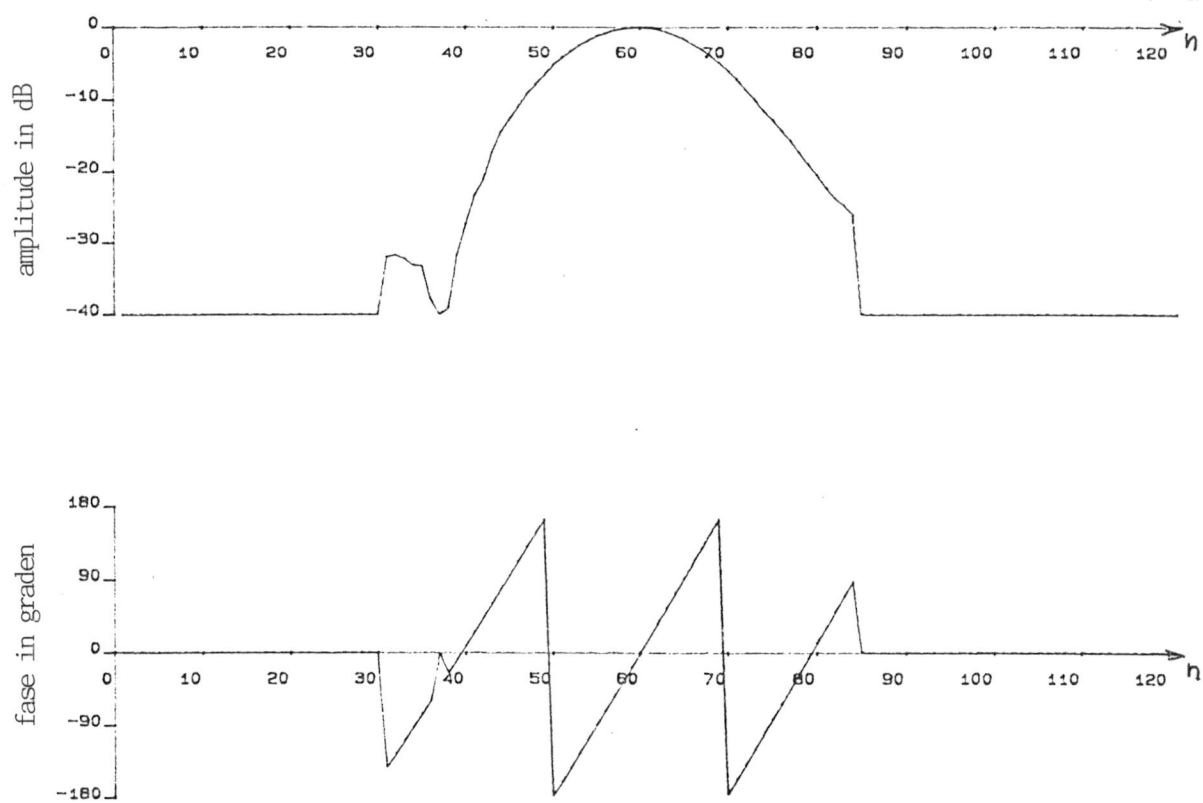
Met het gemeten stralingsdiagram wordt om nauwkeurig te zijn het gemeten amplitude stralingsdiagram bedoeld in combinatie met het berekende fasestralingsdiagram en in bemonsterde vorm aangeduid met $h(n)$.

In figuur 5.30 is het stralingsdiagram in beeld gebracht. Duidelijk herkenbaar is de hoofdlob met daarnaast de linkerzijlob en het sterk met de azimuthhoek oplopende fase. Alle azimuthschalen van de navolgende figuren zijn in $1/10$ graden verdeeld. Interessant is nu om de Fourier getransformeerde $H(k)$ van $h(n)$ te bepalen (zie figuur 5.31). Hierbij dient opgemerkt te worden dat het nulpunt van de horizontale schaalverdeling van alle figuren, in zowel het hoek-domein als in het hoekspektrum-domein, precies met het midden van de figuur overeenkomt.

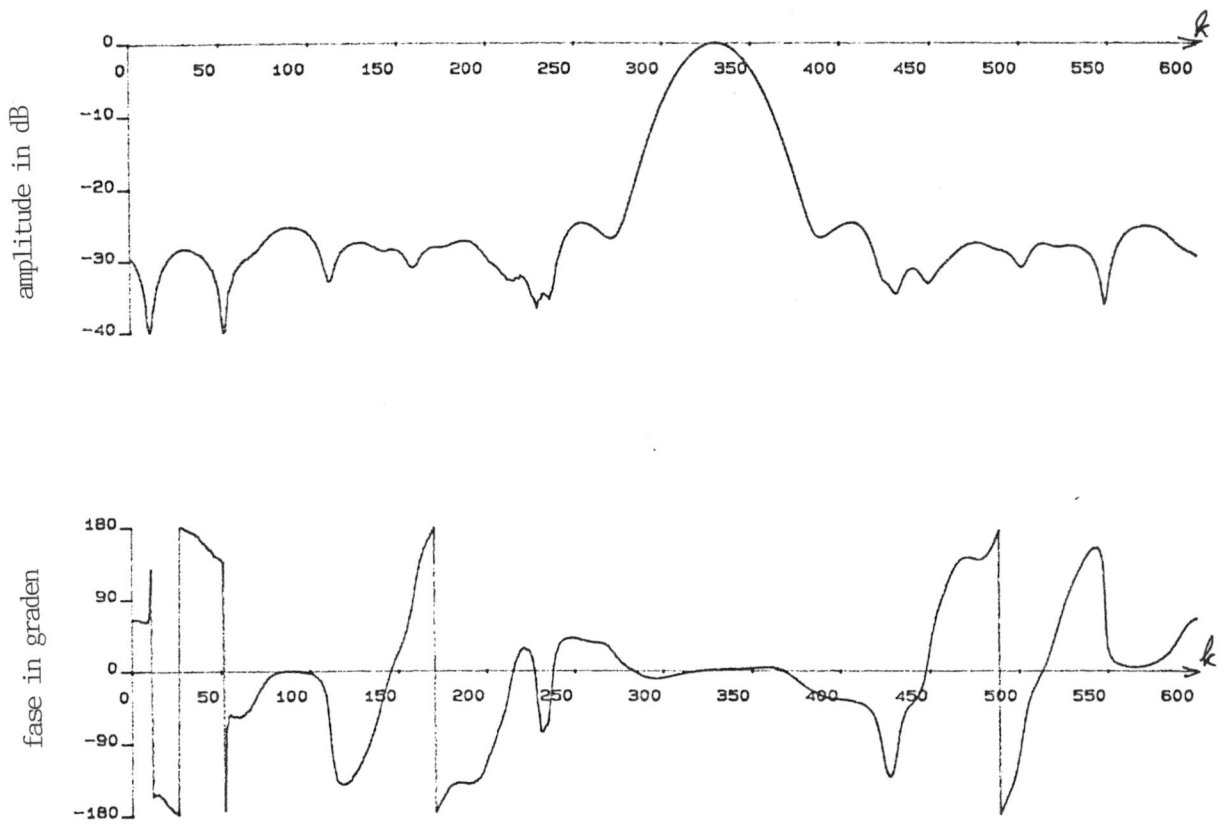
In principe is $h(n)$ periodiek met $\theta_p = 360^\circ$ ($\theta = n \cdot \theta_s$), echter om rekentechnische redenen (computergeheugencapaciteit en computerrekentijd) is deze periode van $h(n)$ op 60° gesteld. Dit betekent dat $H(k)$ met 6 maal minder datapunten (samples) beschreven wordt, nl. i.p.v. $360^\circ/0,1^\circ = 3600$ met $60^\circ/0,1^\circ = 600$ punten. Dit aantal is nog steeds voldoende om $H(k)$ in detail te kennen.



Figuur 5.30a Bemonsterd stralingsdiagram: $h(n)$.



Figuur 5.30b Uitvergroting van figuur 5.30a.



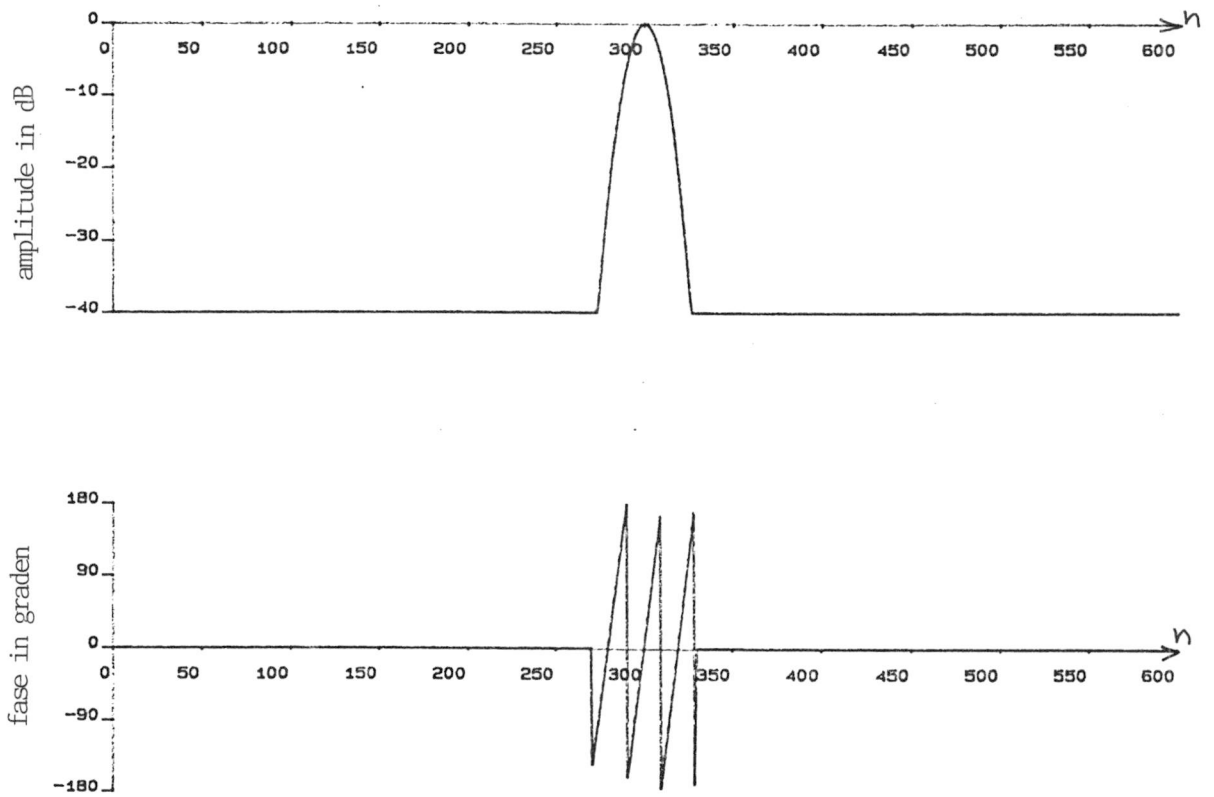
Figuur 5.31 Stralingsdiagrammspectrum: $H(k)$.

Er geldt dus:

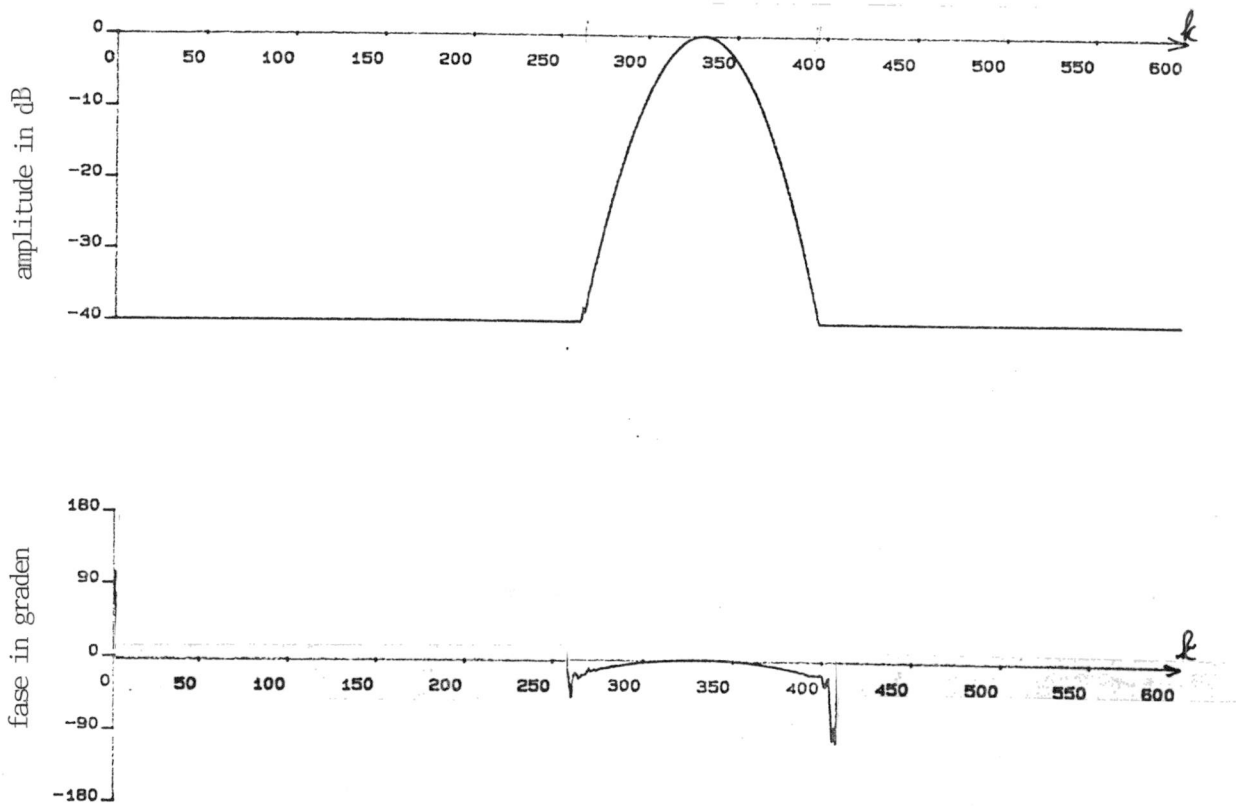
$$\begin{aligned}
 \theta_p &= (60/360) \cdot 2\pi = \pi/3 \text{ rad} \hat{=} 60^\circ \\
 \theta_s &= \theta_p/600 = \pi/1800 \text{ rad} \hat{=} 0,1^\circ \\
 n &= \theta/\theta_s \\
 \omega_{\theta_p} &= 2\pi/\theta_s = 3600 \text{ rad}^{-1} \\
 \omega_{\theta_s} &= 2\pi/\theta_p = 6 \text{ rad}^{-1} \\
 k &= \omega_{\theta}/\omega_{\theta_s} \tag{5.89}
 \end{aligned}$$

Het maximum van $H(k)$ ligt niet precies in het midden van de ω_{θ} -schaal ($\omega_{\theta} = 0 \text{ rad}^{-1}$), maar is ongeveer over 30 datapunten naar rechts verschoven. Dit vindt zijn oorzaak, zoals uit de verschuivingsregel van de Fouriertransformatie volgt, in de lineaire fasecomponent van $h(n)$. Het dominante gedeelte van $H(k)$ ligt in het interval $270 < k < 390$.

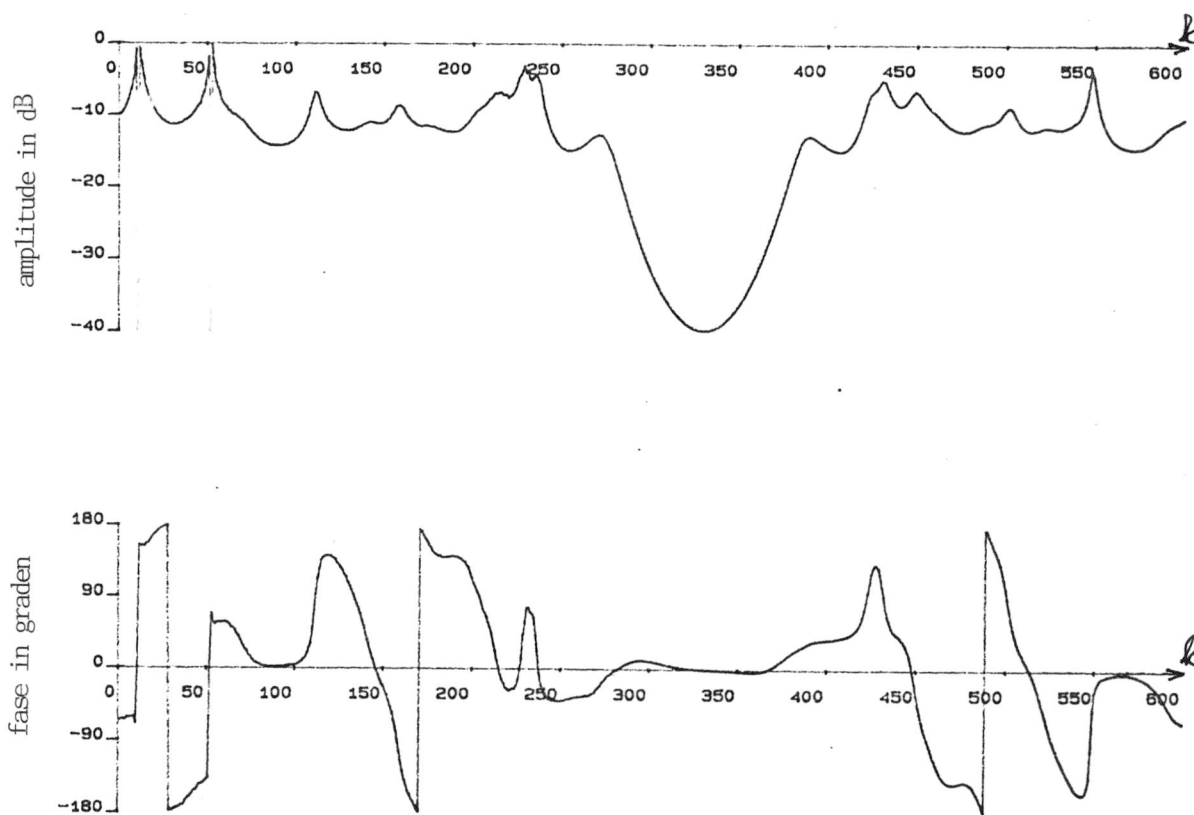
Dit wordt nog eens extra onderschreven door de in paragraaf 5.6 bepaalde Gaussische benadering van het stralingsdiagram (zie figuur 5.32). De Fouriergetransformeerde $G_b(k)$ is in figuur 5.33 gegeven en hiervoor geldt ongeveer eenzelfde dominant interval. Men kan tevens zien dat $G_b(k)$ en $H(k)$, t.g.v. de kwadratische fasekarakteristiek van het stralingsdiagram, een kwadratische faseverloop bezit. Buiten dit interval gedraagt $H(k)$ zich grillig en leidt bij de bepaling van de filtercoëfficiënten $F(k) = H(k)^{-1}$ eveneens tot een grillige functie, waarvan de correctheid betwijfeld moet worden (zie figuur 5.34). In dat geval streeft men nl. naar een resolutiecel grootte van $0,1^\circ$, hetgeen, zoals in paragraaf 5.6.3 berekend is, niet mogelijk is. De kleinst mogelijke resolutiecel-grootte ligt rond de $0,6^\circ$. Resumerend: men dient zich bij de bepaling van de filtercoëfficiënten $F(k)$ zich te beperken tot het interval $270 < k < 390$.



Figuur 5.32 Gaussisch benaderd stralingsdiagram: $g_b(n)$.

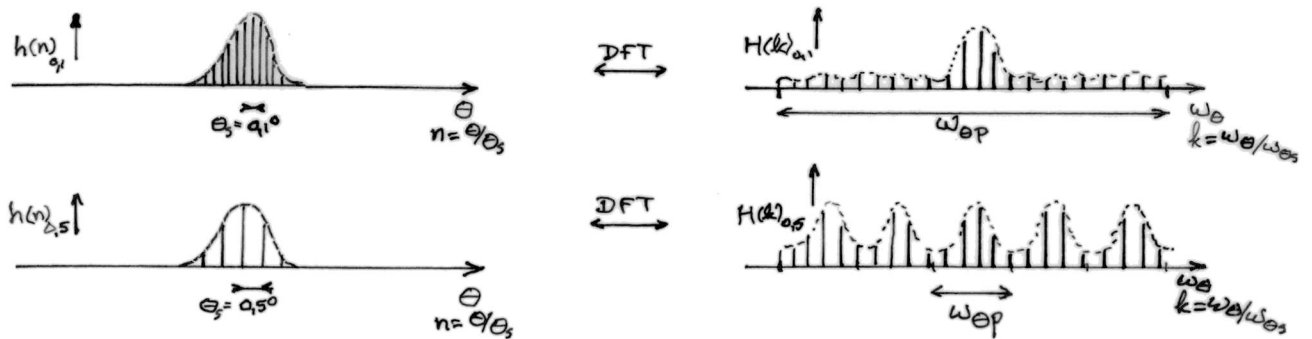


Figuur 5.33 Gaussisch benaderd stralingsdiagrammspectrum $G_b(k)$.



Figur 5.34 Filtercoefficienten $F(k)=H^{-1}(k)$.

Men zou ook kunnen overwegen het stralingsdiagram, niet zoals in deze paragraaf gedaan wordt met een sample afstand van $0,1^\circ$ te bemonsteren, maar met een sample afstand van b.v. $0,5^\circ$. Men verkrijgt dan na Fouriertransformatie van $h(n)_{0,5}$ direkt de $600/5 = 120$ belangrijkste waarden van $H(k)$, maar zoals bekend uit de sample theorie treedt er aliasing op (zie figuur 5.36). In de praktijk bleek dit een te grote storende invloed te hebben, zodat vastgehouden wordt aan de sample afstand van $0,1^\circ$ en het interval $270 < k < 390$.



Figuur 5.36 Aliasing treedt op bij een te lage bemonsterfrequentie.

Men kan zich nu de vraag stellen hoe het gefilterde signaal $r(n)$ eruit ziet, indien men zich bij de filtering m.b.v. $F(k)$ zich tot het interval $270 < k < 390$ beperkt. Daartoe neemt men een puntobject $f(\theta) = \delta(\theta)$ aan op de objectenring. Zodat in het Fourier-domein geldt:

$$\begin{aligned} B(k) &= \Gamma(k) \cdot H(k) \\ &= I(k) \cdot H(k) = H(k) \end{aligned} \quad (5.90)$$

Na filtering geldt:

$$R(k) = B(k) \cdot F(k)$$

$$= H(k) \cdot \frac{\text{rect}(k)}{H(k)} = \text{rect}(k) \quad \text{waarbij} \quad (5.91)$$

$$\text{rect}(k) = 1 \quad \text{voor} \quad 270 < k < 390$$

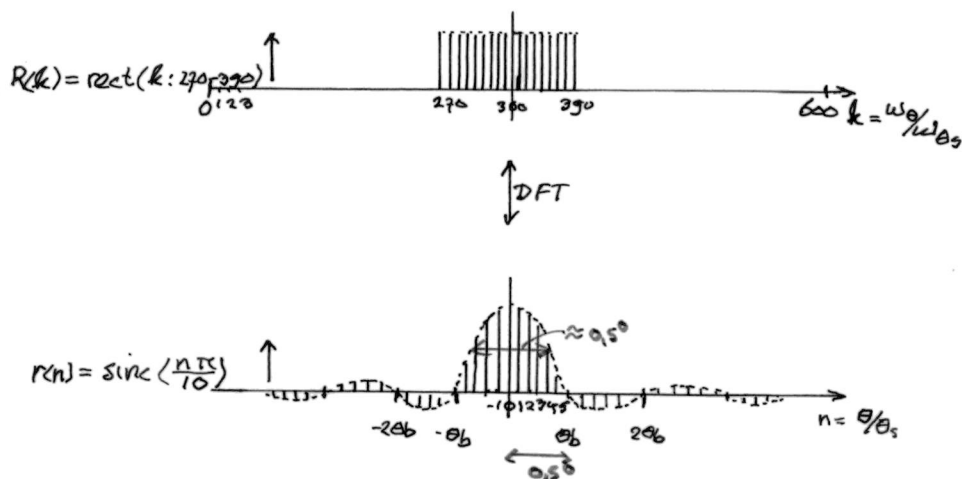
$$= 0 \quad \text{elders} \quad (1 < k < 600)$$

De functie $\text{rect}(k) = R(k)$ is 120 samples breed: $k_b = 120$, ofwel $\omega_{\theta b} = k_b \cdot \omega_{\theta s} = 120 \cdot 6 = 720 \text{ rad}^{-1}$. De resolutiecel grootte is: $\theta_b = 2\pi/\omega_{\theta b} = \pi/360 = 5 \cdot (\pi/1800) = 5.0s = 0,5^\circ$, zodat:

$$r(n) = \text{IDFT}(R(k))$$

$$= \text{sinc}\left(\frac{n\theta_s}{\theta_b} \frac{\pi}{2}\right) = \text{sinc}(n\pi/10) \quad (5.92)$$

De originele hoofdlob (antennediagram) heeft een breedte van $1,4^\circ$ (zie figuur 5.21). Via het resolutieverbeteringsproces is dit verlaagd tot $0,5^\circ$ d.w.z. een resolutieverbetering met een factor 3!



Figuur 5.37 Eén puntobject gefilterd met $F(k) = \text{rect}(k) \cdot H^{-1}(k)$: $R(k)$, $r(n)$.

Het eerste zijlobniveau is gelijk aan:

$$10 \log (\text{sinc}(3\pi/2)) = -6,7 \text{ dB}$$

Dit betekent dat er een te grote overspraak is van de ene resolutiecel naar zijn nabuurlingen. In het theoretische geval waarbij de objecten slechts kunnen voorkomen op equidistante afstanden die overeenkomen met een hoekverdraaiing van $\theta_b = 0,5^\circ$ op de objectenring, heeft men in het geheel geen last van de storing uit de nabuurlingen. Echter in de praktijk kunnen objecten op iedere willekeurige plaats op de objectenring voorkomen.

Om dit effect te verkleinen kan men i.p.v. een rechthoekig venster $V(k) = \text{rect}(k)$ b.v. een cosinus-kwadraatvenster $V(k) = \cos^2(k)$ gebruiken, zodat geldt:

$$F(k) = \frac{V(k)}{H(k)} = \frac{\cos^2(k)}{H(k)} \quad (5.93)$$

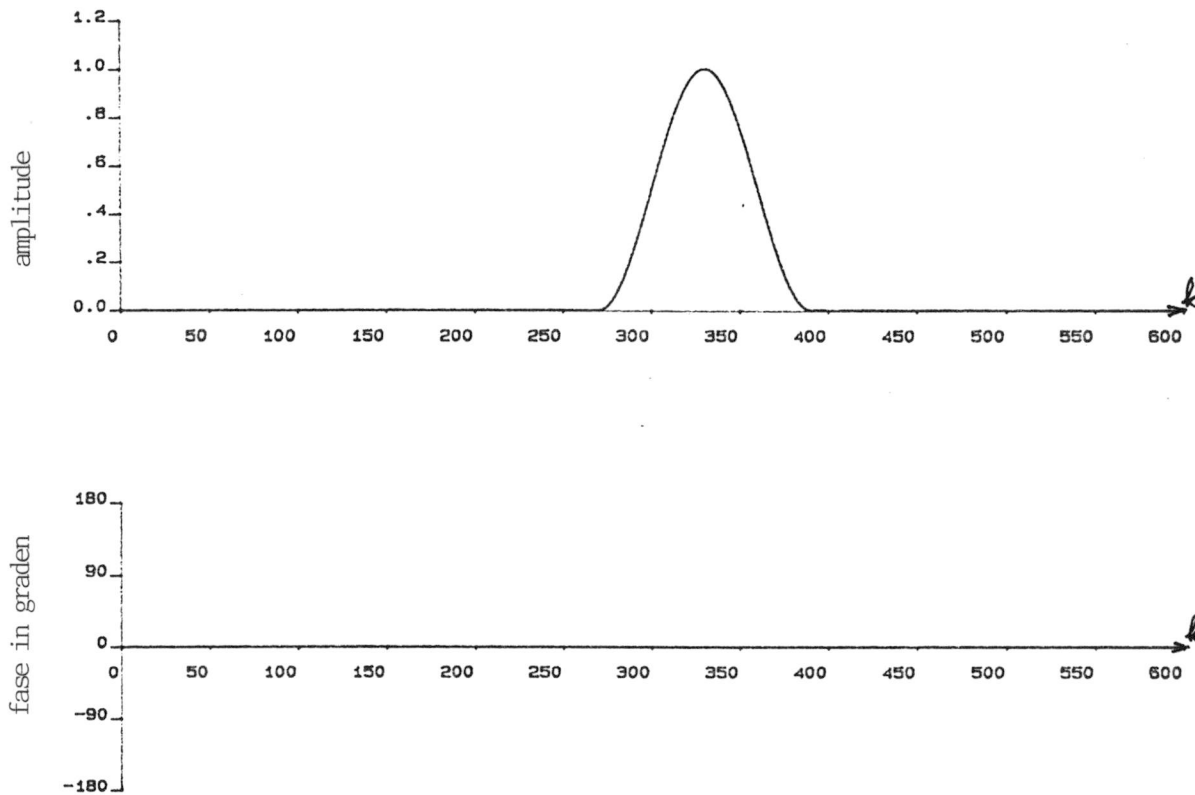
Het cosinus-kwadraatvenster en $F(k)$ zijn resp. in figuur 5.38 en 5.39 weergegeven. De filtercoëfficiënten $f(n)$ zijn te vinden in figuur 5.40.

Bij de aanname dat slechts één puntobject op de objectenring bevindt, verkrijgt men net zoals bij het rechthoekige venster, een gefilterd signaal $R(k)$ dat gelijk is aan $V(k)$, ofwel:

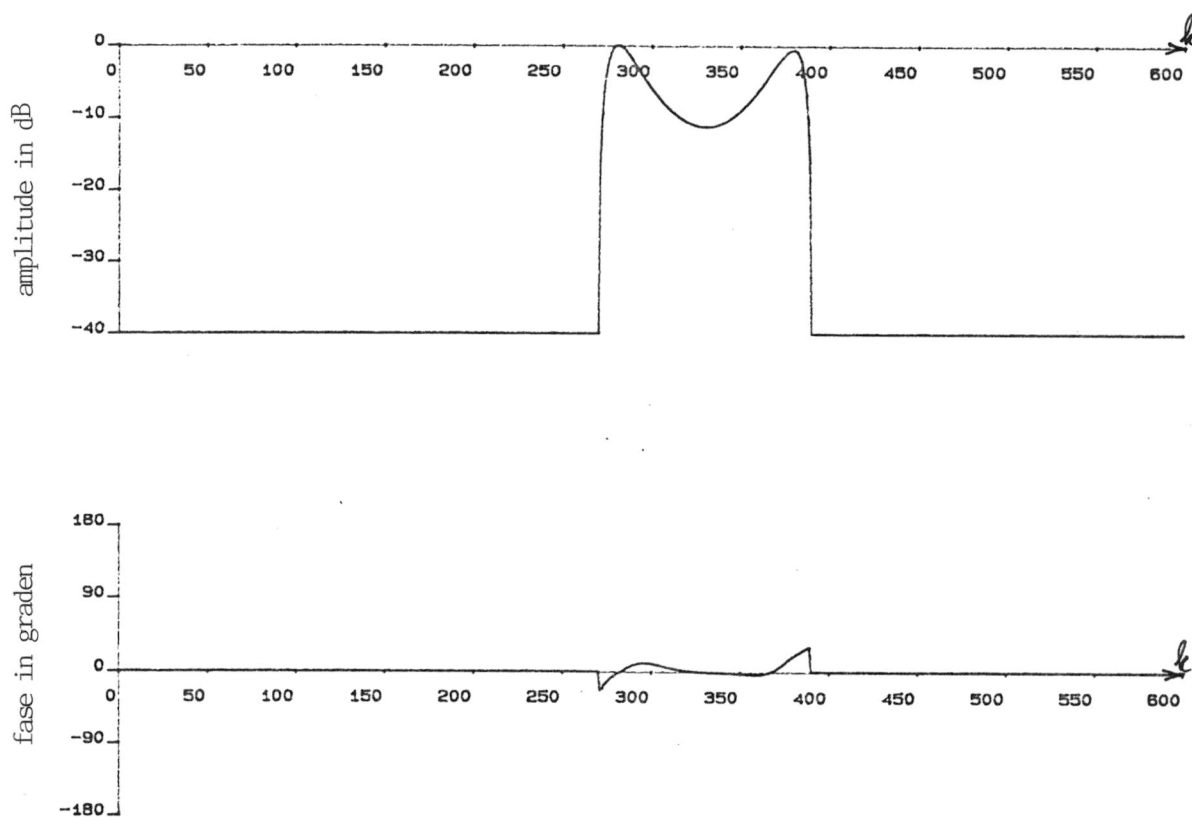
$$R(k) = \cos^2(k) \quad (5.94)$$

Het gefilterde signaal in het hoekdomein $r(n)$ is in figuur 5.41 gegeven. Men ziet hieruit dat de hoofdlob van $r(n)$ zich uitstrekt over 20 samples ofwel 2° . Dit is een verbreding van de hoofdlob met een factor 2 t.o.v. de situatie met het rechthoekige venster, maar is altijd nog 2 maal zo smal dan de hoofdlob van de samengestelde antenne.

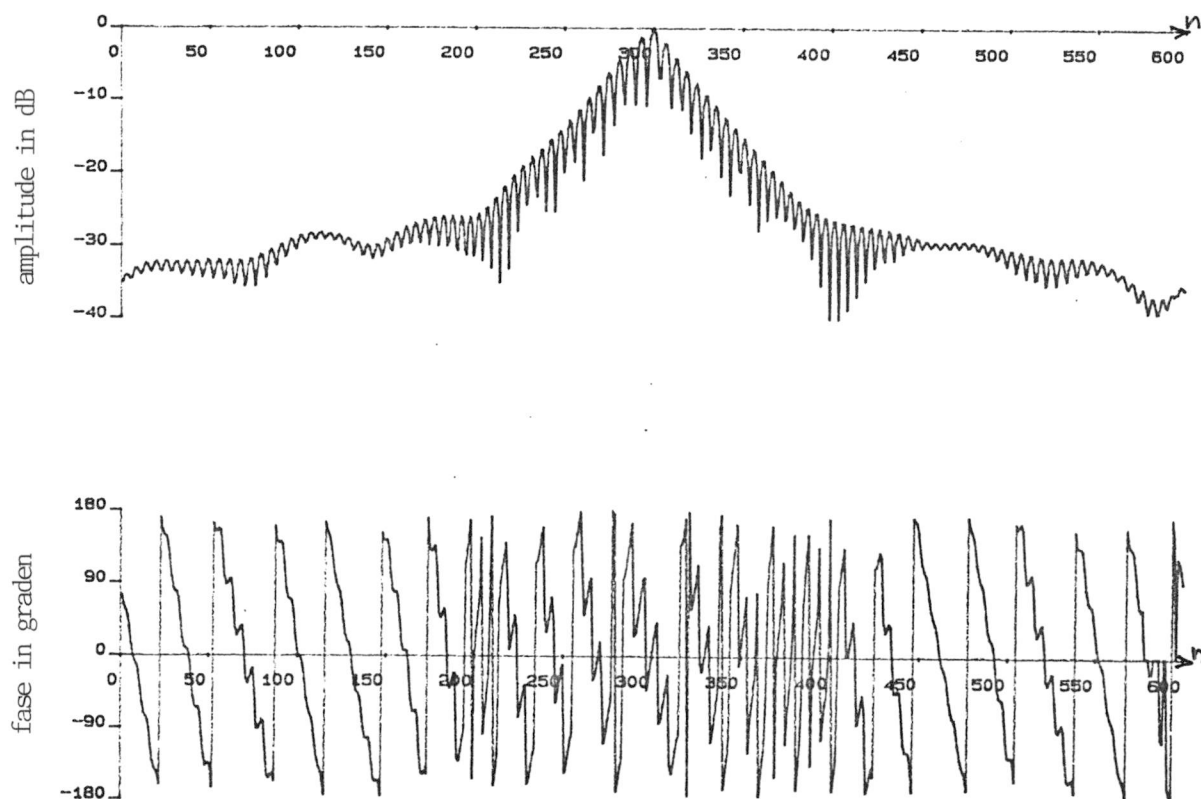
Het eerste zijlobniveau is ongeveer -16 dB en is dus ongeveer 9 dB lager dan bij een rechthoekig venster, maar 7 dB hoger dan bij het antenne diagram. Klaarblijkelijk is er een uitwisseling mogelijk tussen de hoofdbundelbreedte en het zijlobniveau, door het aanpassen van de vensterfunctie $V(k)$, net zoals de mogelijkheid om m.b.v.



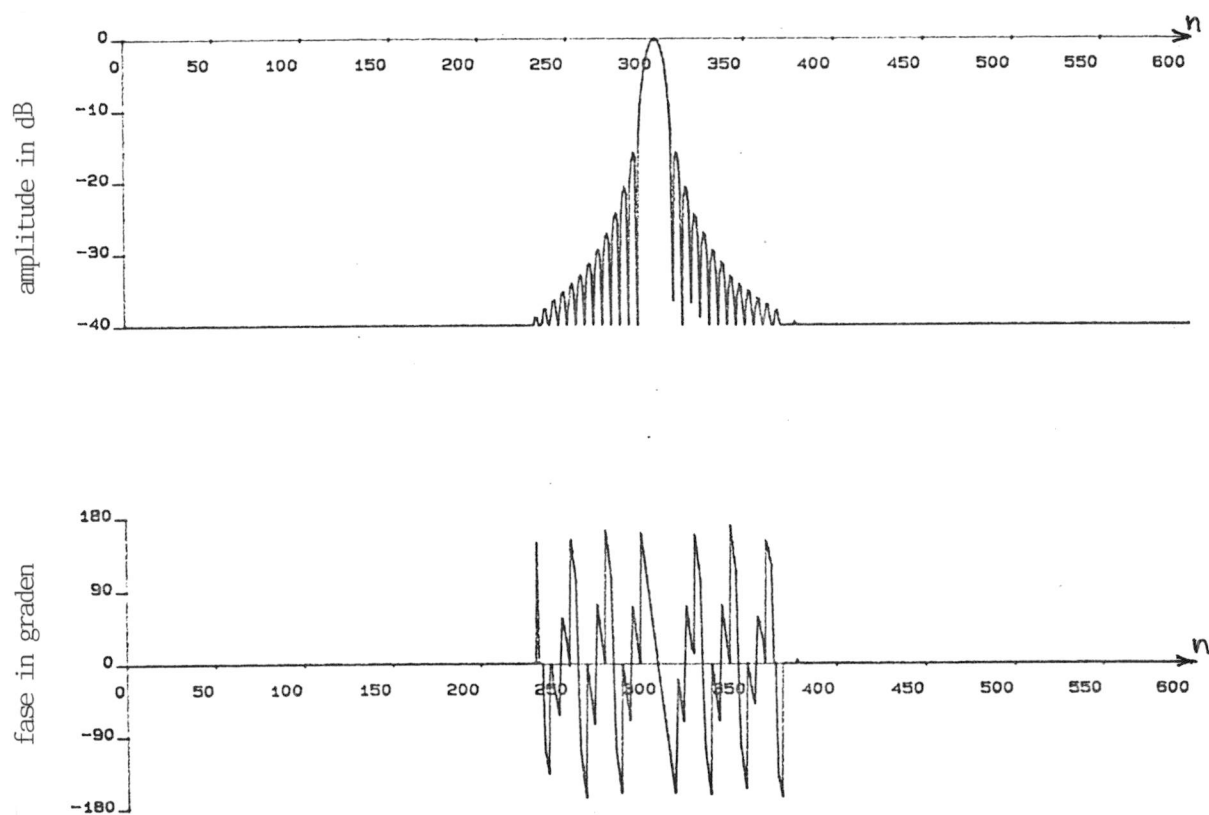
Figuur 5.38 Cosinus-kwadratvenster $V(k) = \cos^2(k)$.



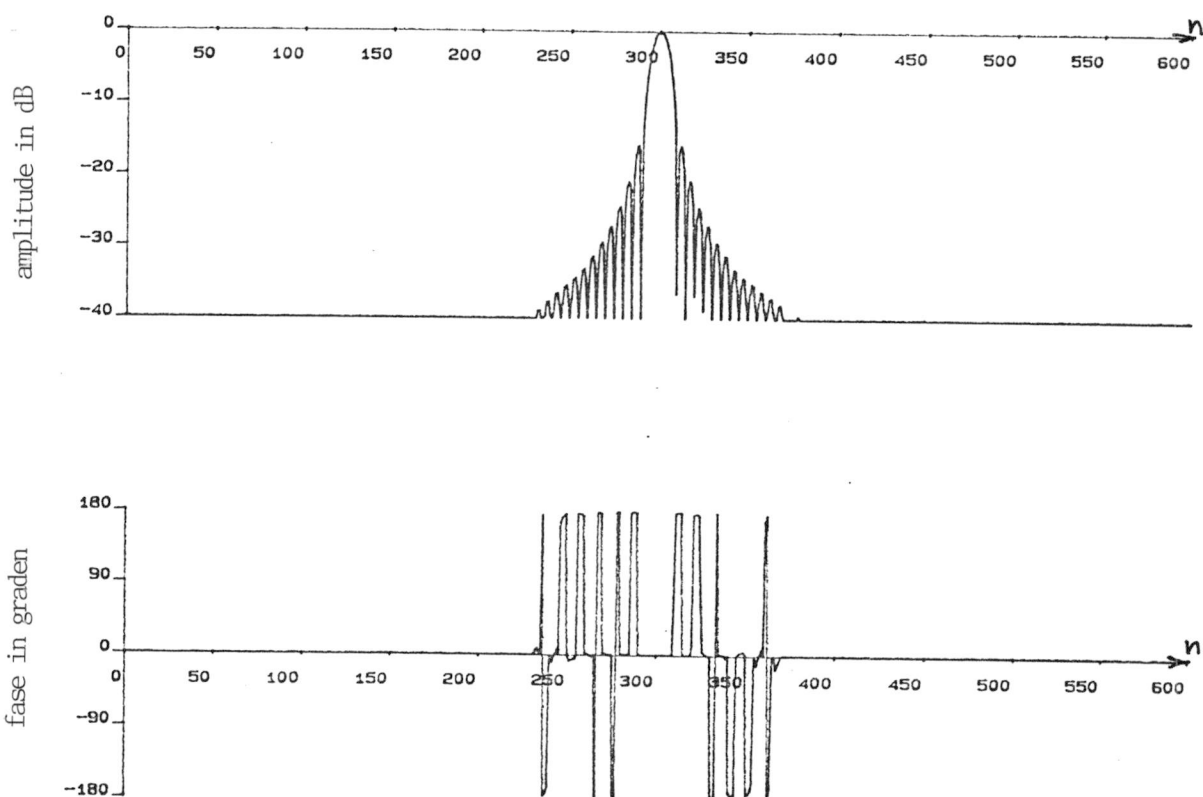
Figuur 5.39 Filtercoëfficiënten $F(k) = \cos^2(k) \cdot H^{-1}(k)$.



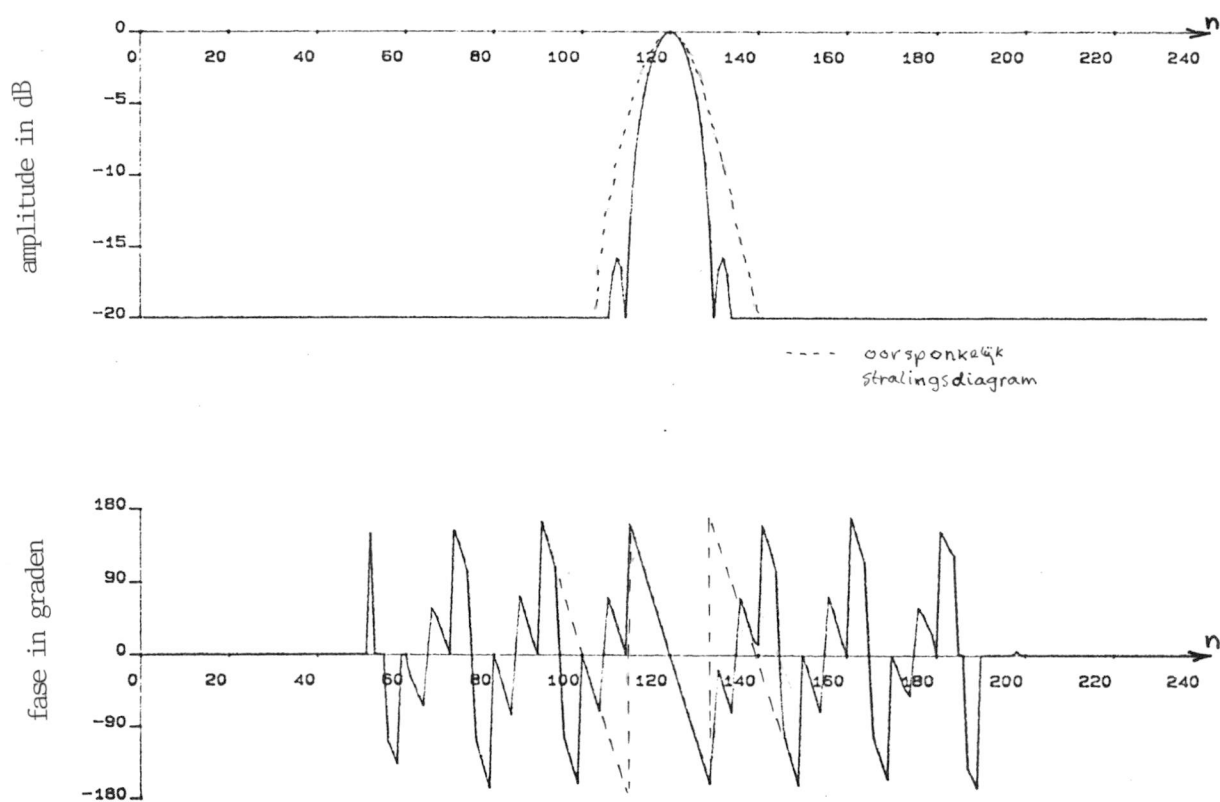
Figuur 5.40 Filtercoëfficiënten $f(n)=\text{IDFT}(F(k))$.



Figuur 5.41a Eén puntobject gefilterd met $F(K)=\cos^2(k) \cdot H^{-1}(k)$: $r(n)$.



Figuur 5.41b Idem 5.41a, maar nu de lineaire fasecomponent verwijderd.

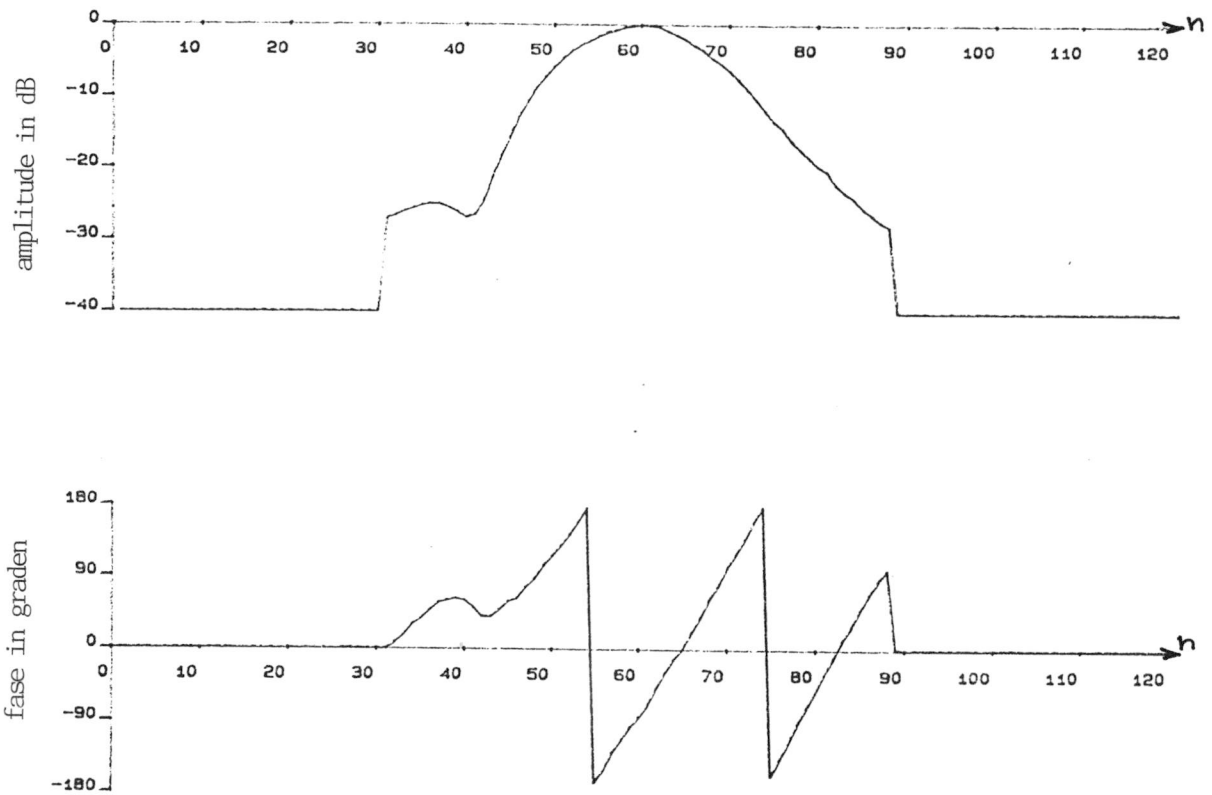


Figuur 5.41c Uitvergroting 5.41a.

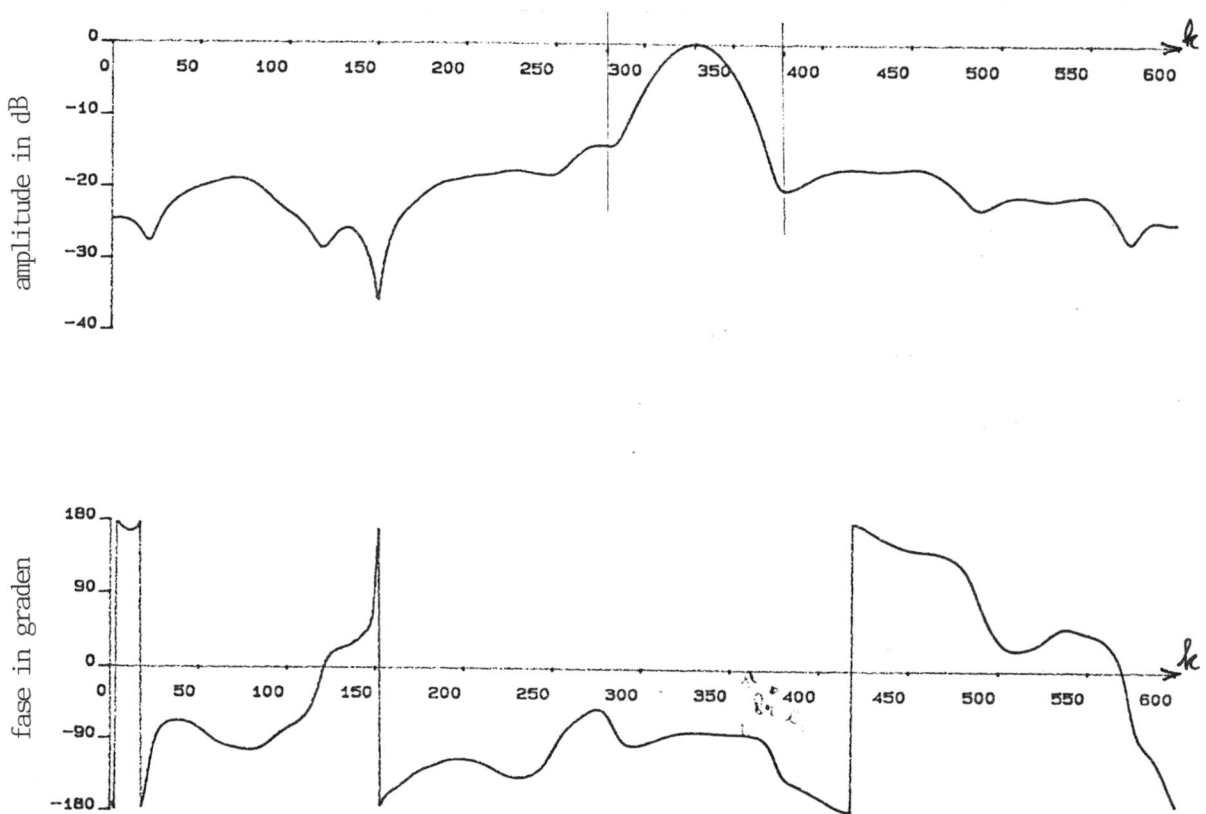
de belichtingsfunctie het stralingsdiagram van een antenne aan te passen. De aanpassing van de belichtingsfunctie is een hardwaredatige aangelegenheid, die praktisch gezien niet alle theoretisch mogelijke belichtingsfuncties toelaat, terwijl dat bij de vensterfunctie wel mogelijk is en tevens eenvoudig gewijzigd kan worden en achteraf kan plaatsvinden.

De schoorsteenmeting kan nu m.b.v. de filterreeks $f(n)$ bewerkt worden. De vensterfunctie is weer cosinus-kwadraatvormig gekozen. Figuur 5.42 geeft het resultaat van de schoorsteenmeting in bemonsterde vorm weer: $b(n)$, met de Fouriergetransformeerde van $b(n)$ in de volgende figuur. Het dominante gedeelte van $B(k)$ vertoont grote overeenkomst met $H(k)$ (figuur 5.30), zoals kon worden verwacht. Ook de fasekarakteristieken stemmen goed met elkaar overeen.

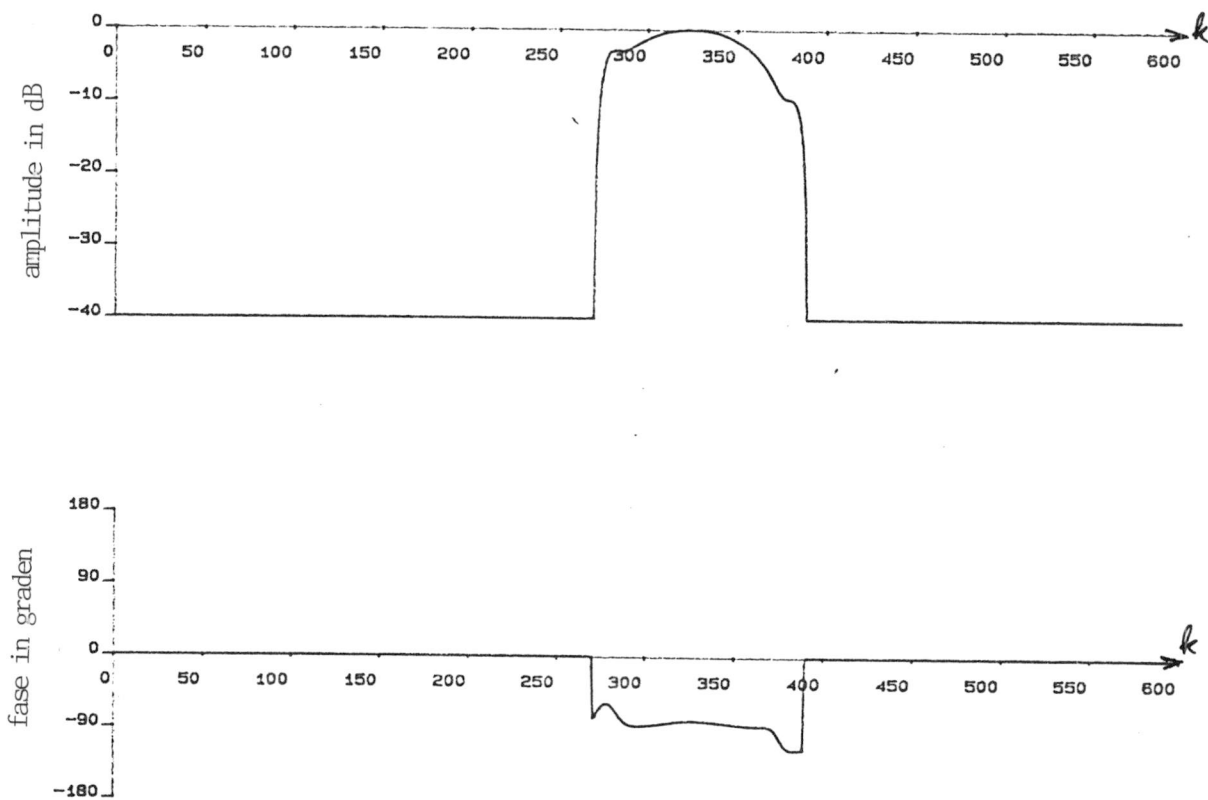
Na filtering van $B(k)$ met $F(k)$ wordt $R(k)$ verkregen (figuur 5.44), hetgeen in het hoekdomein het gefilterde ontvangen signaal $r(n)$ oplevert (5.45). Ter vergelijking is het originele schoorsteen signaal met een gestippelde lijn in de figuur aangebracht. Er treedt door het resolutieverbeteringsproces een aanmerkelijke versmalling van de hoofdlob op, maar de prijs die men hiervoor moet betalen is een hoger zijlobniveau van ongeveer -14 dB. De 3dB-bundelbreedte is nu ongeveer de helft van de originele bundelbreedte. D.w.z. van ongeveer $1,4^\circ$ naar $0,85^\circ$, zoals uit figuur 5.46 is af te lezen.



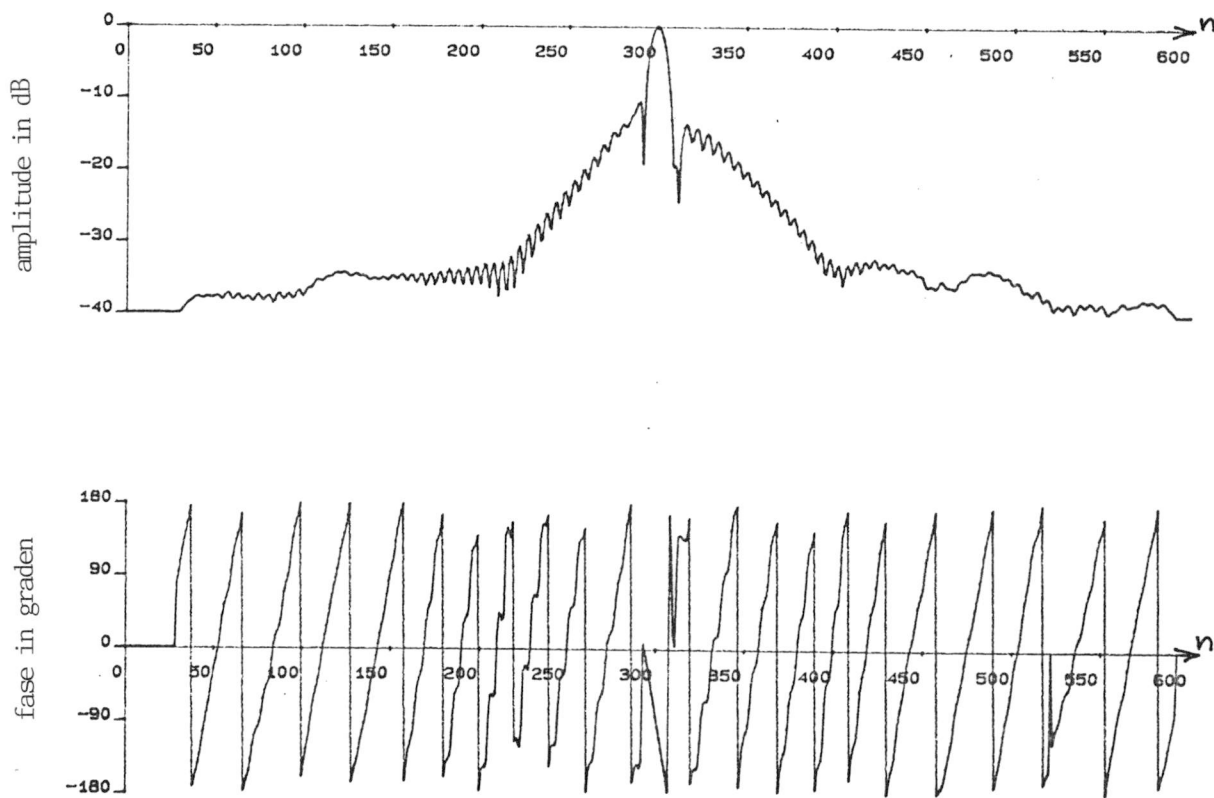
Figuur 5.42 Bemonsterd schoorsteensignaal: $b(n)$.



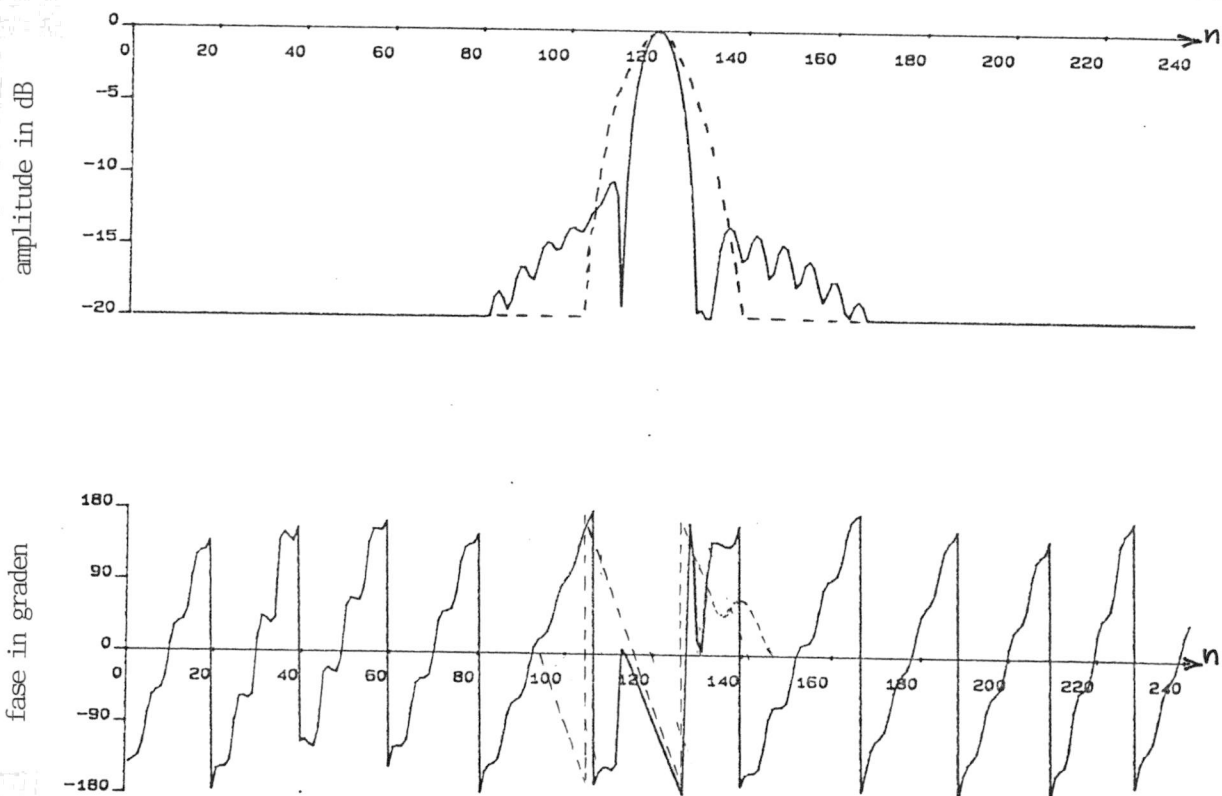
Figuur 5.43 Schoorsteenspectrum: $B(k)$.



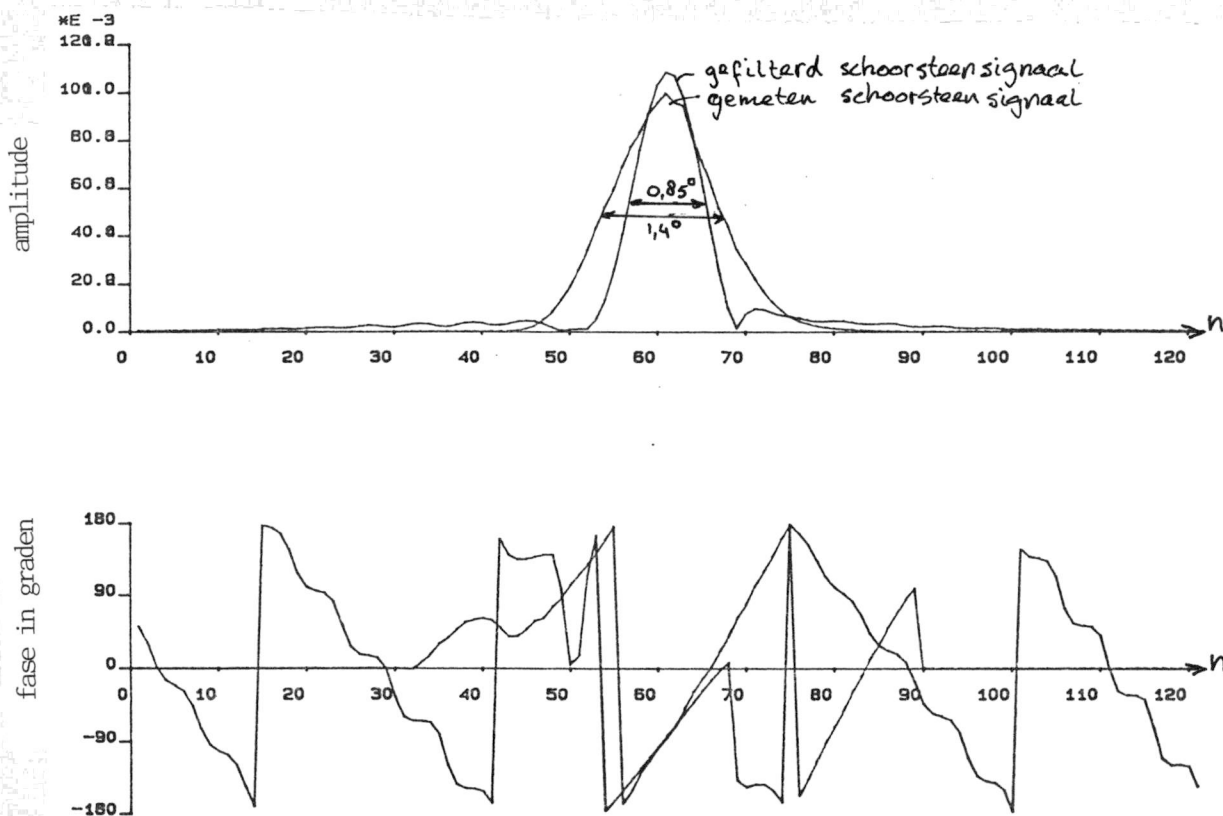
Figuur 5.44 Schoorsteensignaal gefilterd met $F(k) = \cos^2(k) \cdot H^{-1}(k)$; $R(k)$.



Figuur 5.45a Idem 5.44, maar nu in het hoek-domein: $r(n) = \text{IDFT}(R(k))$.



Figuur 5.45b Uitvergroting 5.45a (gestippeld: gemeten schoorsteen signaal).



Figuur 5.46 Uitvergroting 5.45a, maar met een lineaire schaal.

5.9.2 Deconvolutie m.b.v. het Gaussisch benaderde stralingsdiagram

In de vorige subparagraaf werd er van het gemeten amplitude- en het berekende fasestralingsdiagram uitgegaan. De vraag is nu in hoeverre het resolutieverbeteringsproces gevoelig is voor kleine veranderingen in de vorm van het stralingsdiagram. Een goede manier om dit te testen, is door van het benaderde Gaussischvormige stralingsdiagram uit te gaan i.p.v. het gemeten diagram. In de figuren 5.47, 5.48, 5.49 en 5.50 zijn resp. het Gaussischvormige stralingsdiagram $h_b(n)$, de Fouriergetransformeerde daarvan $H_b(k)$, de filtercoëfficiënten $F_b(k) = \cos^2(k)/H_b(k)$ en de Fouriergetransformeerde van $F_b(k)$: $f_b(n)$.

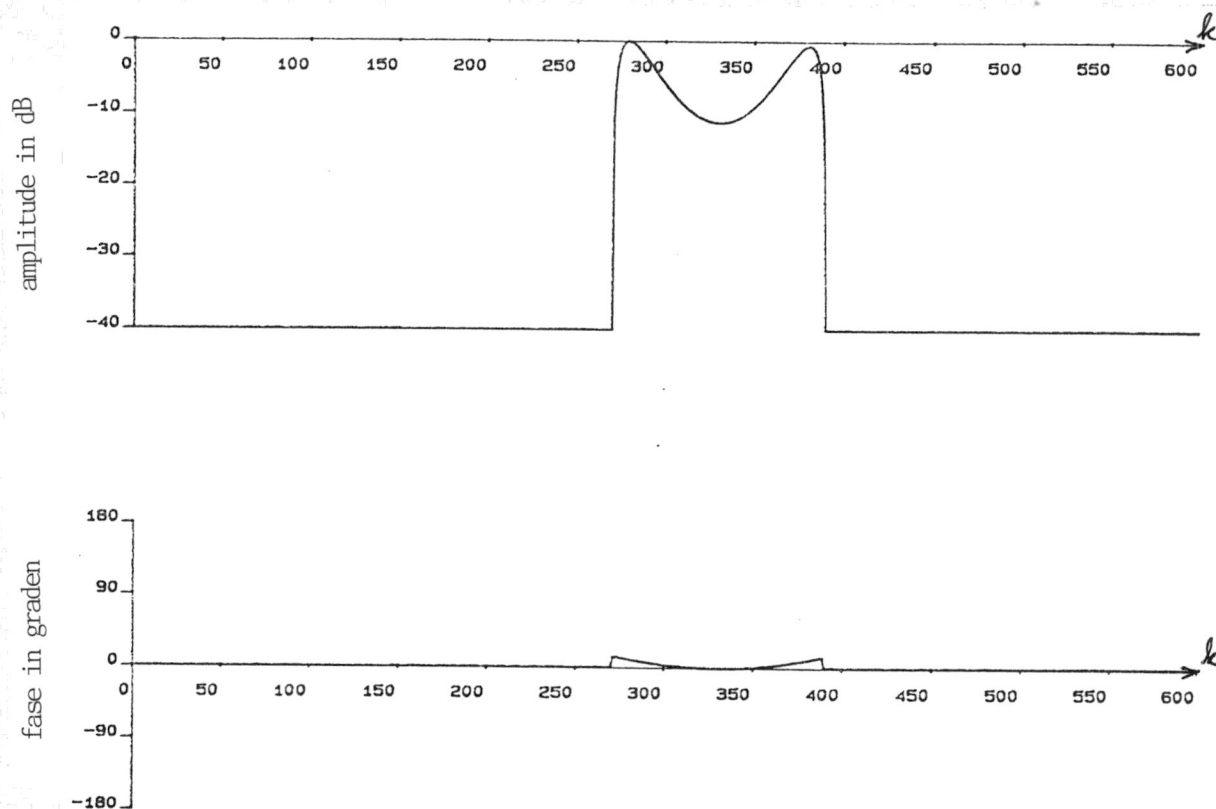
Er zijn slechts detailverschillen te bespeuren tussen de filtercoëfficiënten $f(n)$ gebaseerd op het gemeten en benaderde diagram (vergelijk figuur 5.50 met 5.40).

Neemt men weer één object aan op de objectenring, dan geldt voor het ontvangen en gefilterde signaal:

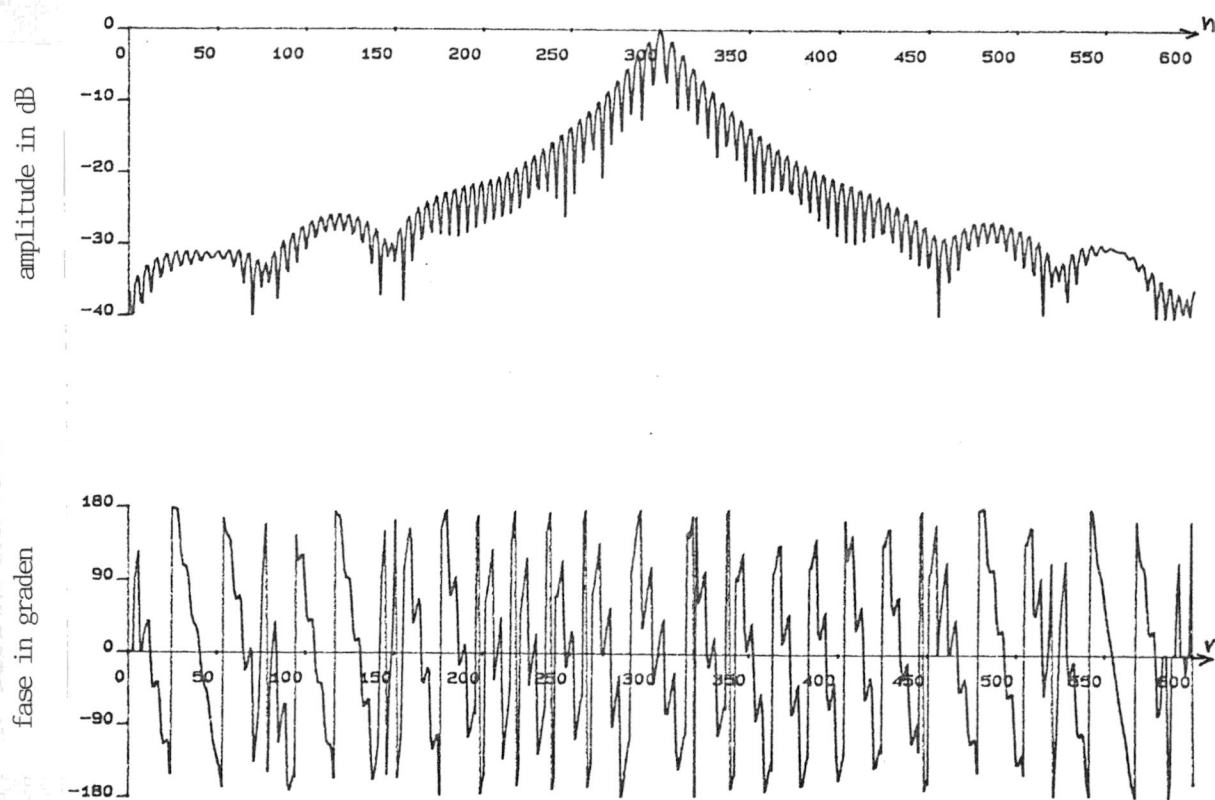
$$\begin{aligned}
 R_b(k) &= B(k) \cdot F(k) \\
 &= H(k) \cdot \frac{\cos^2(k)}{H_b(k)} \\
 &= \cos^2(k) \cdot \frac{H(k)}{H_b(k)} \\
 &= R(k) \cdot \frac{H(k)}{H_b(k)} \tag{5.95}
 \end{aligned}$$

Verschillen tussen $H(k)$ en $H_b(k)$ komen tot uiting in $R_b(k)$ en dus ook in $r_b(n)$ (zie figuur 5.51). Ter vergelijking is $r(n)$, bepaald m.b.v. het gemeten stralingsdiagram, in gestippelde vorm in figuur 5.51b opgenomen. De verschillen zijn minimaal.

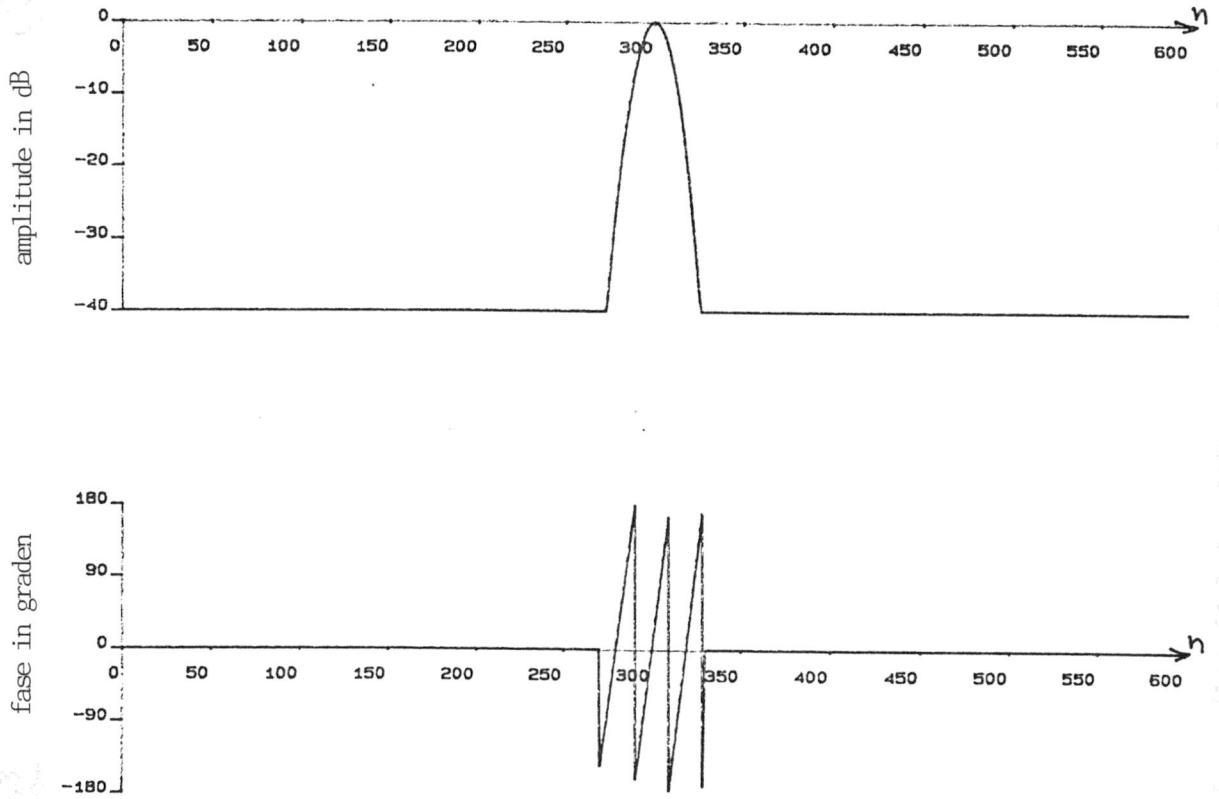
Dit zelfde resolutieverbeteringsproces wordt ook m.b.v. de schoorsteenmetingdata uitgevoerd. Het resultaat is in figuur 5.52 weergegeven.



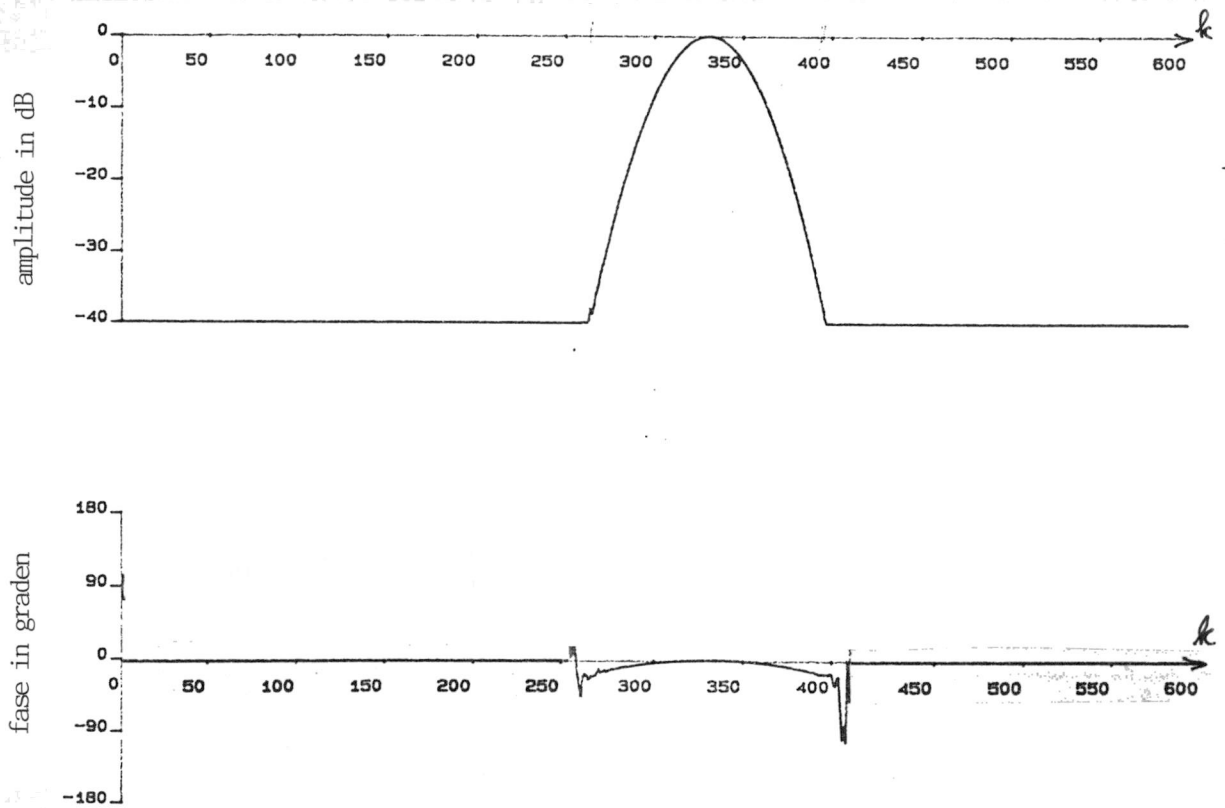
Figur 5.49 Filtercoefficienten $F(k) = \cos^2(k) \cdot H_b^{-1}(k)$.



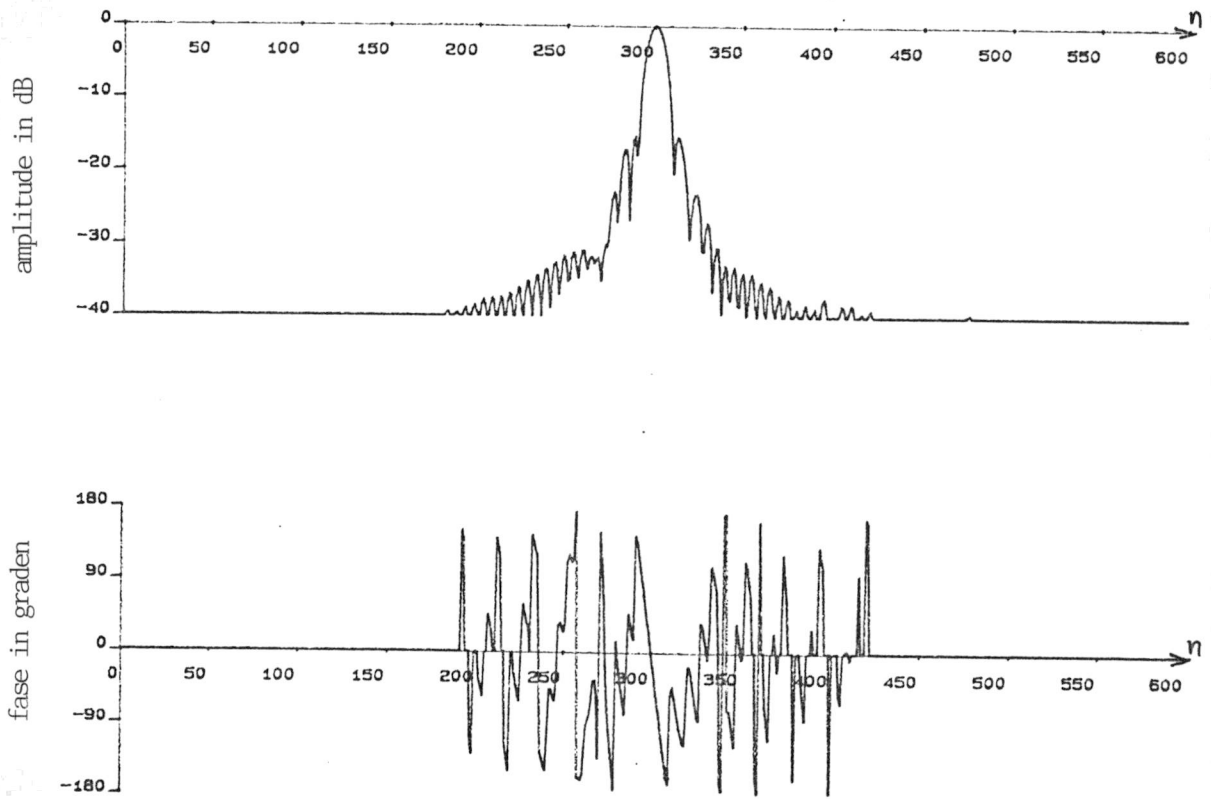
Figur 5.50 Filtercoefficienten $f(n) = \text{IDFT}(F(k))$.



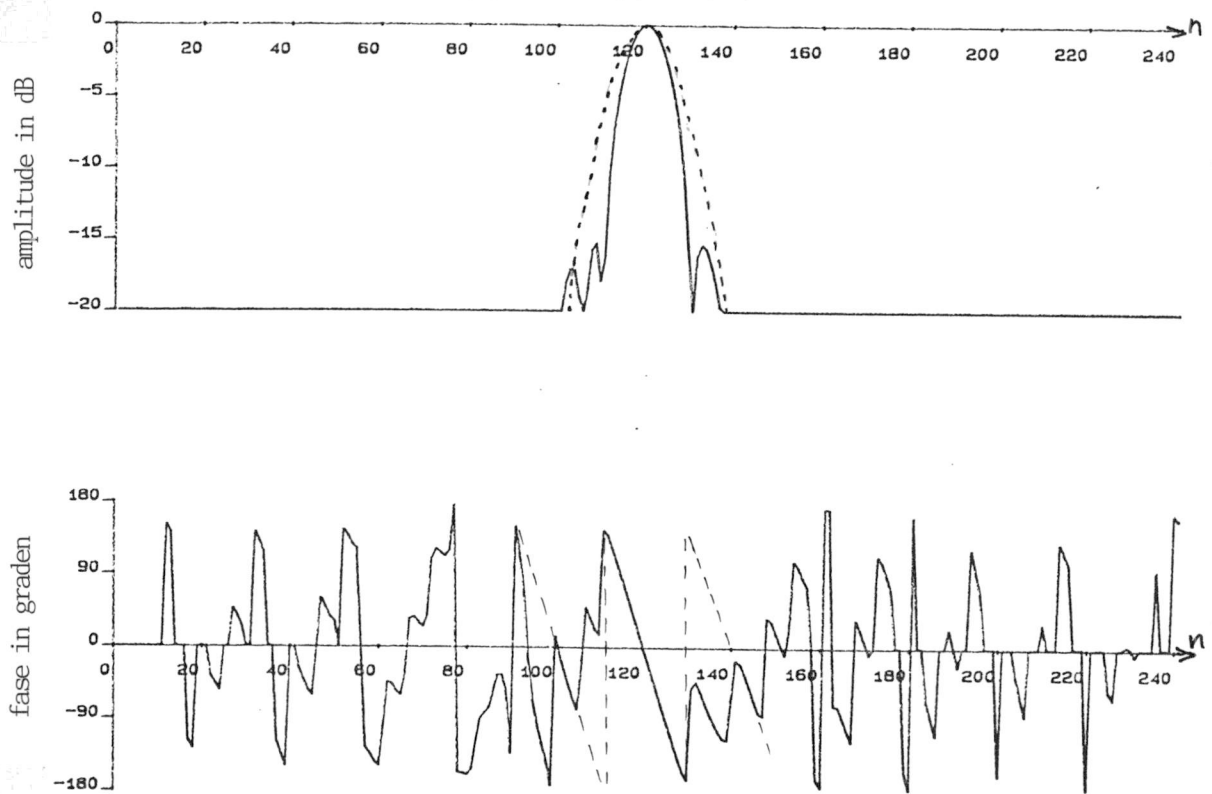
Figuur 5.47 Gaussisch benaderd stralingsdiagram: $g_b(n)$.



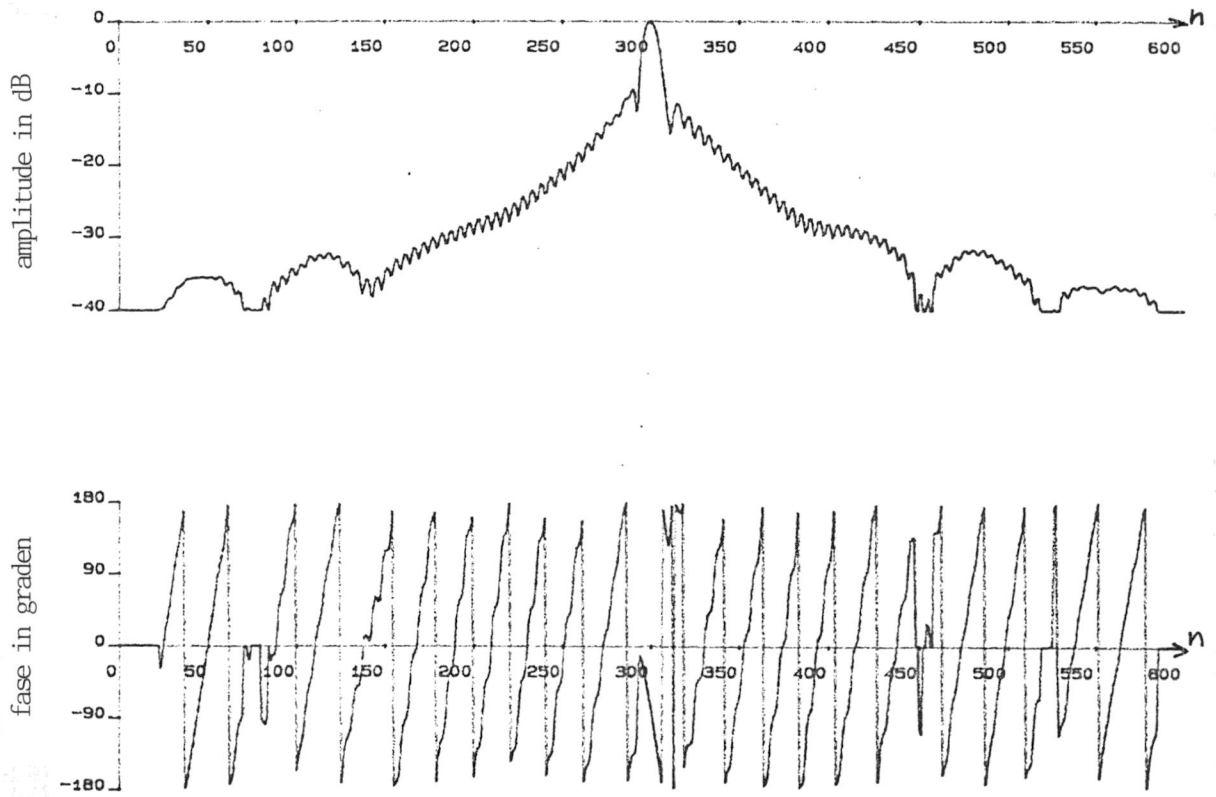
Figuur 5.48 Gaussisch benaderd stralingsdiagrammspectrum: $G_b(k)$.



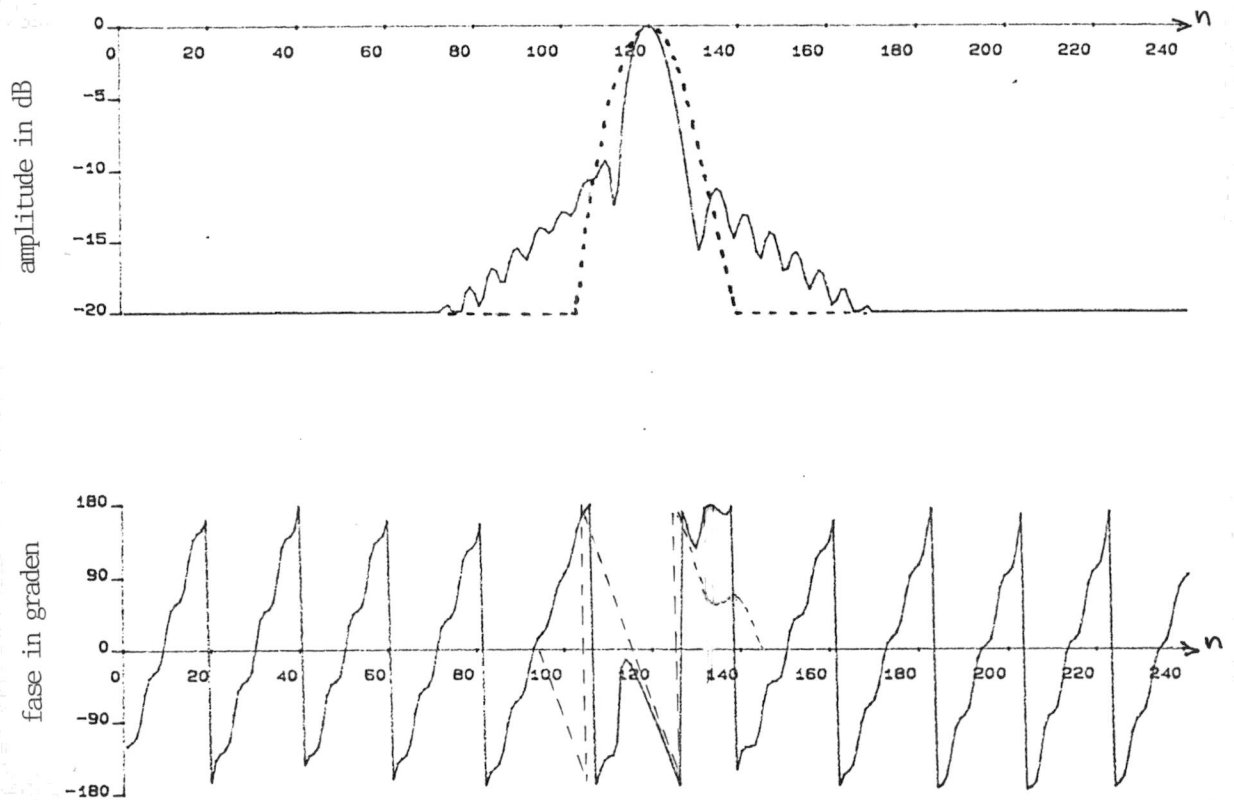
Figuur 5.51a Eén puntobject gefilterd met $f(n): r_b(n)$.



Figuur 5.51b Uitvergroting van figuur 5.51a (gestippeld: gemeten stralingsdiagram).



Figuur 5.52a Schoorsteensignaal gefilterd met $f(n): r_b(n)$.



Figuur 5.52b Uitvergroting van figuur 5.52a (gestippeld: gemeten schoorsteensignaal).

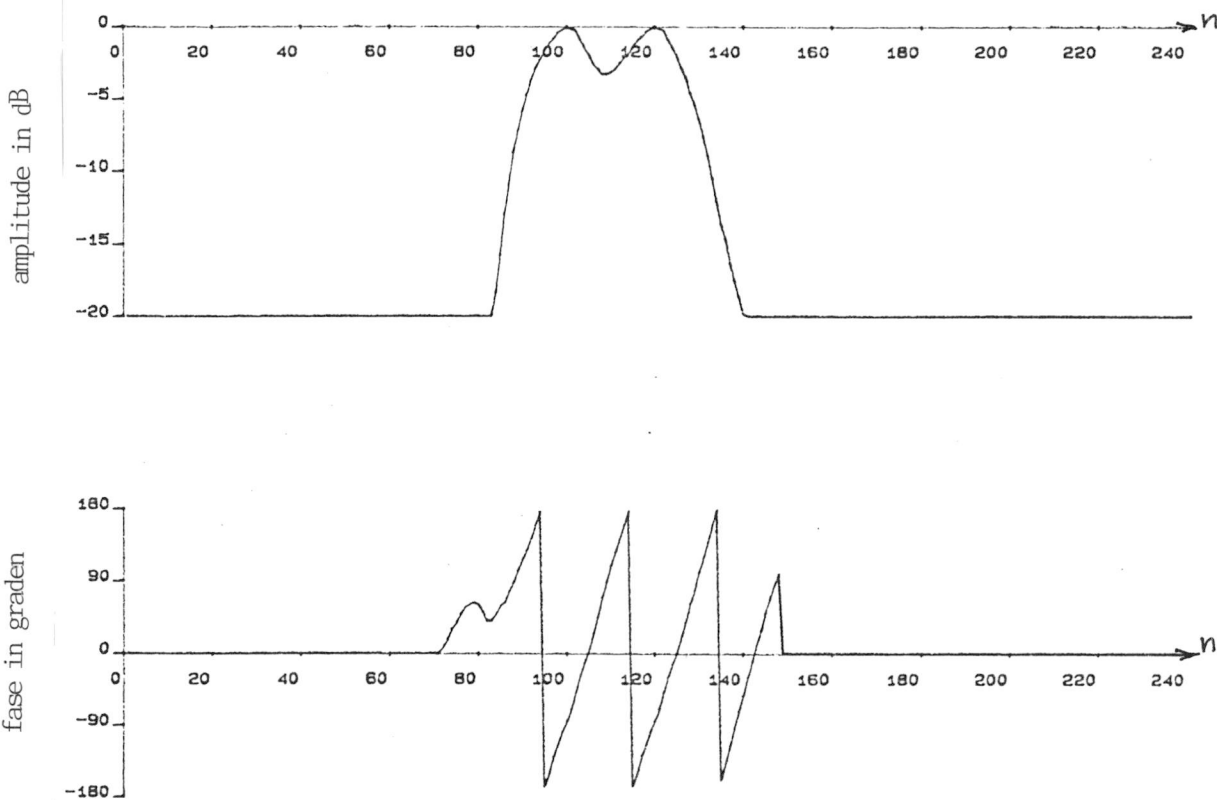
Ook hier is slechts een kleine verslechtering te constateren. De zijlobben liggen t.o.v. de oude situatie 1 dB hoger, terwijl de resolutie ongeveer gelijk is gebleven. Men kan hieruit concluderen dat ondanks de gebruikmaking van een benaderd stralingsdiagram ter bepaling van de filtercoëfficiënten, er toch een resolutieverbetering met ongeveer een faktor 2 mogelijk blijft.

5.9.3 Meerdere schoorstenen

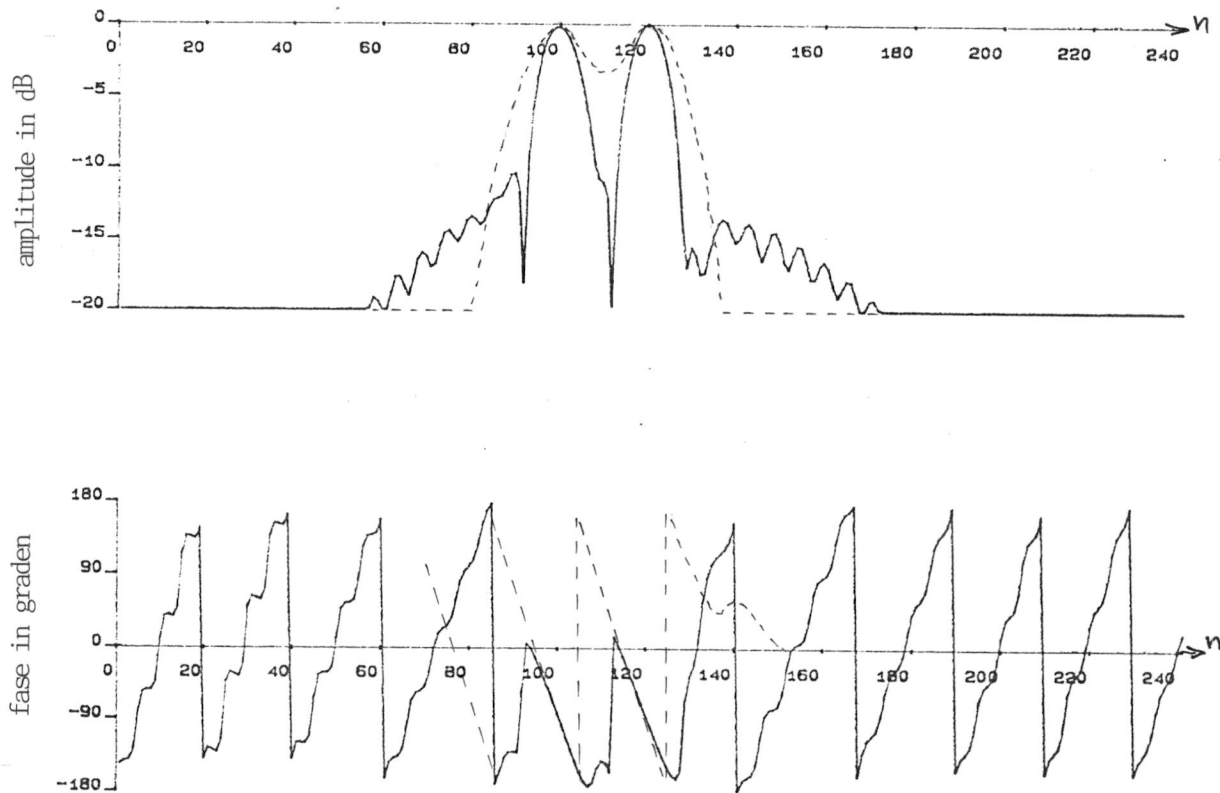
In deze laatste subparagraaf wordt de situatie bestudeerd in het geval dat er twee schoorstenen op 2 resp. 1 graad azimuth van elkaar afliggen, terwijl de afstand tot het radarsysteem gelijk blijft. Dit is een kunstmatig gecreëerde situatie, waarbij het gemeten schoorsteendiagram opgeteld wordt bij eenzelfde diagram, maar verschoven over 2 resp. 1 graad.

Bij een werkelijke meting, indien dat mogelijk zou zijn, kan het voorkomen dat de beide schoorstenen elkaar onderling beïnvloeden en zodoende tot een ander meetresultaat leiden. Dit is bij de kunstmatig gecreëerde situatie buiten beschouwing gelaten. Het ontvangen signaal afkomstig van de beide schoorstenen, die onderling 2° azimuth uit elkaar liggen, is in figuur 5.53 gegeven. De gefilterde versie, verkregen d.m.v. de filtercoëfficiënten $F(k) = \cos^2(k)/H(k)$, is in figuur 5.54 in beeld gebracht. Duidelijk is te zien dat er een beter onderscheid is te maken tussen de beide schoorstenen na filtering. Een nadeel blijft het hogere zijlobniveau.

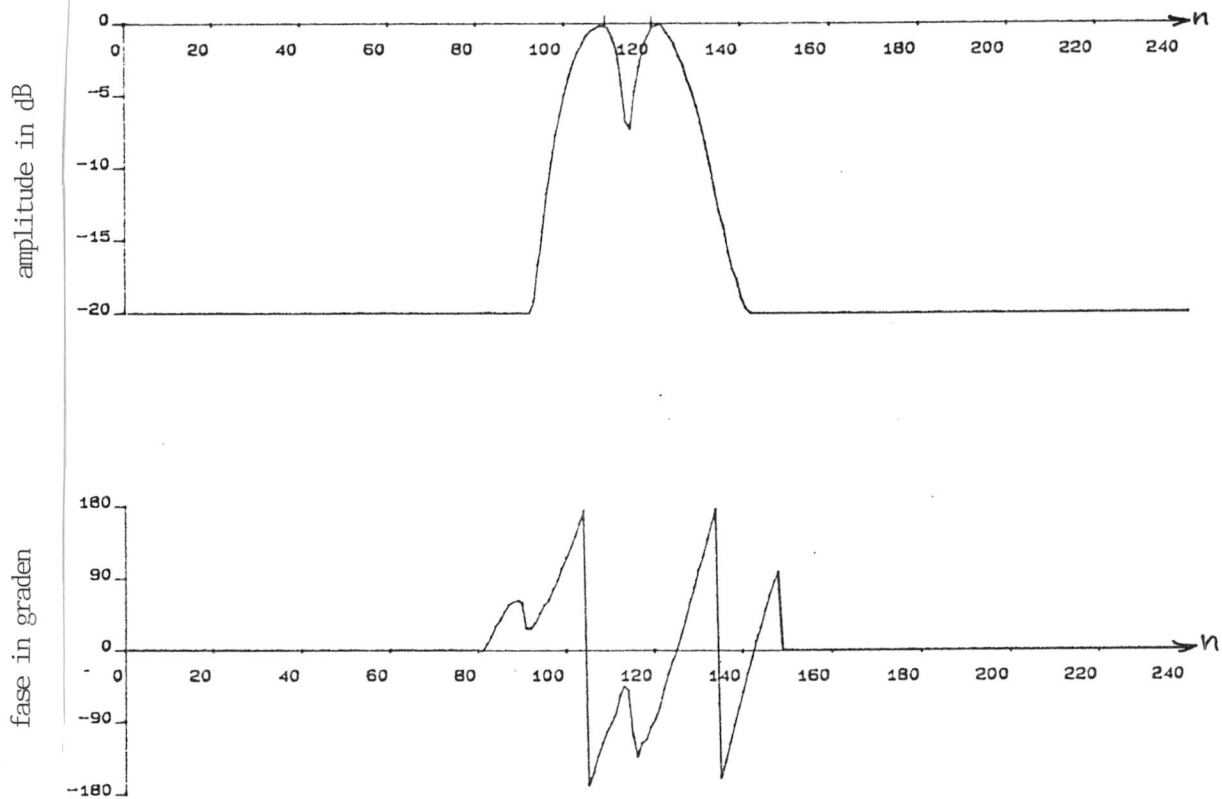
In het tweede geval liggen de schoorstenen 1 graad azimuth uit elkaar. Dit is voor het antennesysteem de meest gunstige hoekafstand tussen twee gelijke objecten om deze van elkaar te onderscheiden. De fasekarakteristiek van de antennecombinatie ver-



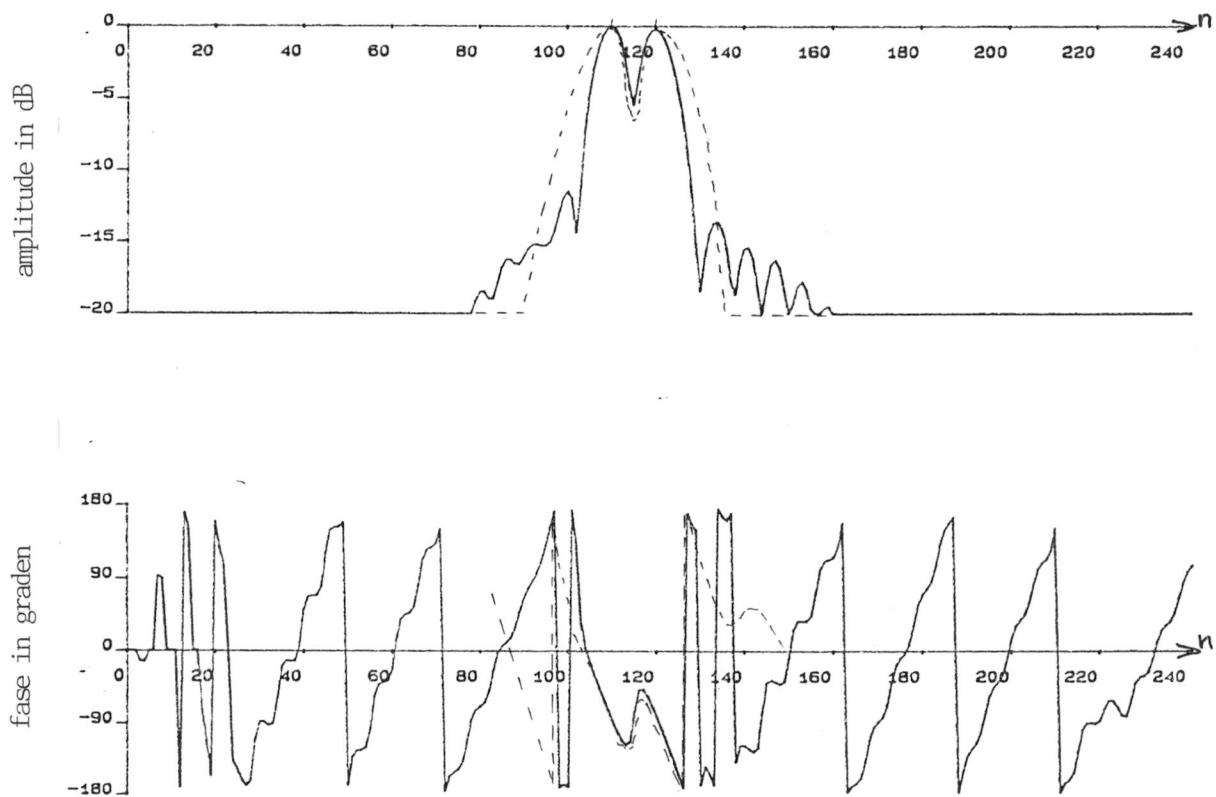
Figuur 5.53 Ontvangen signaal van twee schoorstenen op 2° azimuth van elkaar.



Figuur 5.54 Het "2° schoorsteensignaal" gefilterde met $F(k)=\cos^2(k) \cdot H^{-1}(k)$.



Figuur 5.55 Ontvangen signaal van twee schoorstenen op 1° azimuth van elkaar.



Figuur 5.56 Het " 1° schoorsteensignaal" gefilterd met $F(k) = \cos^2(k) \cdot H^{-1}(k)$.

loopt nl. ongeveer 180° per graad azimuth hoekverdraaiing, zodat er een maximale dip te verwachten is midden tussen de maxima van het ontvangen signaal (zie figuur 5.55).

Na het filteren is deze dip ongeveer gelijk gebleven, maar er is wel een versmalling van de ontvangen schoorsteenbundels te constateren. De resolutie is ook hier met ongeveer een faktor 2 verbeterd (zie figuur 5.56).

6 Conclusies en aanbevelingen

Het azimuthale resolutieverbeteringsproces (deconvolutie proces) gebruikt het stralingsdiagram van de antenne, bestaande uit het amplitude- en fasediagram, als uitgangsgegeven. De nauwkeurigheid waarmee deze diagrammen bekend zijn, bepaald of de fysische bovengrens, die de resolutieverbetering opgelegd krijgt, bereikt wordt.

De amplitudestralingsdiagrammen van de grote en kleine parabool-antenne van DARR, zijn met een nauwkeurigheid van 0,1 dB bepaald, daarbij bedraagt de hoeknauwkeurigheid $0,1^\circ$. Het amplitude-stralingsdiagram bezit een zodanige vorm dat de hoofdlob goed door een Gaussischvormige kromme benaderd kan worden.

Het fasediagram is op basis van de antenneconstructie berekend. Het faseverloop kan door een lineaire component ($\varphi_{bl}(\theta)=180 \cdot \theta$) benaderd worden met daarbij een kleine kwadratische component ($\varphi_{bk}(\theta)=2,64 \cdot \theta^2$). De beide componenten zijn direct aan de antenneconstructieafmetingen A,B,C en D gerelateerd. Het faseverloop is vrijwel onafhankelijk van de objectafstand R, indien R groter is dan 1000 m. Doordat de frequentiezwaai van het FM-CW signaal klein is (50 MHz) t.o.v. de centrale frequentie ($f_c=3,315$ GHz), heeft de golflengte $\lambda=c/f$ slechts een kleine invloed op het faseverloop. De invloed van de variërende constructieafmetingen A,B,C en D op het fasediagram is klein.

Concluderend kan gesteld worden dat het fasediagram goed voor berekening vatbaar is en, zoals uit de schoorsteenmeting (lijnstraler) is gebleken, goed met het werkelijke fasediagram overeenkomt.

Daar een variatie in het fasediagram een grotere invloed heeft op het resolutie-verbeteringsproces dan een relatief even zo grote variatie in het amplitudediagram, en omdat het fasediagram nog niet zo nauwkeurig bekend is als het amplitudediagram, is het aanbevelenswaardig als nog een nauwkeurige fasemeting uit te voeren.

Het onderzoekproces kan in een matrixvorm beschreven worden (circulante Toeplitz matrix), echter ter verkrijging van de filtercoëfficiënten is een matrixinversie vereist, die een zeer grote rekencapaciteit vergt. Het onderzoekproces kan dan ook beter door de convolutie tussen het objectsignaal en het stralingsdiagram beschreven worden. De bepaling van de filtercoëfficiënten loopt nu via het rekentechnisch minder vergende Fourierdomein.

De uiteindelijke berekening van het in resolutie te verbeteren signaal, komt dus neer op de deconvolutie van het ontvangen signaal met het stralingsdiagram, ofwel de convolutie van het ontvangen signaal met de filtercoëfficiënten.

Het (de)convolutieproces kan zowel in het tijd- als in het frequentiedomein plaatsvinden. Bij de implementatie van het resolutieverbeteringsproces is dit een belangrijke keuze die gemaakt moet worden i.v.m. de rekestijd.

Bij een antenne met een rechthoekige apertuur of een ronde apertuur en een rotatiesymmetrische belichtingsfunctie, is de belichtingsfunctie één-éénduidig met het stralingsdiagram verbonden. Een apertuur van beperkte afmeting en dus met een beperkte belichtingsfunctie, leidt tot een stralingsdiagramspektrum dat tot een interval beperkt is. De breedte van het stralingsdiagramspektrum is bepalend voor de maximaal haalbare resolutie, zodat de resolutieverbetering een bovengrens opgelegd krijgt door de beperkte apertuurafmeting.

Het blijkt dat via het digitale resolutieverbeteringsproces er een uitwisseling mogelijk is tussen de hoofdlobbreedte (resolutie) en het zijlobniveau via de keuze van de vensterfunctie.

Een rechthoekige vensterfunctie resulteert in een hoofdlob die 4 maal zo smal is als die van de oorspronkelijke antenne, echter het eerste zijlobniveau ligt op -7 dB. Een cosinus-kwadraatvenster verlaagt het eerste zijlobniveau tot -16 dB en daarbij is de hoofdlob 2 maal zo smal als die van de antenne.

Er is dus op softwarematige wijze een modificatie mogelijk van het stralingsdiagram en kan desgewenst in de tijd gezien achteraf plaatsvinden.

Deze modificatie in het stralingsdiagram is ook te verkrijgen d.m.v. een gewijzigde belichtingsfunctie, echter dit is een hardwarematige aangelegenheid en kan niet op een eenvoudige manier verkregen worden.

Een noodzakelijke vooronderstelling die t.a.v. het resolutieverbeteringsproces gemaakt moest worden is dat alle objectreflecties zich stationair dienen te gedragen indien zij zich in het werkingsgebied van de roterende hoofdlob van de antenne bevinden. Het is interessant te onderzoeken welke variaties van de objectreflecties toelaatbaar zijn.

De resultaten, verkregen uit het resolutieverbeteringsproces, gebaseerd op enerzijds het gemeten stralingsdiagram en anderzijds het benaderde Gaussischvormige stralingsdiagram, blijken weinig te verschillen. Het proces blijkt dus ongevoelig te zijn voor kleine variaties in het stralingsdiagram. Men kan dus bij het bepalen van de filtercoëfficiënten zich beperken tot de hoofdlob van het stralingsdiagram.

Referentielijst

- 1 Introduction to radar systems
M.I. Skolnik
McGraw-hill Kogakuska Ltd.
- 2 Radar handbook
M.I. Skolnik
McGraw-hill book company.
- 3 Electronische naviagatie deel II
Prof. Ir. E. Goldbohm
collegedictaat TH-Delft
- 4 FM-CW Delft Atmospheric Research Radar
L.P. Ligthart, L.R. Nieuwkerk
IEE proc. vol. 127 Pt.F 6 dec 1980
- 5 Het verrichten van snelheidsmetingen m.b.v. een FM-CW
radar en het verbeteren van de azimuthale resolutie d.m.v.
een deconvolutieproces
F.W.P. Vreeswijk
Afstudeerverslag ITL juli 1982
- 6 On deconvolution using the discrete Fourier Transform
Harvey F Silverman
IEEE trans. audio electroacoust.
Vol au-21 pp 112-118 apr 1973
- 7 Digital signal processing
Alan V. Oppenheim
Prentice-Hall inc. New Yersey
- 8 Applications of digital signal processing
Alan V. Oppenheim
Prentice-Hall inc. New Yersey

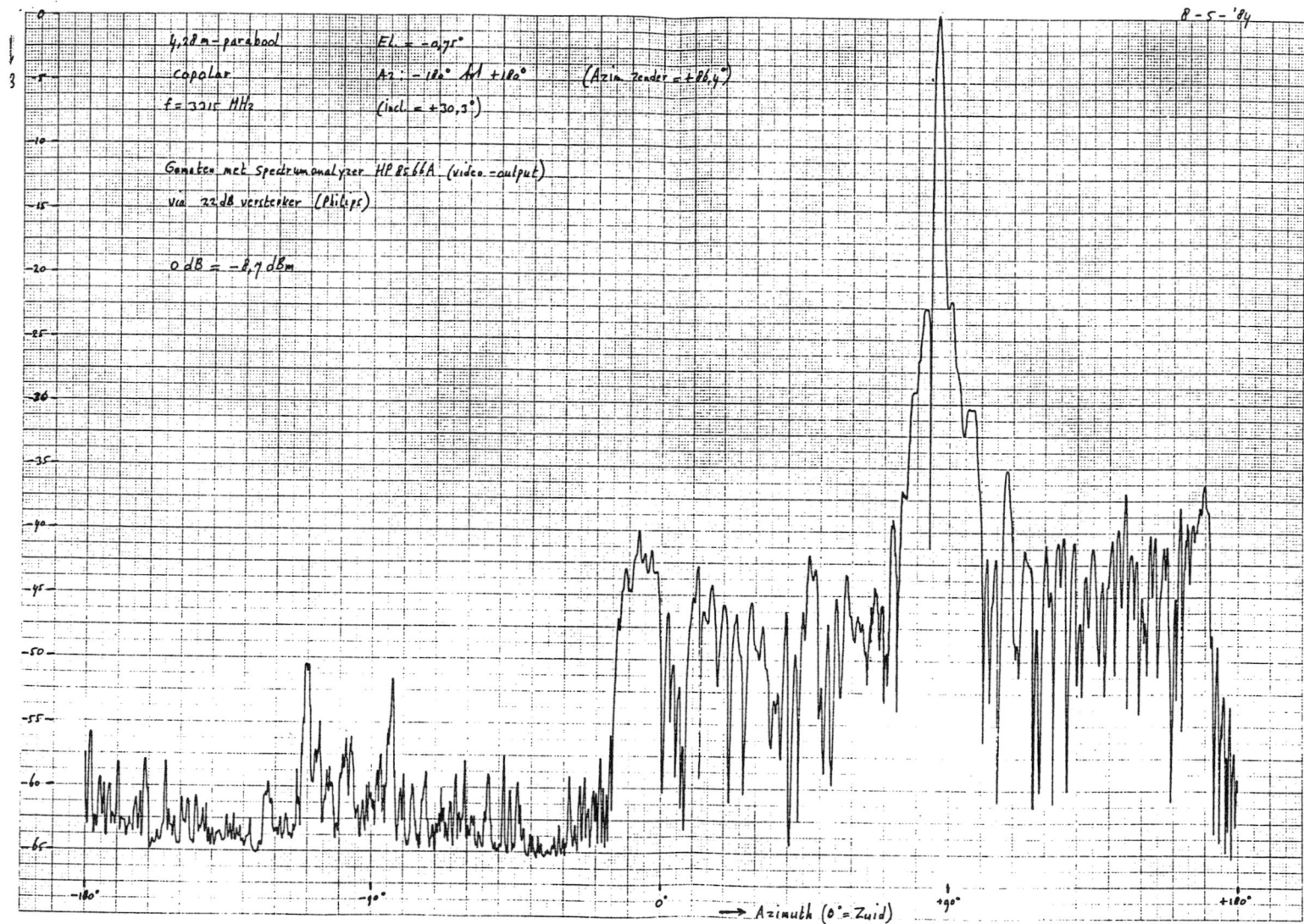
- 9 FM-CW radar signals and digital processing
D.E. Barrick
NOAA technical report erl 283 - wpl 26
 - 10 Theory and application of the FM-CW doppler radar
R.G. Strauch
University of Colorado
 - 11 De troposfeerradar van de technische hogeschool Delft
Ir. L.P. Ligthart, Ir. L.R. Nieuwkerk
Ned. electronica en radiogenootschap
 - 12 Review of capabilities of de Delft FM-CW radar
for measurements of precipitation
L.P. lighthart, L.R. Nieuwkerk
Delft University of Technology
 - 13 Measurements with the Delft FM-CW radar during rain events
Delft University of Technology ,Estec-report
 - 14 Separation of equal shape overlapping peaks
Hervé Rix
Signal processing 1983 p 97 - 103
North Holland Publishing Company
 - 15 Fast inversion of banded Toeplitz matrices by circular
decompositions
Amil K. Jain
IEEE transac. on A,S and SP vol ASSP-26 no 2 april 78 p 121-126
 - 16 On the reducibility of finite Toeplitz matrices - applications
in speech analysis and pattern recognition.
Salvatore D. Morgan
Signal processing 4 1982 p 425-443
North Holland Publishing Company
-

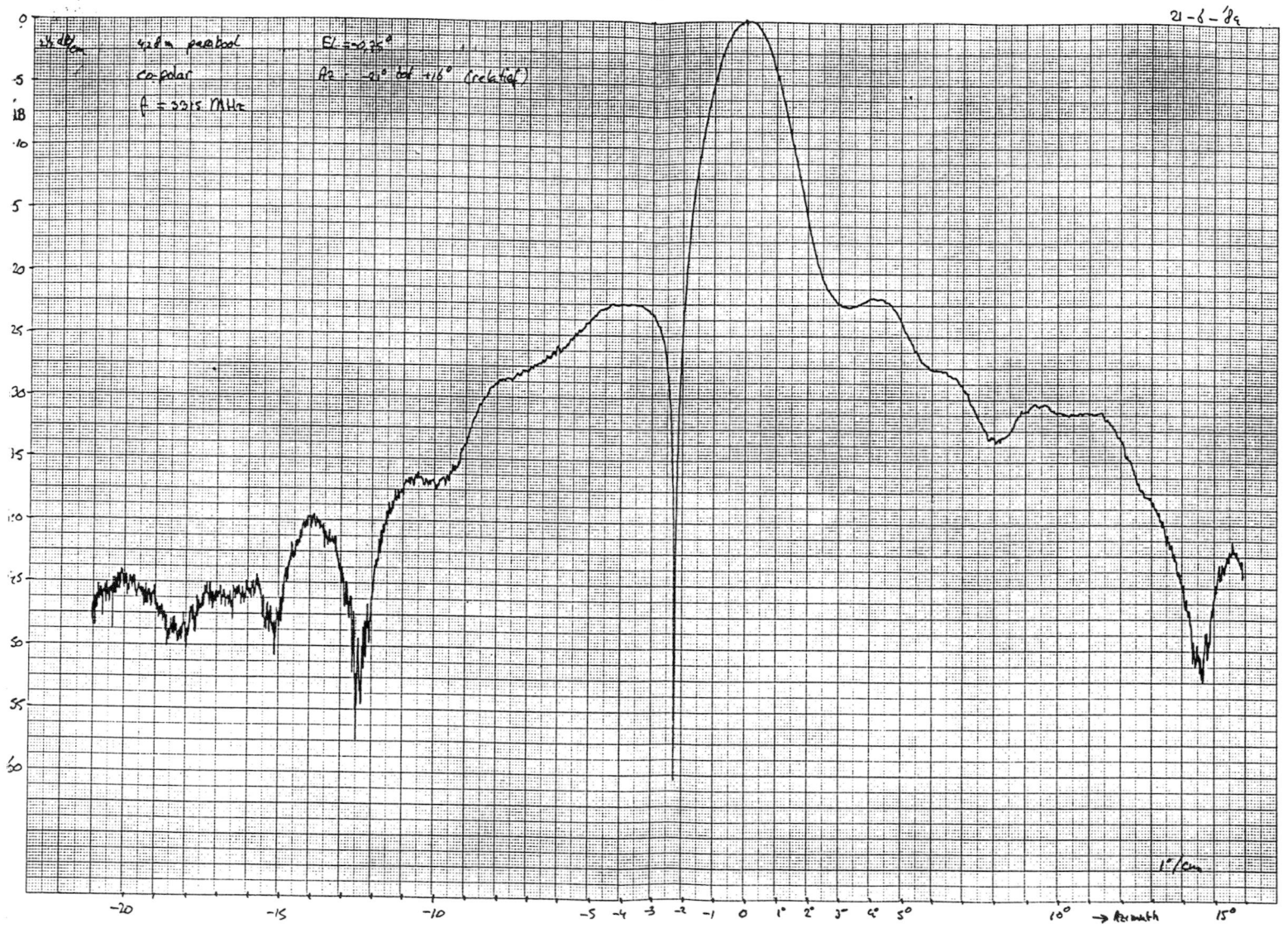
- 17 The inversion of covariance matrices by finite Fourier Transform
H.N. Sagan
IEEE transac. of information theory march 1970
- 18 System consideration of FM-CW Delft Atmospheric Research Radar
L.P. lighthart
Delft University of Technology
- 19 Handbook of mathematical functions
Milton Abramowitz
Dover publications inc. New York may 1968
- 20 Transformation de Fourier
Jean Lavoine
Centre national de la recherche scientifique Paris
- 21 De toepassing van multiplicatieve antennes bij radar
Ir. R. Blommendaal
Christiaans Huygenslab. N.V. Noordwijk
De Ingenieur jaargang 80 nr 4 26 jan 1968
- 22 Tactical uses of imaging radars
S.A. Hovanessian J.C. Navioux
Hughes Aircraft Company El Segundo Ca.
Microwave Journal febr 84
- 23 High resolution tropospheric radar sounding
J.H. Richter
Radio Sci 1969 pp 1261-1268
- 24 New performance standards in microwave spectrum analysis
S.H. Linkwitz
Hewlett Packard Journal aug 1979

Bijlage 4.I

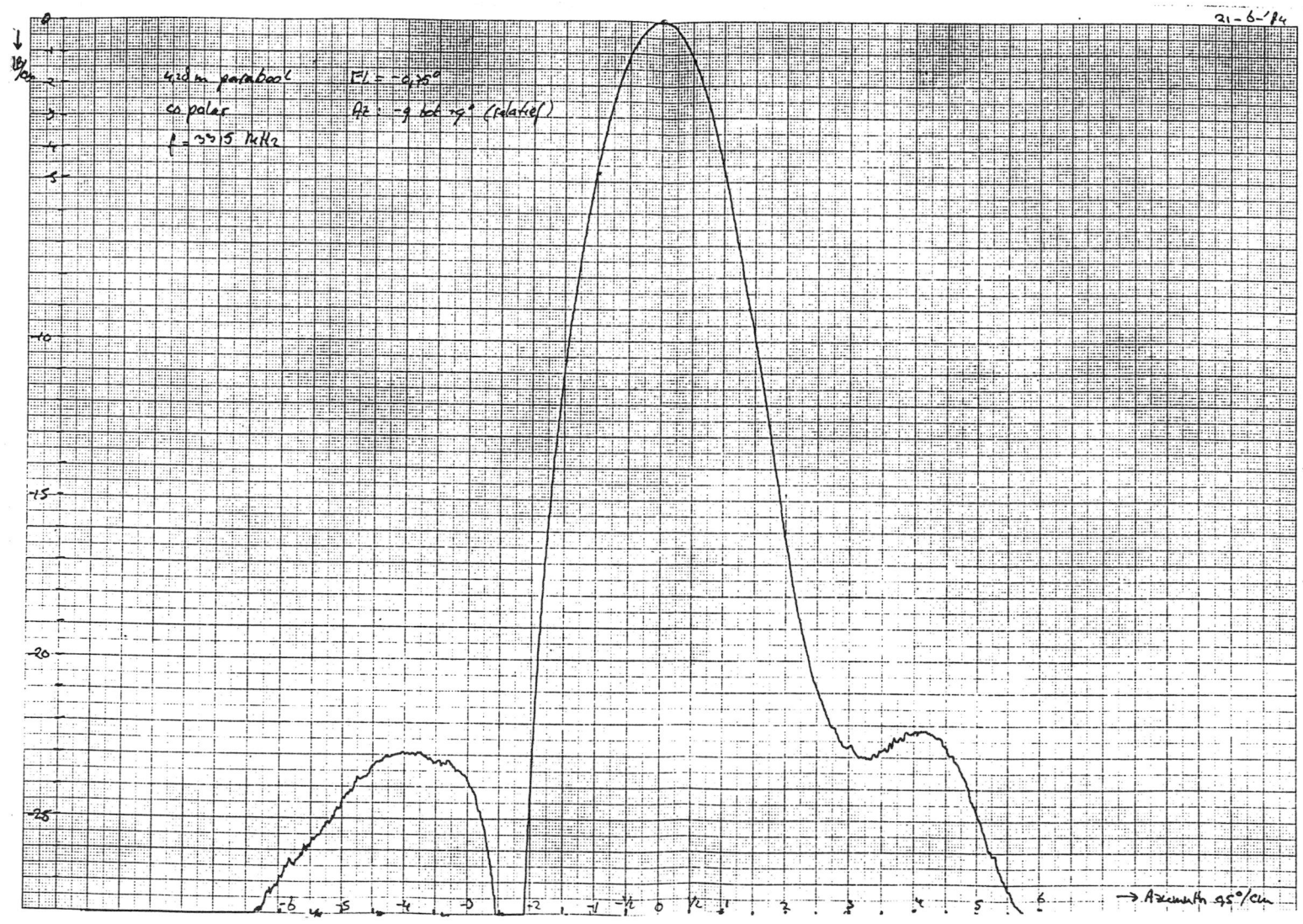
DARR specificaties

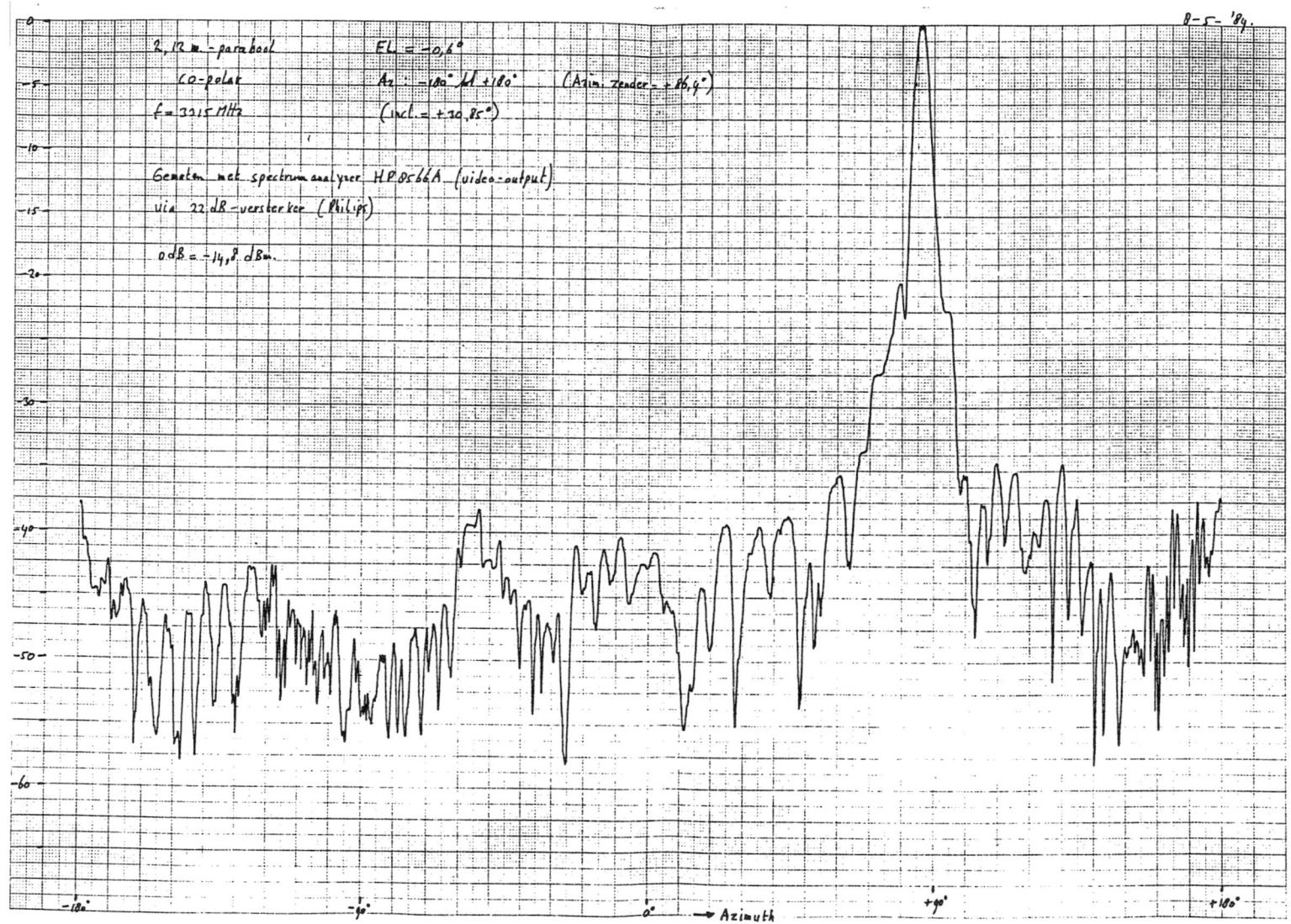
Radar type	FM-CW
Uitgezonden vermogen	<50 dBm
Centrale frequentie f_c	3,315 GHz
Frequentiezwaai F	1 -50 MHz
Zwaaiduur T_m	0.01 - 1 s
Beatfrequentie f_b	0,4 - 100 kHz
Afstandresolutie h	150/F m
Afstandbereik	0,05 -15 km
Ontvangerruis	5,5 dB
Antenneversterking	32,7 dB (ontv.) 40 dB (zender)
Bundelbreedte	4,6° (ontv.) 1,8° (zender)
Scheiding tussen antennes	>90 dB
Analysatorbandbreedte B	1/ T_m Hz
Minimaal te detecteren signaal	-160 + 10logB dBm
Minimaal te detecteren radardoorsnede	$5,5 \cdot 10^{-7} \cdot B \cdot R^4$ cm ²
Minimaal te detecteren reflectie	$6,3 \cdot 10^{-16} \cdot B \cdot R^4/h$ cm ⁻¹
Vast object onderdrukking	26 - 32 dB
Maximale Dopplersnelheid	$\pm 0,075/(f_c \cdot 2 T_m)$ m/s
Azimuth draaisnelheid	0,01° - 36° per minuut
Elevatie draaisnelheid	0,01° - 20° per minuut

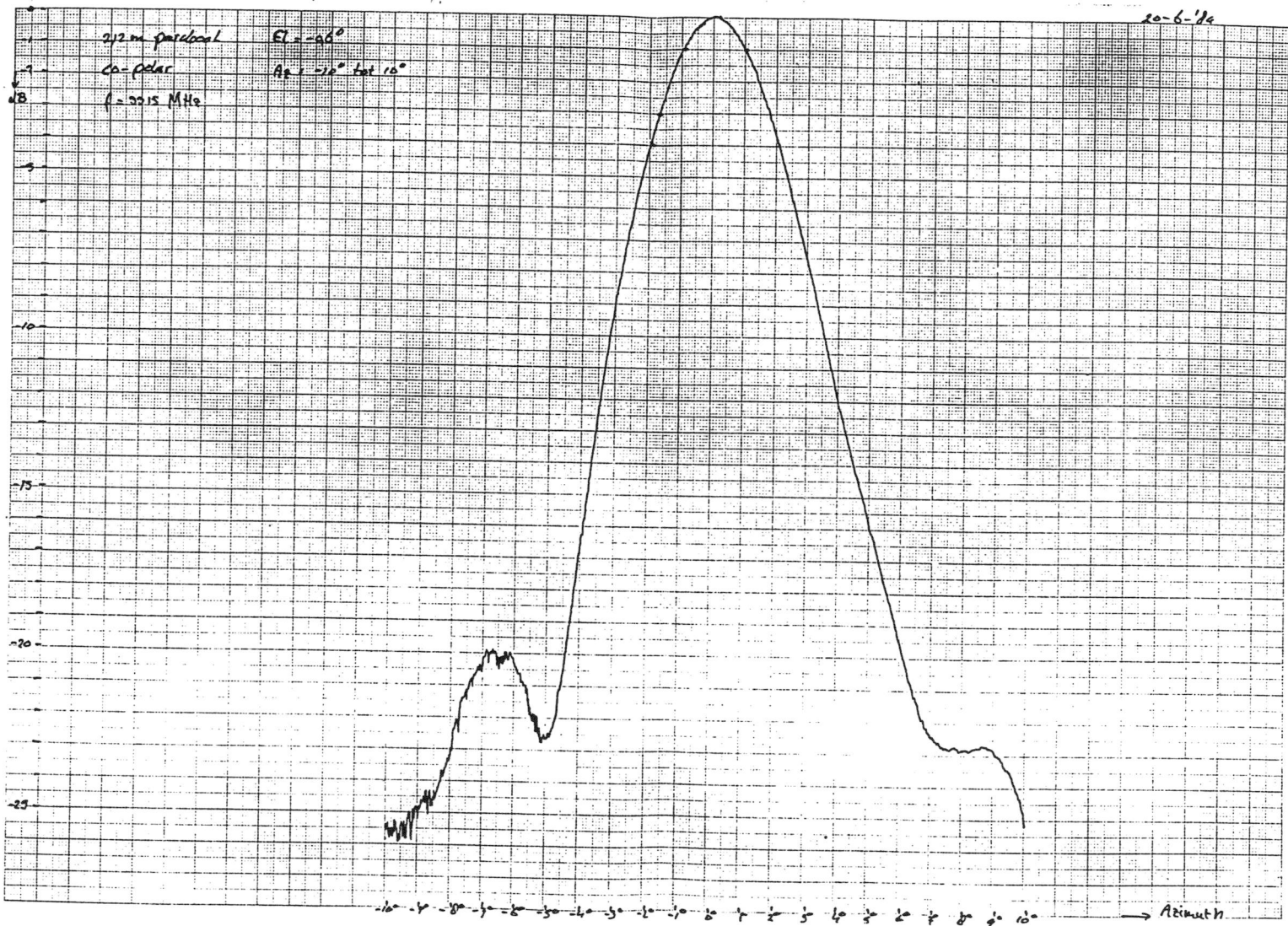




Antennediagram grote parabool.



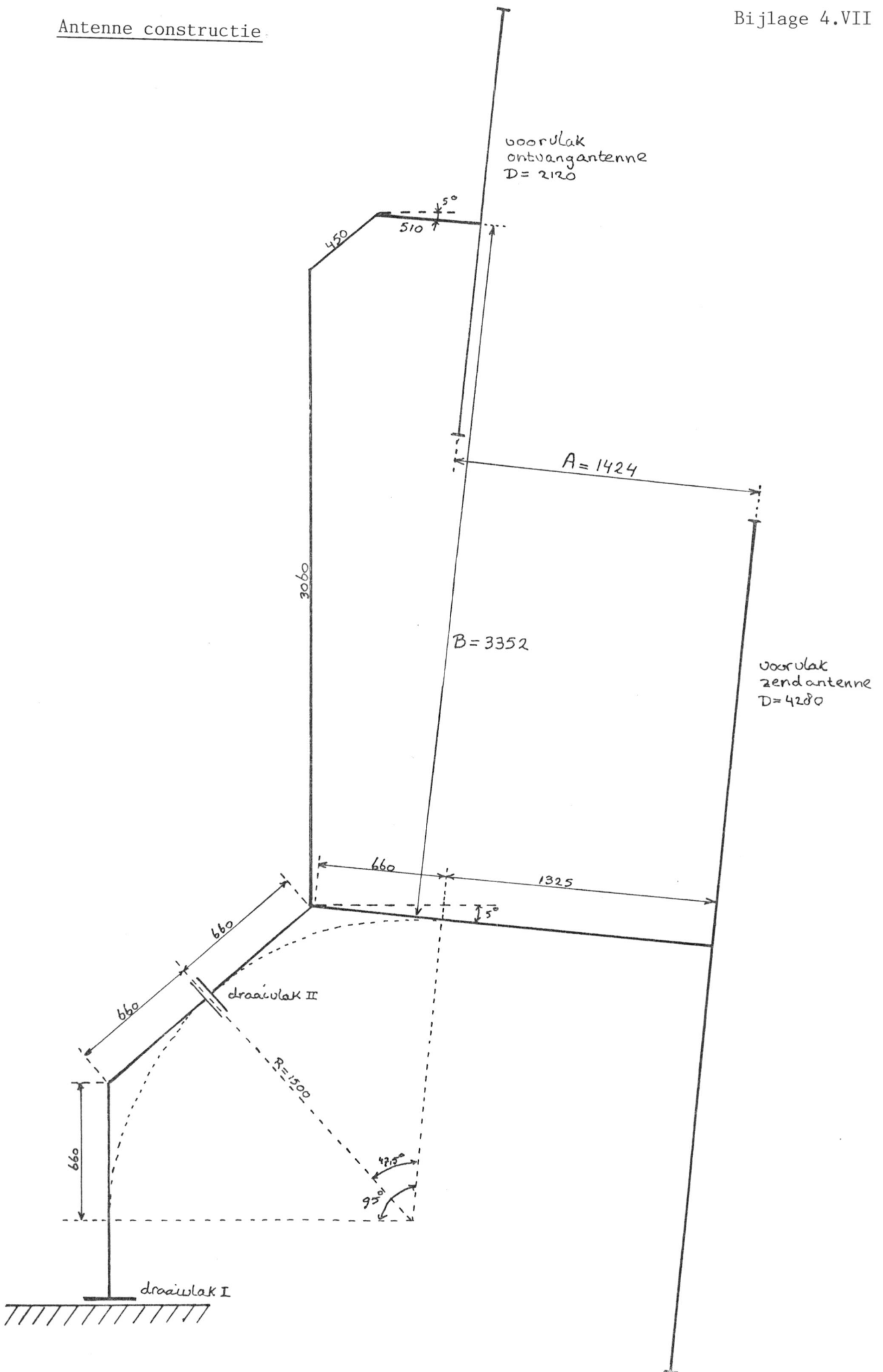




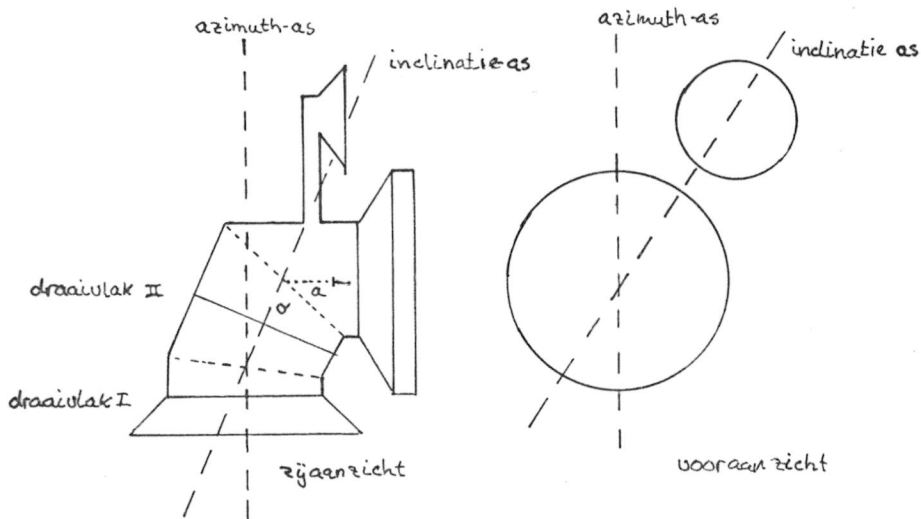
Antennediagram kleine parabool

Antenne constructie

Bijlage 4.VII



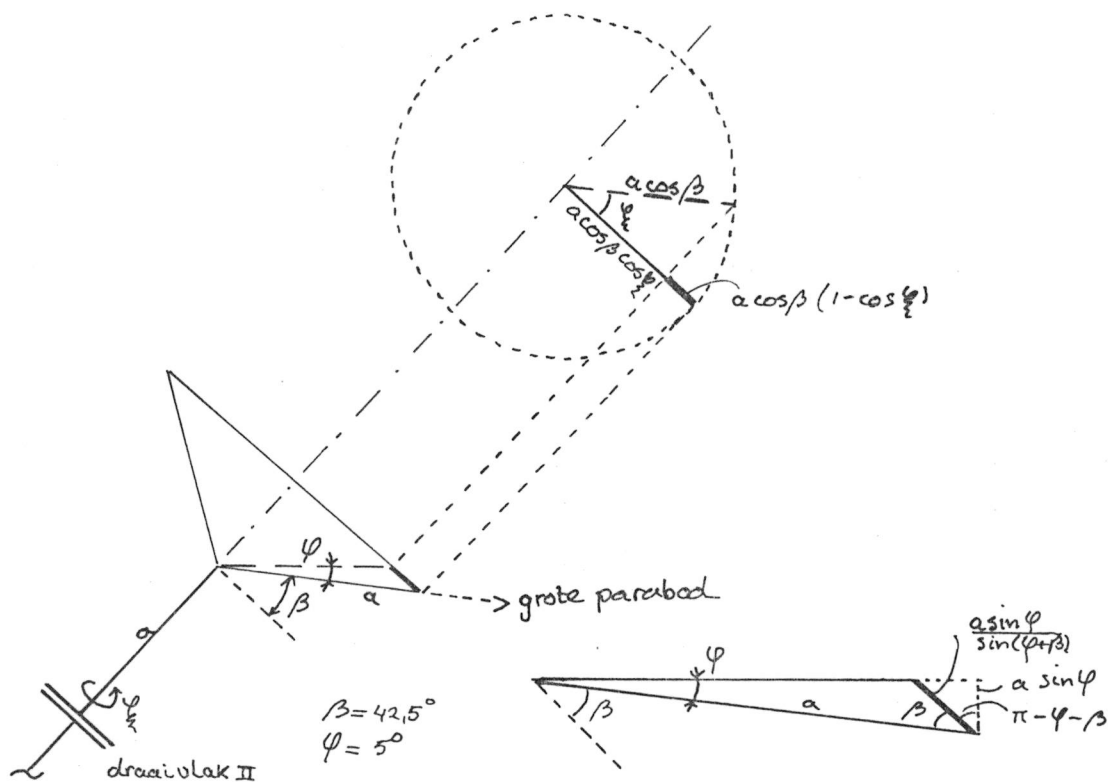
Verband tussen de elevatiehoek φ_e en de inclinatiehoek ξ



Figuur 4.VIII.1 Antenne configuratie met de bijbehorende assen.

Indien de kleine parabool zich recht boven de grote bevindt, dan is de elevatiehoek φ_e -5° . De antenne configuratie "kijkt" onder de horizon. Er is een rotatie in het draaivlak II nodig om deze elevatiehoek terug te brengen tot 0° . De kleine parabool wordt nu verdraait over de gezochte hoek ξ t.o.v. de azimuthas (zie figuur 4.VIII.1).

De berekening van de hoek ξ wordt aan de hand van figuur 4.VIII.2 uitgevoerd. De armen met lengte a zijn in figuur 2 stilistisch weergegeven. De hoek φ is dus 5° .



Figuur 4.VIII.2 Verband tussen de elevatiehoek en de inclinatiehoek.

Uit berekeningen aan de hand van bovenstaande figuur volgt:

$$a \cos \beta (1 - \cos \varphi) = \frac{a \sin \varphi}{\sin(\varphi + \beta)}$$

Waaruit volgt:

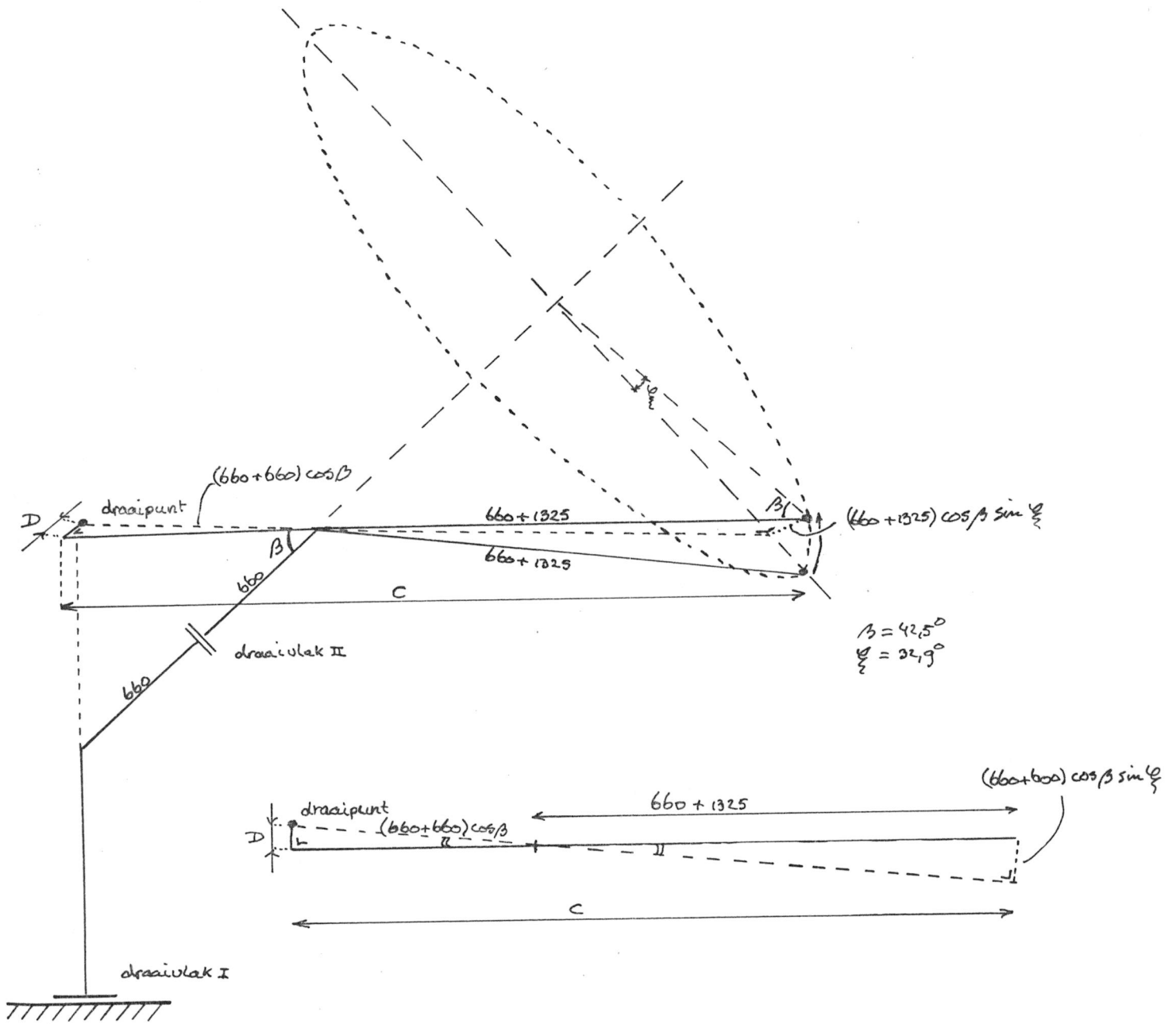
$$= \arctan \left\{ \sin \beta \frac{\cos \beta (1 - \cos \varphi)}{1 - \cos \beta (1 - \cos \varphi)} \right\}$$

Ofwel:

$$= \arccos \left\{ 1 - \frac{\sin \varphi}{\cos \beta \sin(\varphi + \beta)} \right\}$$

$$\left. \begin{array}{l} \varphi = 5^\circ \\ \beta = 42,5^\circ \end{array} \right\} \varphi = 32,9^\circ$$

Berekening van de antenne-afmetingen C en D



$$\frac{D}{(660 + 660) \cos \beta} = \frac{(660 + 1325) \cos \beta \sin \varphi}{660 + 1325} \Rightarrow D = 390 \text{ mm}$$

$$C = (660 + 1325) + \sqrt{\{(660 + 660) \cos \beta\}^2 - D^2} = 2877 \text{ mm}$$

DARR faseverloop

Bijlage 4.Xa

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RD)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-20.000	997.163	997.885	-6.938	-2497.51	1102.485
-19.000	997.153	997.913	-6.743	-2427.54	992.462
-18.000	997.143	997.941	-6.532	-2351.60	888.403
-17.000	997.135	997.970	-6.305	-2269.72	790.283
-16.000	997.127	998.000	-6.061	-2181.92	698.077
-15.000	997.120	998.031	-5.801	-2088.24	611.760
-14.000	997.114	998.061	-5.524	-1988.70	531.302
-13.000	997.109	998.093	-5.231	-1883.33	456.673
-12.000	997.105	998.125	-4.923	-1772.16	387.841
-11.000	997.101	998.158	-4.598	-1655.23	324.772
-10.000	997.099	998.191	-4.257	-1532.57	267.431
-9.000	997.097	998.225	-3.901	-1404.22	215.780
-8.000	997.097	998.259	-3.528	-1270.22	169.781
-7.000	997.097	998.294	-3.141	-1130.61	129.392
-6.000	997.098	998.330	-2.737	-985.429	94.571
-5.000	997.100	998.366	-2.319	-834.725	65.275
-4.000	997.103	998.402	-1.885	-678.543	41.457
-3.000	997.107	998.439	-1.436	-516.929	23.071
-2.000	997.111	998.476	-.972	-349.934	10.066
-1.000	997.117	998.514	-.493	-177.607	2.393
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
1.000	997.130	998.591	.508	182.832	2.832
2.000	997.138	998.630	1.030	370.834	10.834
3.000	997.147	998.670	1.567	563.950	23.950
4.000	997.157	998.710	2.117	762.120	42.120
5.000	997.168	998.750	2.681	965.285	65.285
6.000	997.179	998.791	3.259	1173.384	93.384
7.000	997.192	998.832	3.851	1386.353	126.353
8.000	997.205	998.874	4.456	1604.127	164.127
9.000	997.219	998.916	5.074	1826.642	206.642
10.000	997.234	998.958	5.705	2053.829	253.829
11.000	997.250	999.000	6.349	2285.620	305.620
12.000	997.266	999.043	7.005	2521.945	361.945
13.000	997.284	999.086	7.674	2762.732	422.732
14.000	997.302	999.129	8.355	3007.909	487.909
15.000	997.321	999.173	9.048	3257.401	557.401
16.000	997.341	999.217	9.753	3511.133	631.133
17.000	997.362	999.261	10.470	3769.028	709.028
18.000	997.384	999.305	11.197	4031.008	791.008
19.000	997.406	999.350	11.936	4296.994	876.994
20.000	997.429	999.395	12.686	4566.906	966.906

DARR faseverloop

Bijlage 4.Xb

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.402	-1.885	-678.543	41.457
-3.800	997.103	998.409	-1.796	-646.653	37.347
-3.600	997.104	998.417	-1.707	-614.546	33.454
-3.400	997.105	998.424	-1.617	-582.223	29.777
-3.200	997.106	998.432	-1.527	-549.684	26.316
-3.000	997.107	998.439	-1.436	-516.929	23.071
-2.800	997.107	998.446	-1.344	-483.959	20.041
-2.600	997.108	998.454	-1.252	-450.774	17.226
-2.400	997.109	998.461	-1.159	-417.375	14.625
-2.200	997.110	998.469	-1.066	-383.761	12.239
-2.000	997.111	998.476	-.972	-349.934	10.066
-1.800	997.112	998.484	-.877	-315.893	8.107
-1.600	997.113	998.491	-.782	-281.640	6.360
-1.400	997.114	998.499	-.687	-247.174	4.826
-1.200	997.115	998.507	-.590	-212.496	3.504
-1.000	997.117	998.514	-.493	-177.607	2.393
-.800	997.118	998.522	-.396	-142.506	1.494
-.600	997.119	998.530	-.298	-107.194	.806
-.400	997.120	998.537	-.199	-71.673	.327
-.200	997.122	998.545	-.100	-35.941	.059
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.200	997.124	998.560	.100	36.150	.150
.400	997.126	998.568	.201	72.509	.509
.600	997.127	998.576	.303	109.076	1.076
.800	997.129	998.584	.405	145.850	1.850
1.000	997.130	998.591	.508	182.832	2.832
1.200	997.132	998.599	.611	220.021	4.021
1.400	997.133	998.607	.715	257.416	5.416
1.600	997.135	998.615	.819	295.017	7.017
1.800	997.137	998.623	.925	332.823	8.823
2.000	997.138	998.630	1.030	370.834	10.834
2.200	997.140	998.638	1.136	409.050	13.050
2.400	997.142	998.646	1.243	447.470	15.470
2.600	997.144	998.654	1.350	486.094	18.094
2.800	997.145	998.662	1.458	524.921	20.921
3.000	997.147	998.670	1.567	563.950	23.950
3.200	997.149	998.678	1.676	603.182	27.182
3.400	997.151	998.686	1.785	642.615	30.615
3.600	997.153	998.694	1.895	682.249	34.249
3.800	997.155	998.702	2.006	722.085	38.085
4.000	997.157	998.710	2.117	762.120	42.120

DARR faseverloop

Bijlage 4.Xc

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-2.000	997.111	998.476	-.972	-349.934	10.066
-1.900	997.112	998.480	-.925	-332.940	9.060
-1.800	997.112	998.484	-.877	-315.893	8.107
-1.700	997.113	998.488	-.830	-298.793	7.207
-1.600	997.113	998.491	-.782	-281.640	6.360
-1.500	997.114	998.495	-.735	-264.433	5.567
-1.400	997.114	998.499	-.687	-247.174	4.826
-1.300	997.115	998.503	-.639	-229.861	4.139
-1.200	997.115	998.507	-.590	-212.496	3.504
-1.100	997.116	998.510	-.542	-195.078	2.922
-1.000	997.117	998.514	-.493	-177.607	2.393
-.900	997.117	998.518	-.445	-160.083	1.917
-.800	997.118	998.522	-.396	-142.506	1.494
-.700	997.118	998.526	-.347	-124.877	1.123
-.600	997.119	998.530	-.298	-107.194	.806
-.500	997.120	998.533	-.248	-89.460	.540
-.400	997.120	998.537	-.199	-71.673	.327
-.300	997.121	998.541	-.150	-53.833	.167
-.200	997.122	998.545	-.100	-35.941	.059
-.100	997.122	998.549	-.050	-17.997	.003
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.100	997.124	998.556	.050	18.049	.049
.200	997.124	998.560	.100	36.150	.150
.300	997.125	998.564	.151	54.303	.303
.400	997.126	998.568	.201	72.509	.509
.500	997.126	998.572	.252	90.766	.766
.600	997.127	998.576	.303	109.076	1.076
.700	997.128	998.580	.354	127.437	1.437
.800	997.129	998.584	.405	145.850	1.850
.900	997.129	998.587	.456	164.315	2.315
1.000	997.130	998.591	.508	182.832	2.832
1.100	997.131	998.595	.559	201.401	3.401
1.200	997.132	998.599	.611	220.021	4.021
1.300	997.132	998.603	.663	238.693	4.693
1.400	997.133	998.607	.715	257.416	5.416
1.500	997.134	998.611	.767	276.191	6.191
1.600	997.135	998.615	.819	295.017	7.017
1.700	997.136	998.619	.872	313.894	7.894
1.800	997.137	998.623	.925	332.823	8.823
1.900	997.137	998.627	.977	351.803	9.803
2.000	997.138	998.630	1.030	370.834	10.834

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIa

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 100.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	97.103	98.455	-1.854	-667.569	52.431
-3.800	97.103	98.462	-1.767	-636.152	47.848
-3.600	97.104	98.470	-1.679	-604.526	43.474
-3.400	97.105	98.477	-1.591	-572.692	39.308
-3.200	97.105	98.484	-1.502	-540.650	35.350
-3.000	97.106	98.491	-1.412	-508.400	31.600
-2.800	97.107	98.499	-1.322	-475.943	28.057
-2.600	97.108	98.506	-1.231	-443.279	24.721
-2.400	97.109	98.513	-1.140	-410.409	21.591
-2.200	97.110	98.521	-1.048	-377.333	18.667
-2.000	97.111	98.528	-.956	-344.051	15.949
-1.800	97.112	98.536	-.863	-310.563	13.437
-1.600	97.113	98.543	-.769	-276.871	11.129
-1.400	97.114	98.551	-.675	-242.974	9.026
-1.200	97.115	98.558	-.580	-208.873	7.127
-1.000	97.116	98.566	-.485	-174.568	5.432
-.800	97.117	98.573	-.389	-140.059	3.941
-.600	97.118	98.581	-.293	-105.348	2.652
-.400	97.120	98.588	-.196	-70.434	1.566
-.200	97.121	98.596	-.098	-35.318	.682
0.000	97.122	98.603	.000	.000	.000
.200	97.124	98.611	.099	35.519	-.481
.400	97.125	98.618	.198	71.240	-.760
.600	97.126	98.626	.298	107.161	-.839
.800	97.128	98.634	.398	143.282	-.718
1.000	97.129	98.641	.499	179.602	-.398
1.200	97.131	98.649	.600	216.122	.122
1.400	97.132	98.657	.702	252.841	.841
1.600	97.134	98.664	.805	289.759	1.759
1.800	97.136	98.672	.908	326.875	2.875
2.000	97.137	98.680	1.012	364.188	4.188
2.200	97.139	98.688	1.116	401.698	5.698
2.400	97.141	98.695	1.221	439.405	7.405
2.600	97.142	98.703	1.326	477.309	9.309
2.800	97.144	98.711	1.432	515.409	11.409
3.000	97.146	98.719	1.538	553.704	13.704
3.200	97.148	98.727	1.645	592.194	16.194
3.400	97.150	98.734	1.752	630.878	18.878
3.600	97.152	98.742	1.860	669.757	21.757
3.800	97.153	98.750	1.969	708.830	24.830
4.000	97.155	98.758	2.078	748.096	28.096

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIb

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RD)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.402	-1.885	-678.543	41.457
-3.800	997.103	998.409	-1.796	-646.653	37.347
-3.600	997.104	998.417	-1.707	-614.546	33.454
-3.400	997.105	998.424	-1.617	-582.223	29.777
-3.200	997.106	998.432	-1.527	-549.684	26.316
-3.000	997.107	998.439	-1.436	-516.929	23.071
-2.800	997.107	998.446	-1.344	-483.959	20.041
-2.600	997.108	998.454	-1.252	-450.774	17.226
-2.400	997.109	998.461	-1.159	-417.375	14.625
-2.200	997.110	998.469	-1.066	-383.761	12.239
-2.000	997.111	998.476	-.972	-349.934	10.066
-1.800	997.112	998.484	-.877	-315.893	8.107
-1.600	997.113	998.491	-.782	-281.640	6.360
-1.400	997.114	998.499	-.687	-247.174	4.826
-1.200	997.115	998.507	-.590	-212.496	3.504
-1.000	997.117	998.514	-.493	-177.607	2.393
-.800	997.118	998.522	-.396	-142.506	1.494
-.600	997.119	998.530	-.298	-107.194	.806
-.400	997.120	998.537	-.199	-71.673	.327
-.200	997.122	998.545	-.100	-35.941	.059
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.200	997.124	998.560	.100	36.150	.150
.400	997.126	998.568	.201	72.509	.509
.600	997.127	998.576	.303	109.076	1.076
.800	997.129	998.584	.405	145.850	1.850
1.000	997.130	998.591	.508	182.832	2.832
1.200	997.132	998.599	.611	220.021	4.021
1.400	997.133	998.607	.715	257.416	5.416
1.600	997.135	998.615	.819	295.017	7.017
1.800	997.137	998.623	.925	332.823	8.823
2.000	997.138	998.630	1.030	370.834	10.834
2.200	997.140	998.638	1.136	409.050	13.050
2.400	997.142	998.646	1.243	447.470	15.470
2.600	997.144	998.654	1.350	486.094	18.094
2.800	997.145	998.662	1.458	524.921	20.921
3.000	997.147	998.670	1.567	563.950	23.950
3.200	997.149	998.678	1.676	603.182	27.182
3.400	997.151	998.686	1.785	642.615	30.615
3.600	997.153	998.694	1.895	682.249	34.249
3.800	997.155	998.702	2.006	722.085	38.085
4.000	997.157	998.710	2.117	762.120	42.120

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIc

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 10000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	9997.103	9998.397	-1.888	-679.600	40.400
-3.800	9997.103	9998.404	-1.799	-647.665	36.335
-3.600	9997.104	9998.412	-1.710	-615.512	32.488
-3.400	9997.105	9998.419	-1.620	-583.142	28.858
-3.200	9997.106	9998.426	-1.529	-550.555	25.445
-3.000	9997.107	9998.434	-1.438	-517.752	22.248
-2.800	9997.107	9998.441	-1.346	-484.732	19.268
-2.600	9997.108	9998.449	-1.254	-451.497	16.503
-2.400	9997.109	9998.456	-1.161	-418.047	13.953
-2.200	9997.110	9998.464	-1.068	-384.382	11.618
-2.000	9997.111	9998.471	-.974	-350.502	9.498
-1.800	9997.112	9998.479	-.879	-316.408	7.592
-1.600	9997.113	9998.486	-.784	-282.100	5.900
-1.400	9997.114	9998.494	-.688	-247.580	4.420
-1.200	9997.115	9998.502	-.591	-212.846	3.154
-1.000	9997.117	9998.509	-.494	-177.900	2.100
-.800	9997.118	9998.517	-.397	-142.742	1.258
-.600	9997.119	9998.524	-.298	-107.373	.627
-.400	9997.120	9998.532	-.199	-71.793	.207
-.200	9997.122	9998.540	-.100	-36.001	-.001
0.000	9997.123	9998.548	.000	.000	.000
.200	9997.124	9998.555	.101	36.211	.211
.400	9997.126	9998.563	.202	72.632	.632
.600	9997.127	9998.571	.304	109.261	1.261
.800	9997.129	9998.579	.406	146.099	2.099
1.000	9997.130	9998.586	.509	183.145	3.145
1.200	9997.132	9998.594	.612	220.398	4.398
1.400	9997.133	9998.602	.716	257.859	5.859
1.600	9997.135	9998.610	.821	295.526	7.526
1.800	9997.137	9998.618	.926	333.400	9.400
2.000	9997.138	9998.626	1.032	371.479	11.479
2.200	9997.140	9998.633	1.138	409.763	13.763
2.400	9997.142	9998.641	1.245	448.253	16.253
2.600	9997.144	9998.649	1.353	486.946	18.946
2.800	9997.145	9998.657	1.461	525.844	21.844
3.000	9997.147	9998.665	1.569	564.944	24.944
3.200	9997.149	9998.673	1.678	604.248	28.248
3.400	9997.151	9998.681	1.788	643.754	31.754
3.600	9997.153	9998.689	1.899	683.462	35.462
3.800	9997.155	9998.697	2.009	723.372	39.372
4.000	9997.157	9998.705	2.121	763.483	43.483

DARR faseverloop

Bijlage 4.XId

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 100000.00000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	99997.10	99998.40	-1.888	-679.705	40.295
-3.800	99997.10	99998.40	-1.799	-647.765	36.235
-3.600	99997.10	99998.41	-1.710	-615.608	32.392
-3.400	99997.10	99998.42	-1.620	-583.233	28.767
-3.200	99997.11	99998.43	-1.530	-550.642	25.358
-3.000	99997.11	99998.43	-1.438	-517.834	22.166
-2.800	99997.11	99998.44	-1.347	-484.809	19.191
-2.600	99997.11	99998.45	-1.254	-451.569	16.431
-2.400	99997.11	99998.46	-1.161	-418.114	13.886
-2.200	99997.11	99998.46	-1.068	-384.443	11.557
-2.000	99997.11	99998.47	-.974	-350.558	9.442
-1.800	99997.11	99998.48	-.879	-316.459	7.541
-1.600	99997.11	99998.49	-.784	-282.146	5.854
-1.400	99997.11	99998.49	-.688	-247.620	4.380
-1.200	99997.12	99998.50	-.591	-212.881	3.119
-1.000	99997.12	99998.51	-.494	-177.930	2.070
-.800	99997.12	99998.52	-.397	-142.766	1.234
-.600	99997.12	99998.52	-.298	-107.391	.609
-.400	99997.12	99998.53	-.199	-71.804	.196
-.200	99997.12	99998.54	-.100	-36.007	-.007
0.000	99997.12	99998.55	0.000	0.000	0.000
.200	99997.12	99998.55	.101	36.217	.217
.400	99997.13	99998.56	.202	72.644	.644
.600	99997.13	99998.57	.304	109.280	1.280
.800	99997.13	99998.58	.406	146.124	2.124
1.000	99997.13	99998.59	.509	183.176	3.176
1.200	99997.13	99998.59	.612	220.436	4.436
1.400	99997.13	99998.60	.716	257.903	5.903
1.600	99997.14	99998.61	.821	295.577	7.577
1.800	99997.14	99998.62	.926	333.457	9.457
2.000	99997.14	99998.63	1.032	371.543	11.543
2.200	99997.14	99998.63	1.138	409.834	13.834
2.400	99997.14	99998.64	1.245	448.331	16.331
2.600	99997.14	99998.65	1.353	487.031	19.031
2.800	99997.15	99998.66	1.461	525.936	21.936
3.000	99997.15	99998.66	1.570	565.043	25.043
3.200	99997.15	99998.67	1.679	604.354	28.354
3.400	99997.15	99998.68	1.789	643.868	31.868
3.600	99997.15	99998.69	1.899	683.583	35.583
3.800	99997.16	99998.70	2.010	723.500	39.500
4.000	99997.16	99998.70	2.121	763.618	43.618

DARR faseverloop

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000000.0000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	999997.1	999998.4	-1.888	-679.715	40.285
-3.800	999997.1	999998.4	-1.799	-647.775	36.225
-3.600	999997.1	999998.4	-1.710	-615.618	32.382
-3.400	999997.1	999998.4	-1.620	-583.243	28.757
-3.200	999997.1	999998.4	-1.530	-550.651	25.349
-3.000	999997.1	999998.4	-1.438	-517.842	22.158
-2.800	999997.1	999998.4	-1.347	-484.817	19.183
-2.600	999997.1	999998.4	-1.254	-451.576	16.424
-2.400	999997.1	999998.5	-1.161	-418.120	13.880
-2.200	999997.1	999998.5	-1.068	-384.450	11.550
-2.000	999997.1	999998.5	-.974	-350.564	9.436
-1.800	999997.1	999998.5	-.879	-316.464	7.536
-1.600	999997.1	999998.5	-.784	-282.151	5.849
-1.400	999997.1	999998.5	-.688	-247.624	4.376
-1.200	999997.1	999998.5	-.591	-212.885	3.115
-1.000	999997.1	999998.5	-.494	-177.932	2.068
-.800	999997.1	999998.5	-.397	-142.768	1.232
-.600	999997.1	999998.5	-.298	-107.393	.607
-.400	999997.1	999998.5	-.199	-71.806	.194
-.200	999997.1	999998.5	-.100	-36.008	-.008
0.000	999997.1	999998.5	0.000	0.000	0.000
.200	999997.1	999998.6	.101	36.218	.218
.400	999997.1	999998.6	.202	72.645	.645
.600	999997.1	999998.6	.304	109.281	1.281
.800	999997.1	999998.6	.406	146.126	2.126
1.000	999997.1	999998.6	.509	183.179	3.179
1.200	999997.1	999998.6	.612	220.440	4.440
1.400	999997.1	999998.6	.716	257.908	5.908
1.600	999997.1	999998.6	.821	295.582	7.582
1.800	999997.1	999998.6	.926	333.463	9.463
2.000	999997.1	999998.6	1.032	371.550	11.550
2.200	999997.1	999998.6	1.138	409.841	13.841
2.400	999997.1	999998.6	1.245	448.338	16.338
2.600	999997.1	999998.6	1.353	487.040	19.040
2.800	999997.1	999998.7	1.461	525.945	21.945
3.000	999997.1	999998.7	1.570	565.053	25.053
3.200	999997.1	999998.7	1.679	604.365	28.365
3.400	999997.2	999998.7	1.789	643.879	31.879
3.600	999997.2	999998.7	1.899	683.595	35.595
3.800	999997.2	999998.7	2.010	723.513	39.513
4.000	999997.2	999998.7	2.121	763.632	43.632

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIa

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RD)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.402	-1.885	-678.543	41.457
-3.800	997.103	998.409	-1.796	-646.653	37.347
-3.600	997.104	998.417	-1.707	-614.546	33.454
-3.400	997.105	998.424	-1.617	-582.223	29.777
-3.200	997.106	998.432	-1.527	-549.684	26.316
-3.000	997.107	998.439	-1.436	-516.929	23.071
-2.800	997.107	998.446	-1.344	-483.959	20.041
-2.600	997.108	998.454	-1.252	-450.774	17.226
-2.400	997.109	998.461	-1.159	-417.375	14.625
-2.200	997.110	998.469	-1.066	-383.761	12.239
-2.000	997.111	998.476	-.972	-349.934	10.066
-1.800	997.112	998.484	-.877	-315.893	8.107
-1.600	997.113	998.491	-.782	-281.640	6.360
-1.400	997.114	998.499	-.687	-247.174	4.826
-1.200	997.115	998.507	-.590	-212.496	3.504
-1.000	997.117	998.514	-.493	-177.607	2.393
-.800	997.118	998.522	-.396	-142.506	1.494
-.600	997.119	998.530	-.298	-107.194	.806
-.400	997.120	998.537	-.199	-71.673	.327
-.200	997.122	998.545	-.100	-35.941	.059
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.200	997.124	998.560	.100	36.150	.150
.400	997.126	998.568	.201	72.509	.509
.600	997.127	998.576	.303	109.076	1.076
.800	997.129	998.584	.405	145.850	1.850
1.000	997.130	998.591	.508	182.832	2.832
1.200	997.132	998.599	.611	220.021	4.021
1.400	997.133	998.607	.715	257.416	5.416
1.600	997.135	998.615	.819	295.017	7.017
1.800	997.137	998.623	.925	332.823	8.823
2.000	997.138	998.630	1.030	370.834	10.834
2.200	997.140	998.638	1.136	409.050	13.050
2.400	997.142	998.646	1.243	447.470	15.470
2.600	997.144	998.654	1.350	486.094	18.094
2.800	997.145	998.662	1.458	524.921	20.921
3.000	997.147	998.670	1.567	563.950	23.950
3.200	997.149	998.678	1.676	603.182	27.182
3.400	997.151	998.686	1.785	642.615	30.615
3.600	997.153	998.694	1.895	682.249	34.249
3.800	997.155	998.702	2.006	722.085	38.085
4.000	997.157	998.710	2.117	762.120	42.120

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIb

LAMBDA = .089153
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.402	-1.913	-688.780	31.220
-3.800	997.103	998.409	-1.823	-656.409	27.591
-3.600	997.104	998.417	-1.733	-623.818	24.182
-3.400	997.105	998.424	-1.642	-591.007	20.993
-3.200	997.106	998.432	-1.550	-557.977	18.023
-3.000	997.107	998.439	-1.458	-524.728	15.272
-2.800	997.107	998.446	-1.365	-491.260	12.740
-2.600	997.108	998.454	-1.271	-457.575	10.425
-2.400	997.109	998.461	-1.177	-423.671	8.329
-2.200	997.110	998.469	-1.082	-389.551	6.449
-2.000	997.111	998.476	-.987	-355.213	4.787
-1.800	997.112	998.484	-.891	-320.659	3.341
-1.600	997.113	998.491	-.794	-285.889	2.111
-1.400	997.114	998.499	-.697	-250.903	1.097
-1.200	997.115	998.507	-.599	-215.702	.298
-1.000	997.117	998.514	-.501	-180.286	-.286
-.800	997.118	998.522	-.402	-144.656	-.656
-.600	997.119	998.530	-.302	-108.812	-.812
-.400	997.120	998.537	-.202	-72.754	-.754
-.200	997.122	998.545	-.101	-36.483	-.483
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.200	997.124	998.560	.102	36.696	.696
.400	997.126	998.568	.204	73.603	1.603
.600	997.127	998.576	.308	110.721	2.721
.800	997.129	998.584	.411	148.051	4.051
1.000	997.130	998.591	.516	185.590	5.590
1.200	997.132	998.599	.620	223.340	7.340
1.400	997.133	998.607	.726	261.299	9.299
1.600	997.135	998.615	.832	299.467	11.467
1.800	997.137	998.623	.938	337.844	13.844
2.000	997.138	998.630	1.046	376.429	16.429
2.200	997.140	998.638	1.153	415.221	19.221
2.400	997.142	998.646	1.262	454.221	22.221
2.600	997.144	998.654	1.371	493.427	25.427
2.800	997.145	998.662	1.480	532.840	28.840
3.000	997.147	998.670	1.590	572.458	32.458
3.200	997.149	998.678	1.701	612.281	36.281
3.400	997.151	998.686	1.812	652.310	40.310
3.600	997.153	998.694	1.924	692.542	44.542
3.800	997.155	998.702	2.036	732.978	48.978
4.000	997.157	998.710	2.149	773.618	53.618

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIIa

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.514000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.492	-1.887	-679.367	40.633
-3.800	997.103	998.499	-1.798	-647.395	36.605
-3.600	997.104	998.507	-1.709	-615.210	32.790
-3.400	997.105	998.514	-1.619	-582.813	29.187
-3.200	997.106	998.521	-1.528	-550.205	25.795
-3.000	997.107	998.529	-1.437	-517.385	22.615
-2.800	997.107	998.536	-1.345	-484.354	19.646
-2.600	997.108	998.544	-1.253	-451.112	16.888
-2.400	997.109	998.551	-1.160	-417.661	14.339
-2.200	997.110	998.559	-1.067	-383.999	12.001
-2.000	997.111	998.566	-.973	-350.128	9.872
-1.800	997.112	998.574	-.878	-316.049	7.951
-1.600	997.113	998.581	-.783	-281.761	6.239
-1.400	997.114	998.589	-.687	-247.265	4.735
-1.200	997.115	998.597	-.590	-212.561	3.439
-1.000	997.117	998.604	-.493	-177.650	2.350
-.800	997.118	998.612	-.396	-142.532	1.468
-.600	997.119	998.620	-.298	-107.207	.793
-.400	997.120	998.627	-.199	-71.677	.323
-.200	997.122	998.635	-.100	-35.941	.059
0.000	997.123	998.643	.000	.000	.000
.200	997.124	998.650	.100	36.146	.146
.400	997.126	998.658	.201	72.496	.496
.600	997.127	998.666	.303	109.049	1.049
.800	997.129	998.673	.405	145.806	1.806
1.000	997.130	998.681	.508	182.766	2.766
1.200	997.132	998.689	.611	219.929	3.929
1.400	997.133	998.697	.715	257.293	5.293
1.600	997.135	998.705	.819	294.859	6.859
1.800	997.137	998.713	.924	332.626	8.626
2.000	997.138	998.720	1.029	370.594	10.594
2.200	997.140	998.728	1.135	408.762	12.762
2.400	997.142	998.736	1.242	447.130	15.130
2.600	997.144	998.744	1.349	485.697	17.697
2.800	997.145	998.752	1.457	524.463	20.463
3.000	997.147	998.760	1.565	563.427	23.427
3.200	997.149	998.768	1.674	602.589	26.589
3.400	997.151	998.776	1.783	641.948	29.948
3.600	997.153	998.784	1.893	681.504	33.504
3.800	997.155	998.792	2.003	721.257	37.257
4.000	997.157	998.800	2.114	761.205	41.205

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIIb

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.442000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.103	998.399	-1.922	-692.090	27.910
-3.800	997.103	998.407	-1.832	-659.524	24.476
-3.600	997.104	998.414	-1.741	-626.741	21.259
-3.400	997.105	998.422	-1.649	-593.741	18.259
-3.200	997.106	998.429	-1.557	-560.525	15.475
-3.000	997.107	998.437	-1.464	-527.093	12.907
-2.800	997.107	998.444	-1.371	-493.446	10.554
-2.600	997.108	998.452	-1.277	-459.584	8.416
-2.400	997.109	998.460	-1.182	-425.507	6.493
-2.200	997.110	998.467	-1.087	-391.216	4.784
-2.000	997.111	998.475	-.991	-356.711	3.289
-1.800	997.112	998.483	-.894	-321.993	2.007
-1.600	997.113	998.490	-.797	-287.062	.938
-1.400	997.114	998.498	-.700	-251.919	.081
-1.200	997.115	998.506	-.602	-216.563	-.563
-1.000	997.117	998.514	-.503	-180.996	-.996
-.800	997.118	998.522	-.403	-145.217	-1.217
-.600	997.119	998.529	-.303	-109.228	-1.228
-.400	997.120	998.537	-.203	-73.028	-1.028
-.200	997.122	998.545	-.102	-36.619	-.619
0.000	997.123	998.553	.000	.000	.000
.200	997.124	998.561	.102	36.828	.828
.400	997.126	998.569	.205	73.864	1.864
.600	997.127	998.577	.309	111.109	3.109
.800	997.129	998.584	.413	148.561	4.561
1.000	997.130	998.592	.517	186.221	6.221
1.200	997.132	998.600	.622	224.087	8.087
1.400	997.133	998.608	.728	262.160	10.160
1.600	997.135	998.616	.835	300.438	12.438
1.800	997.137	998.624	.941	338.922	14.922
2.000	997.138	998.632	1.049	377.611	17.611
2.200	997.140	998.641	1.157	416.504	20.504
2.400	997.142	998.649	1.266	455.601	23.601
2.600	997.144	998.657	1.375	494.902	26.902
2.800	997.145	998.665	1.484	534.406	30.406
3.000	997.147	998.673	1.595	574.112	34.112
3.200	997.149	998.681	1.706	614.020	38.020
3.400	997.151	998.689	1.817	654.130	42.130
3.600	997.153	998.697	1.929	694.441	46.441
3.800	997.155	998.706	2.042	734.953	50.953
4.000	997.157	998.714	2.155	775.664	55.664

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIIc

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.967000
 AFMETING D = .390000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.014	998.313	-1.898	-683.451	36.549
-3.800	997.014	998.320	-1.809	-651.397	32.603
-3.600	997.015	998.328	-1.720	-619.118	28.882
-3.400	997.016	998.335	-1.629	-586.614	25.386
-3.200	997.017	998.343	-1.539	-553.885	22.115
-3.000	997.018	998.350	-1.447	-520.932	19.068
-2.800	997.018	998.358	-1.355	-487.754	16.246
-2.600	997.019	998.365	-1.262	-454.354	13.646
-2.400	997.020	998.373	-1.169	-420.730	11.270
-2.200	997.021	998.380	-1.075	-386.884	9.116
-2.000	997.022	998.388	-.980	-352.816	7.184
-1.800	997.023	998.395	-.885	-318.525	5.475
-1.600	997.024	998.403	-.789	-284.014	3.986
-1.400	997.026	998.410	-.692	-249.281	2.719
-1.200	997.027	998.418	-.595	-214.328	1.672
-1.000	997.028	998.426	-.498	-179.154	.846
-.800	997.029	998.433	-.399	-143.761	.239
-.600	997.030	998.441	-.300	-108.149	-.149
-.400	997.032	998.449	-.201	-72.317	-.317
-.200	997.033	998.456	-.101	-36.268	-.268
0.000	997.035	998.464	.000	.000	.000
.200	997.036	998.472	.101	36.485	.485
.400	997.037	998.480	.203	73.188	1.188
.600	997.039	998.487	.306	110.107	2.107
.800	997.040	998.495	.409	147.242	3.242
1.000	997.042	998.503	.513	184.593	4.593
1.200	997.044	998.511	.617	222.159	6.159
1.400	997.045	998.519	.722	259.940	7.940
1.600	997.047	998.527	.828	297.936	9.936
1.800	997.049	998.535	.934	336.145	12.145
2.000	997.050	998.543	1.040	374.568	14.568
2.200	997.052	998.550	1.148	413.204	17.204
2.400	997.054	998.558	1.256	452.053	20.053
2.600	997.056	998.566	1.364	491.113	23.113
2.800	997.058	998.574	1.473	530.386	26.386
3.000	997.060	998.582	1.583	569.869	29.869
3.200	997.062	998.590	1.693	609.563	33.563
3.400	997.063	998.598	1.804	649.467	37.467
3.600	997.066	998.606	1.916	689.581	41.581
3.800	997.068	998.615	2.028	729.904	45.904
4.000	997.070	998.623	2.140	770.435	50.435

DARR faseverloop

Bijlage 4.XIIIId

LAMBDA = .090498
 OBJECT AFSTAND = 1000.000000
 AFMETING A = 1.424000
 AFMETING B = 3.352000
 AFMETING C = 2.877000
 AFMETING D = .480000

THETA IN GR	R-ZENDER IN M	R-ONTV IN M	(RZ+RO)/L TOV 0 GR	FASE IN GR	DELTA-FASE IN GR
-4.000	997.089	998.389	-1.887	-679.283	40.717
-3.800	997.090	998.396	-1.798	-647.369	36.631
-3.600	997.091	998.403	-1.709	-615.236	32.764
-3.400	997.091	998.411	-1.619	-582.886	29.114
-3.200	997.092	998.418	-1.529	-550.318	25.682
-3.000	997.093	998.426	-1.438	-517.533	22.467
-2.800	997.094	998.433	-1.346	-484.532	19.468
-2.600	997.095	998.441	-1.254	-451.314	16.686
-2.400	997.096	998.448	-1.161	-417.881	14.119
-2.200	997.097	998.456	-1.067	-384.232	11.768
-2.000	997.098	998.463	-.973	-350.368	9.632
-1.800	997.099	998.471	-.879	-316.290	7.710
-1.600	997.100	998.478	-.783	-281.998	6.002
-1.400	997.101	998.486	-.687	-247.492	4.508
-1.200	997.102	998.493	-.591	-212.772	3.228
-1.000	997.103	998.501	-.494	-177.840	2.160
-.800	997.104	998.509	-.396	-142.695	1.305
-.600	997.106	998.516	-.298	-107.338	.662
-.400	997.107	998.524	-.199	-71.770	.230
-.200	997.108	998.532	-.100	-35.990	.010
0.000	997.110	998.539	.000	.000	.000
.200	997.111	998.547	.101	36.201	.201
.400	997.112	998.555	.202	72.611	.611
.600	997.114	998.562	.303	109.231	1.231
.800	997.115	998.570	.406	146.060	2.060
1.000	997.117	998.578	.509	183.098	3.098
1.200	997.118	998.586	.612	220.343	4.343
1.400	997.120	998.594	.716	257.797	5.797
1.600	997.122	998.601	.821	295.457	7.457
1.800	997.123	998.609	.926	333.324	9.324
2.000	997.125	998.617	1.032	371.398	11.398
2.200	997.127	998.625	1.138	409.677	13.677
2.400	997.128	998.633	1.245	448.161	16.161
2.600	997.130	998.641	1.352	486.851	18.851
2.800	997.132	998.649	1.460	525.745	21.745
3.000	997.134	998.657	1.569	564.843	24.843
3.200	997.136	998.665	1.678	604.144	28.144
3.400	997.138	998.673	1.788	643.648	31.648
3.600	997.140	998.681	1.898	683.355	35.355
3.800	997.142	998.689	2.009	723.264	39.264
4.000	997.144	998.697	2.120	763.374	43.374

BIJLAGE 5.I

Schoorsteenmeting

Datum meting	23 aug 84 10.40-1050 uur
Weer	zonnig, vrij warm, zwakke Z-0 wind
Elevatie	0°
Azimuth	9,5° - 15,5°
Azimuthsnelheid	0,60°/min
Analoge taperecorder	spoor 4,5 en 6 snelheid 30 inch/s tellerst 8110 - 9628
Zendvermogen	Pz = -12,5 dBm
Ontvangen vermogen	Po = -81 dBm (azimuthhoek = 12,5°)
Frequentiezwaai	21/4 MHz
Frequentiezwaaiperiode	2,5 ms
Afstandsberiek	3657 m
Resolutiecel grootte	28,6 m
Bemonsterpulsfreq.	162,4 kHz
Herschaling	0 dB
Signaal versterking	0 dB
Programma	33326::12 (vd Krog) 256 punts transformatie 2 ⁴ préfilter

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIa

	\ominus amplitude	fase		\ominus amplitude	fase
-2.9	1140.37	1.46	-2.6	1324.97	-30.13
	1137.81	2.17		1387.29	-29.11
	1110.65	1.96		1350.69	-28.77
	1074.21	-2.72		1379.54	-31.12
	1073.31	-2.83		1361.02	-30.80
	1105.13	.88		1348.65	-32.77
	1146.53	-1.75		1363.74	-33.52
	1095.15	-.94		1362.15	-34.32
	1148.27	-1.25		1355.42	-33.90
	1140.00	-.05		1352.09	-33.84
	1146.05	-.55		1349.66	-37.41
	1128.44	-4.47		1387.89	-35.35
	1151.58	-3.83		1387.72	-36.12
	1134.38	-2.83		1409.41	-35.18
	1160.55	-2.96		1405.72	-34.39
	1178.72	-5.65		1445.01	-37.07
	1165.48	-4.43		1406.44	-37.29
	1165.33	-4.33		1436.82	-37.16
-2.8	1192.85	-7.37	-2.5	1401.30	-37.55
	1190.15	-6.71		1394.33	-39.56
	1175.37	-10.14		1388.15	-40.85
	1234.05	-8.34		1432.00	-40.18
	1205.22	-9.70		1415.29	-39.12
	1195.15	-8.18		1366.87	-44.61
	1215.41	-9.71		1405.63	-40.99
	1228.49	-10.98		1420.50	-41.00
	1225.40	-10.72		1434.75	-42.43
	1242.53	-9.36		1433.87	-43.39
	1242.66	-11.89		1461.79	-42.31
	1249.67	-11.63		1455.97	-43.16
	1263.97	-11.41		1422.01	-45.26
	1254.40	-13.84		1420.79	-46.00
	1240.65	-15.76		1423.77	-47.22
	1270.08	-14.97		1372.66	-47.75
	1265.23	-15.87		1441.69	-47.45
	1276.30	-16.62		1456.63	-48.56
-2.7	1275.25	-16.77	-2.4	1436.20	-48.16
	1315.85	-18.06		1454.07	-47.09
	1327.93	-19.85		1463.47	-47.91
	1322.49	-18.11		1462.54	-48.71
	1320.26	-19.70		1463.87	-49.07
	1300.37	-21.00		1444.92	-49.88
	1329.25	-21.35		1445.92	-50.33
	1278.94	-22.33		1427.32	-50.86
	1327.74	-22.12		1436.86	-53.63
	1330.15	-23.48		1432.87	-53.71
	1331.97	-23.12		1438.31	-53.82
	1336.57	-23.04		1436.82	-54.52
	1335.76	-24.55		1410.32	-54.35
	1341.36	-25.67		1402.73	-55.43
	1306.88	-28.82		1456.10	-53.80
	1326.51	-27.18		1447.78	-56.55
	1337.37	-28.88		1429.49	-56.64
	1306.19	-31.48		1419.67	-57.25

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIb

\ominus	amplitude	fase	\ominus	amplitude	fase
-2.3	1408.01	-57.24	-2.0	1135.08	-59.80
	1449.06	-58.46		1170.04	-60.56
	1428.78	-58.71		1154.53	-59.04
	1395.35	-58.60		1154.92	-58.53
	1347.47	-60.87		1151.96	-61.25
	1373.57	-59.46		1171.15	-59.98
	1404.25	-59.34		1154.87	-59.10
	1363.08	-59.30		1147.86	-58.72
	1398.25	-58.72		1131.55	-58.04
	1418.28	-58.17		1137.37	-54.59
	1432.79	-59.69		1153.23	-56.17
	1390.69	-59.97		1150.00	-55.52
	1387.96	-58.70		1165.54	-54.01
	1371.34	-59.45		1180.81	-52.92
	1384.12	-61.38		1181.26	-52.57
	1387.86	-62.59		1188.80	-52.97
	1330.00	-61.97		1155.88	-50.90
	1356.61	-60.70		1162.91	-50.86
-2.2	1332.22	-60.90	-1.9	1198.66	-50.96
	1335.73	-60.19		1209.60	-54.93
	1335.48	-58.69		1184.12	-52.31
	1360.43	-60.50		1224.54	-48.77
	1373.51	-61.23		1199.31	-47.84
	1345.65	-61.99		1235.33	-45.23
	1321.34	-61.03		1289.96	-46.01
	1308.94	-61.38		1286.52	-46.23
	1305.42	-63.38		1368.66	-42.69
	1275.94	-63.01		1321.90	-43.74
	1274.33	-62.37		1338.57	-44.73
	1264.61	-60.90		1354.59	-43.47
	1296.36	-62.13		1363.51	-46.01
	1258.46	-63.37		1417.10	-45.51
	1287.16	-61.20		1407.83	-43.22
	1291.89	-62.13		1437.01	-43.00
	1288.48	-62.90		1433.31	-44.80
	1251.13	-62.23		1470.63	-41.11
-2.1	1247.80	-62.82	-1.8	1497.19	-39.34
	1266.21	-64.31		1522.66	-37.93
	1248.48	-67.09		1587.66	-39.79
	1234.56	-65.91		1558.10	-37.99
	1219.54	-64.97		1584.24	-40.65
	1212.05	-64.17		1716.14	-36.14
	1172.45	-66.47		1691.41	-36.71
	1198.74	-64.50		1726.00	-39.33
	1183.60	-66.81		1769.73	-40.78
	1204.35	-63.63		1772.14	-40.97
	1177.51	-63.41		1856.82	-41.48
	1193.18	-63.74		1867.30	-41.94
	1194.88	-62.00		1937.89	-41.34
	1180.67	-65.69		1961.91	-39.77
	1189.71	-65.20		2006.85	-38.89
	1174.53	-62.52		2042.86	-38.08
	1186.57	-62.66		2095.39	-39.36
	1168.61	-62.97		2153.01	-39.35

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIc

	⊖ amplitude	fase		⊖ amplitude	fase
-1.7	2201.60	-39.86	-1.4	5756.32	-62.91
	2236.45	-40.48		5910.76	-65.53
	2243.24	-42.76		5953.61	-66.22
	2227.64	-42.78		6063.37	-65.54
	2354.34	-41.69		6099.78	-67.27
	2408.92	-41.40		6113.59	-68.78
	2520.77	-42.31		6243.82	-68.22
	2561.47	-41.85		6323.52	-69.29
	2543.06	-41.08		6501.65	-71.65
	2656.12	-42.99		6555.08	-69.88
	2676.59	-43.52		6609.67	-70.13
	2777.53	-43.16		6757.16	-72.13
	2701.43	-47.42		6852.89	-73.45
	2827.28	-46.98		7026.40	-73.05
	2910.48	-45.25		7056.13	-73.63
	2934.35	-46.12		7152.72	-75.09
	2984.32	-47.32		7192.15	-75.92
	3040.41	-47.71		7238.48	-75.92
-1.6	3104.99	-48.49	-1.3	7372.27	-76.85
	3079.74	-48.34		7400.43	-77.97
	3155.72	-46.66		7607.31	-79.84
	3327.34	-48.66		7633.34	-78.38
	3358.11	-51.01		7728.48	-77.42
	3417.29	-52.72		7866.90	-79.18
	3487.06	-51.47		7980.43	-80.46
	3580.24	-52.05		8150.51	-81.13
	3601.67	-54.06		8126.93	-80.14
	3648.65	-54.03		8205.55	-81.87
	3658.90	-53.55		8276.72	-82.56
	3747.64	-54.19		8404.62	-82.73
	3861.04	-55.08		8582.30	-83.61
	3868.84	-53.38		8715.26	-84.42
	3997.70	-55.66		8826.45	-86.84
	4130.60	-56.11		8940.03	-84.58
	4101.31	-55.50		9032.48	-84.44
	4196.37	-57.50		9214.68	-86.76
-1.5	4163.65	-58.97	-1.2	9293.50	-87.41
	4241.51	-57.77		9342.02	-88.32
	4368.95	-57.68		9271.45	-88.44
	4446.05	-58.38		9348.06	-89.79
	4608.17	-59.12		9445.25	-91.25
	4651.18	-57.85		9507.61	-91.58
	4691.46	-56.65		9647.51	-91.75
	4864.04	-59.02		9748.35	-92.64
	4910.91	-60.33		9878.76	-94.74
	4990.59	-60.74		10063.46	-93.83
	5099.65	-60.58		10062.55	-94.68
	5254.04	-61.70		10276.85	-96.59
	5318.60	-62.79		10312.50	-96.84
	5277.29	-63.90		10438.68	-96.48
	5416.69	-62.67		10463.50	-98.45
	5439.74	-62.50		10513.44	-102.25
	5624.68	-64.91		10720.40	-100.76
	5634.67	-65.54		10823.84	-101.65

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IId

	⊖ amplitude	fase		⊖ amplitude	fase
-1.1	10987.09	-102.96	-0.8	16704.16	-142.88
	11039.62	-100.80		16841.33	-142.90
	11212.71	-102.57		16861.14	-143.36
	11338.47	-103.55		16933.74	-144.20
	11364.12	-104.62		17006.59	-146.66
	11411.16	-106.72		17117.55	-146.16
	11439.04	-106.66		17126.78	-146.71
	11623.76	-109.23		17419.36	-148.86
	11827.44	-107.90		17576.62	-149.20
	12000.23	-110.60		17622.55	-148.58
	12218.66	-112.19		17773.53	-150.54
	12219.98	-109.15		17794.68	-152.21
	12425.27	-109.16		18036.04	-152.89
	12510.30	-110.30		17962.85	-153.00
	12633.59	-113.00		17414.72	-158.95
	12758.80	-113.47		18252.89	-155.96
	12669.81	-114.73		18113.68	-156.03
	12811.81	-117.06		17595.59	-161.45
-1.0	12950.74	-115.94	-0.7	18312.55	-159.30
	13016.87	-117.79		18391.20	-158.62
	13279.46	-117.70		18442.19	-160.72
	13334.23	-116.80		18600.39	-162.42
	13444.41	-118.64		18742.65	-161.97
	13578.18	-118.02		18645.16	-162.32
	13625.34	-119.40		18697.59	-165.18
	13673.06	-121.24		18882.43	-165.03
	13627.35	-123.57		18851.30	-165.32
	13942.69	-124.07		18925.34	-166.62
	13977.34	-123.67		18941.59	-168.88
	14111.13	-126.08		19177.17	-169.26
	14284.80	-126.13		19212.44	-168.14
	14291.62	-125.29		19322.37	-169.47
	14403.89	-126.66		19370.68	-170.64
	14518.53	-127.26		19392.12	-172.36
	14764.86	-128.37		19419.17	-172.50
	14816.52	-127.57		19535.47	-173.45
-0.9	14824.63	-128.91	-0.6	19538.80	-176.94
	14846.94	-130.61		19504.32	-178.23
	14972.42	-130.90		19477.62	-177.00
	15107.28	-130.93		19664.96	-179.01
	15136.23	-131.92		19751.75	179.50
	15273.62	-134.02		19897.22	-179.73
	15476.86	-132.91		19898.33	178.44
	15473.39	-132.63		19332.15	173.15
	15683.06	-135.24		20117.61	176.54
	15777.33	-135.39		20146.96	174.41
	15758.68	-135.58		20163.96	172.87
	15806.81	-137.55		20258.60	172.47
	15895.61	-139.52		20269.72	172.03
	16030.42	-139.49		20492.03	171.00
	15256.46	-144.48		20577.15	170.32
	16265.13	-142.16		20721.48	170.75
	16414.71	-139.87		20834.25	169.40
	16509.20	-141.18		20936.98	166.66

\ominus amplitude	fase	\ominus amplitude	fase		
-0.5	21062.83	167.32	-0.2	24286.21	113.71
	20926.75	166.09		24357.14	112.05
	21070.94	164.23		24498.16	111.23
	20912.98	162.44		24415.75	111.18
	21090.60	162.22		24543.68	110.47
	21221.10	161.58		24729.95	108.72
	21149.66	159.08		24600.50	108.66
	21291.75	159.76		24618.51	108.07
	20862.09	157.80		24422.83	105.31
	21658.02	158.18		24370.00	105.73
	21732.40	157.00		24315.68	103.52
	21755.92	156.88		24581.72	102.62
	21812.09	154.92		24751.61	104.63
	21678.54	151.98		24937.80	102.60
	21906.53	152.37		24980.69	102.06
	21804.30	151.93		25024.90	101.79
	21962.00	148.90		25228.48	100.29
	22254.27	150.62		25026.79	98.61
-0.4	22329.60	150.64	-0.1	24863.67	97.50
	22475.14	148.43		24721.16	98.11
	22501.49	147.35		24683.02	95.79
	22622.04	146.79		24926.59	95.75
	22712.49	145.33		25011.29	96.57
	22545.63	142.78		25077.05	95.47
	22747.08	142.85		25027.56	94.30
	22421.20	141.97		25043.22	93.21
	22681.91	139.10		25085.27	93.21
	22720.88	138.89		24968.84	91.24
	22813.82	139.39		25002.93	89.51
	22875.05	137.31		24881.46	89.65
	22955.42	135.42		24859.43	88.19
	22967.61	135.15		24976.63	86.58
	22856.25	134.65		25062.06	90.13
	22801.66	131.99		25237.87	89.00
	22924.42	132.41		25332.28	86.77
	22802.08	130.99		25412.37	86.29
-0.3	23167.96	128.77	0.0	25422.14	84.94
	23375.00	129.50		25190.98	84.22
	23575.78	128.93		25404.41	83.80
	23689.25	127.73		25086.62	84.94
	23752.40	126.87		25201.81	81.27
	23898.20	125.72		25220.05	81.62
	23091.35	120.69		25249.87	81.00
	23955.39	122.76		25158.38	80.79
	23941.14	122.86		25087.26	78.03
	24056.08	120.44		25067.16	77.94
	24148.87	120.60		25045.37	79.00
	24179.42	120.93		24920.93	78.28
	24331.06	118.08		25018.42	75.37
	24399.40	117.59		24901.96	73.27
	23682.45	114.41		24983.84	74.39
	24394.31	116.97		24769.14	74.25
	24280.82	114.99		24932.11	70.44
	24265.73	113.74		24995.49	71.33

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIf

	⊖ amplitude	fase		⊖ amplitude	fase
0.1	24898.71	70.22	0.4	21537.12	12.99
	24910.43	69.02		21592.54	12.91
	24892.07	67.58		21481.79	13.81
	24969.79	66.88		21543.17	12.16
	24836.80	67.02		21372.07	10.34
	24403.15	63.80		21307.34	10.22
	24515.63	63.87		21079.69	10.13
	24241.31	63.60		20817.67	7.82
	24330.81	61.23		20987.05	6.92
	23984.09	59.11		20764.44	6.35
	24369.96	59.26		20623.21	5.57
	24373.34	59.22		20381.50	3.66
	24361.38	56.43		20320.36	2.23
	24328.25	54.79		20476.88	3.49
	24345.14	53.51		20379.76	3.49
	24026.54	51.92		20470.86	2.11
	24158.07	51.27		20357.33	.33
	23943.08	49.00		20285.48	-1.20
0.2	24413.96	48.79	0.5	20165.11	-.60
	24259.71	49.00		19857.12	-1.64
	24086.48	47.65		19909.36	-3.32
	24088.42	46.09		19736.92	-5.94
	24098.24	44.01		19622.73	-6.12
	24116.20	44.31		19439.00	-6.66
	24152.72	44.36		18283.94	-13.17
	24149.46	41.65		18823.31	-11.48
	24076.63	40.73		19310.91	-8.66
	23699.50	39.83		19336.55	-10.83
	23645.32	38.15		19267.55	-12.57
	23377.11	35.20		19085.13	-14.02
	23297.11	35.43		18984.28	-13.92
	23071.17	34.50		18699.66	-14.51
	23137.07	32.29		18828.28	-16.70
	23262.71	34.17		18672.08	-18.62
	23120.89	33.90		18532.11	-20.13
	23116.43	31.33		18560.08	-19.33
0.3	22984.49	29.33	0.6	18278.09	-20.26
	23007.50	29.20		18379.04	-21.70
	22872.36	29.25		18183.73	-23.69
	22593.18	26.90		18166.32	-24.32
	22647.45	26.16		18299.49	-23.76
	22458.06	25.00		18157.98	-23.74
	22397.96	24.64		17752.69	-28.39
	22192.64	24.04		18033.07	-28.03
	22109.63	21.83		17923.01	-28.03
	22243.36	21.90		17755.24	-28.03
	22293.86	22.55		17633.48	-30.95
	22231.30	21.69		17520.91	-32.19
	22159.21	19.56		17314.70	-32.77
	22183.39	18.48		17323.86	-33.22
	22091.12	18.78		17120.29	-36.07
	21786.64	15.88		17046.82	-36.79
	21974.59	15.81		17128.80	-36.31
	21559.43	15.97		16947.02	-36.96

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIg

⊖	amplitude	fase	⊖	amplitude	fase		
0.7	16971.10	-39.16	1.0	12132.73	-101.34		
	16916.37	-41.32		12064.18	-102.42		
	16770.87	-41.61		12172.38	-101.17		
	16279.87	-44.41		11947.22	-102.19		
	16484.66	-44.52		11893.86	-104.82		
	16454.97	-45.72		11807.44	-106.28		
	16177.54	-46.65		11635.37	-107.02		
	16093.46	-46.91		11680.32	-106.78		
	16024.89	-49.49		11469.44	-109.34		
	15920.92	-51.54		11507.17	-110.42		
	15624.11	-52.02		11326.44	-111.02		
	15897.48	-51.15		11179.80	-111.87		
	15922.74	-52.89		11224.22	-112.91		
	15754.46	-53.46		11133.31	-112.59		
	15644.43	-54.87		11118.71	-113.65		
	15596.89	-56.52		10983.04	-115.69		
	15282.31	-58.04		10859.19	-116.07		
	14564.71	-59.53		10484.98	-118.76		
	0.8	14942.16		-61.80	1.1	10548.63	-119.28
		15155.66		-60.90		10655.61	-119.33
15172.97		-60.39	10384.31	-119.76			
15010.30		-63.52	10323.35	-122.15			
14889.01		-64.18	10268.63	-123.26			
14694.90		-64.41	10210.99	-122.48			
14674.04		-66.70	10223.87	-122.78			
14605.87		-68.22	10071.15	-125.69			
14477.84		-70.57	9999.69	-125.75			
14543.54		-69.47	9837.32	-126.01			
14241.70		-70.41	9716.35	-128.70			
14333.01		-72.41	9670.79	-130.75			
14138.82		-74.33	9464.79	-131.55			
14128.76		-74.49	9413.71	-132.47			
14218.74		-73.26	9269.77	-135.47			
14057.86		-75.48	9285.08	-134.79			
13991.41		-76.56	9203.00	-135.71			
13800.34		-78.83	9102.46	-138.63			
0.9		13681.69	-79.15	1.2		9039.83	-138.38
		13626.87	-79.48			8875.70	-141.19
	13429.40	-82.26	8869.49		-141.57		
	13425.06	-83.00	8723.31		-141.75		
	13167.02	-83.11	8543.30		-145.15		
	13217.69	-84.37	8637.46		-144.32		
	13176.29	-86.45	8561.36		-143.99		
	13127.53	-87.82	8520.52		-146.50		
	13213.95	-85.77	8227.05		-151.72		
	12903.03	-89.88	8348.95		-149.60		
	13040.06	-89.82	8278.23		-150.42		
	12872.15	-90.28	8102.19		-153.31		
	12727.80	-91.20	8162.12		-153.59		
	12266.37	-96.92	7967.26		-153.79		
	12398.52	-97.89	7880.39		-156.30		
	12381.37	-97.79	7799.84		-157.73		
	12204.40	-98.02	7737.33		-157.09		
	12151.73	-99.56	7805.90		-158.09		

	⊖	amplitude	fase		⊖	amplitude	fase
1.3		7659.59	-160.32	1.6		4550.29	137.04
		7601.08	-160.70			4591.67	136.27
		7472.46	-161.59			4448.39	132.72
		7322.79	-165.20			4452.67	132.95
		7361.52	-164.89			4319.54	132.51
		7146.56	-165.96			4301.52	129.19
		7171.18	-167.49			4321.86	129.41
		7127.51	-168.20			4293.43	129.22
		7096.46	-168.66			4272.95	127.34
		7070.69	-169.94			4246.12	124.75
		6912.89	-171.01			4166.37	123.85
		6711.62	-173.85			4151.12	123.86
		6696.31	-174.37			4107.10	121.26
		6730.83	-174.34			4083.93	120.72
		6638.33	-174.09			4002.48	119.11
		6472.51	-177.64			3953.24	118.63
		6528.10	-177.15			3948.90	116.47
		6408.08	-177.50			3877.71	113.98
1.4		6377.20	-179.55	1.7		3879.49	114.47
		6312.98	178.57			3832.99	115.38
		6083.81	174.52			3817.03	114.22
		6236.06	177.09			3818.99	111.26
		6042.63	175.75			3760.72	107.93
		6053.06	173.08			3759.41	108.02
		5933.16	170.57			3654.09	107.08
		5860.12	169.61			3712.04	104.73
		5815.12	169.25			3617.57	102.78
		5680.64	167.13			3477.77	101.98
		5718.49	166.70			3590.10	101.26
		5660.91	166.35			3460.93	96.45
		5612.83	164.86			3569.68	102.13
		5583.15	162.99			3504.14	101.81
		5484.35	161.47			3488.99	97.64
		5529.88	161.56			3478.84	95.29
		5433.53	158.52			3430.08	96.93
		5395.54	158.85			3452.76	97.00
1.5		5282.85	158.20	1.8		3369.39	92.16
		5187.54	155.38			3382.17	92.05
		5195.75	154.95			3319.57	91.76
		5145.55	155.25			3283.29	90.77
		5133.14	154.21			3289.94	87.19
		5102.16	152.17			3236.69	84.54
		5061.02	150.05			3263.17	87.10
		5017.24	150.48			3214.62	86.61
		4926.68	148.17			3166.30	82.07
		4933.13	146.80			3190.50	82.47
		4804.83	144.80			3085.30	82.51
		4777.65	144.08			3105.86	80.81
		4729.93	143.99			3054.19	76.60
		4644.59	140.70			3047.13	77.68
		4711.77	141.24			3020.98	76.62
		4660.85	141.35			2982.46	74.50
		4659.02	138.72			3038.33	75.53
		4618.54	137.15			2976.13	72.54

	⊖ amplitude	fase		⊖ amplitude	fase
1.9	2957.43	71.96	2.2	1953.27	10.59
	2948.85	71.35		1902.32	7.04
	2889.06	68.39		1946.81	8.18
	2900.20	67.07		1882.36	7.33
	2838.00	65.92		1903.49	4.73
	2857.81	65.52		1915.83	5.18
	2791.51	63.35		1886.21	3.34
	2795.10	63.62		1899.95	2.59
	2816.67	64.58		1891.12	-.64
	2792.89	59.32		1840.03	-.34
	2754.07	60.12		1821.66	-1.54
	2710.99	59.55		1818.38	-2.93
	2706.49	58.03		1789.30	-3.97
	2686.33	55.62		1780.76	-4.99
	2599.06	56.17		1823.43	-3.99
	2649.05	55.88		1791.59	-6.80
	2585.82	52.92		1736.04	-7.55
	2573.10	54.01		1753.83	-8.62
2.0	2575.78	52.44	2.3	1705.82	-11.43
	2589.10	50.61		1744.49	-10.37
	2516.70	50.79		1680.37	-14.62
	2454.50	47.03		1724.52	-11.81
	2495.84	47.94		1691.75	-12.29
	2459.95	47.34		1687.55	-15.40
	2438.30	44.27		1661.99	-14.78
	2405.08	43.42		1690.63	-17.20
	2430.00	43.28		1645.04	-18.72
	2424.77	42.98		1636.22	-18.90
	2415.50	42.21		1587.79	-20.73
	2370.99	39.21		1601.09	-21.47
	2370.84	37.22		1604.98	-21.53
	2317.18	36.15		1595.22	-24.64
	2283.31	36.31		1557.73	-25.07
	2248.29	32.65		1549.18	-26.95
	2309.92	34.79		1567.50	-26.81
	2295.53	32.55		1550.12	-30.25
2.1	2268.22	29.76	2.4	1560.98	-28.72
	2233.77	31.68		1512.96	-30.99
	2203.77	28.10		1520.85	-30.90
	2196.23	27.67		1534.32	-29.91
	2180.18	26.33		1507.19	-34.24
	2149.49	24.75		1505.73	-33.68
	2137.96	24.34		1417.04	-37.31
	2149.29	24.93		1457.24	-36.46
	2108.92	23.09		1423.69	-35.36
	2138.04	20.16		1419.51	-39.14
	2055.93	19.08		1452.84	-39.75
	2027.79	17.77		1450.70	-38.65
	2044.77	16.65		1411.58	-40.83
	1985.40	14.17		1400.63	-43.38
	2003.59	13.89		1389.47	-44.91
	2036.79	15.78		1376.04	-45.24
	2003.04	11.90		1360.18	-49.74
	1980.82	10.91		1362.77	-47.77

Schoorsteenmeting

Bijlage 5.IIj

	⊖ amplitude	fase
2.5	1334.54	-50.38
	1344.93	-50.58
	1368.56	-47.87
	1321.58	-51.76
	1332.01	-51.40
	1330.91	-51.25
	1303.20	-53.24
	1294.89	-55.25
	1279.84	-55.44
	1272.02	-57.68
	1295.69	-59.38
	1271.35	-61.38
	1275.91	-63.21
	1263.05	-62.66
	1247.32	-62.96
	1220.34	-66.02
	1220.20	-64.46
	1190.03	-70.97
2.6	1203.50	-68.40
	1210.93	-67.16
	1217.81	-67.86
	1181.91	-69.08
	1187.52	-70.88
	1200.72	-71.55
	1162.19	-72.11
	1129.66	-74.97
	1169.09	-75.33
	1155.20	-75.82
	1143.42	-76.75
	1119.87	-79.19
	1130.00	-77.69
	1123.01	-78.13
	1146.66	-82.18
	1122.18	-81.91
	1113.41	-81.79
	1093.40	-83.33
2.7	1078.28	-85.53
	1073.90	-87.65
	1082.30	-87.19
	1035.11	-89.17
	1062.00	-87.52
	1055.02	-89.62
	1067.99	-92.47
	1054.27	-91.30
	1020.82	-93.43
	1028.12	-94.46
	987.11	-95.23
	967.50	-99.22
	966.57	-94.93
	979.27	-97.45
	979.88	-97.27
	981.21	-95.91
	984.64	-94.19
	912.24	-105.51
	995.41	-100.42
	1002.86	-97.62
	1000.78	-100.19

Verkorte meettabel van de schoorsteenmeting

Bijlage 5.III

θ	amplitude	fase	θ	amplitude	fase
-2.9	.001995	-1.460000	0.0	1.000000	-84.899994
-2.8	.002188	7.370002	0.1	.959401	-70.199997
-2.7	.002512	16.800003	0.2	.943627	-48.800011
-2.6	.002754	30.099995	0.3	.817335	-29.299995
-2.5	.003020	37.599991	0.4	.717794	-13.000002
-2.4	.003162	48.199997	0.5	.629506	.600000
-2.3	.003090	57.199989	0.6	.517607	20.299999
-2.2	.002754	60.900002	0.7	.445656	39.199997
-2.1	.002399	62.800003	0.8	.345144	61.800003
-2.0	.001995	59.800003	0.9	.289734	79.199997
-1.9	.002239	51.000000	1.0	.228034	101.300000
-1.8	.003467	39.299995	1.1	.172187	119.299990
-1.7	.007413	39.900002	1.2	.126474	138.399990
-1.6	.014791	48.500008	1.3	.091201	160.299960
-1.5	.026915	58.999985	1.4	.063096	179.599980
-1.4	.051286	62.900009	1.5	.043652	-158.200010
-1.3	.083176	76.899994	1.6	.034674	-137.000000
-1.2	.133660	87.400009	1.7	.023442	-114.500000
-1.1	.186638	103.000020	1.8	.017783	-92.200012
-1.0	.259418	115.899960	1.9	.013804	-72.000000
-0.9	.340408	128.899990	2.0	.010471	-52.400009
-0.8	.431519	142.899990	2.1	.008913	-29.800003
-0.7	.518800	159.299990	2.2	.005888	-10.600002
-0.6	.591562	176.899990	2.3	.004571	11.400000
-0.5	.686436	-167.299960	2.4	.003802	28.700008
-0.4	.771613	-150.600010	2.5	.002754	50.399986
-0.3	.830616	-128.799990	2.6	.002239	68.399994
-0.2	.912431	-113.700000	2.7	.001778	85.500000
-0.1	.956754	-97.500015	2.8	.001549	100.399990

```

FTN77                                     !<830401.1229>!
*****
*
*
*   STRALINGSDIAGRAM
*
*   TH-DELFT / INF. TRANSM. LAB. / AAD VAN DER KROGT / <830401.1229>
*****
*
*   DIT PROGRAMMA BEREKENT HET STRALINGSDIAGRAM VAN EEN ANTENNE MET
*   EEN RECHTHOEKIGE OF RONDE APERTUUR EN MET DAARBIJ EEN UNIFORME
*   OF EEN COSINUSVORMIGE BELICHTINGSFUNCTIE.
*
*   TEVENS KAN HET GAUSSISCHVORMIGE BENADERDE STRALINGSDIAGRAM VAN
*   DARR BEREKENT WORDEN MET HET THEORETISCH BEREKENDE FASEDIGRAM.
*
*   DE BEREKENDE RESULTATEN KUNNEN IN EEN FILE WORDEN WEGGESCHREVEN
*****
*
*
*FILES(1,1)
  PROGRAM STRDG
*
***** DECLARATIES *****
  COMMON MSIZE,PI
  COMPLEX M(1200),ONT
  CHARACTER*32 FLNM
  CHARACTER ANTW(1)
  REAL PI,MS,FS
  INTEGER MSIZE
  INTEGER*2 BUFFERSIZE,NBUFBYT
  PARAMETER (BUFFERSIZE=40,NBUFBYT=4800)
  INTEGER*2 DCB(16+128*BUFFERSIZE),BUFFER(NBUFBYT),ERROR
  EQUIVALENCE(BUFFER,M)
*
***** INITIALISATIES *****
  MSIZE=1200
  PI=3.14159265
  WRITE(1,('AANTAL MATRIX ELEMENTEN ?_'))
  READ ('(I4)',NM)
  DO I=1,NM
    M(I)=CMPLX(0.,0.)
  END DO
*
***** MENU *****
111 WRITE(1,('(A)') 'STR.KAR. VERSCHUIVEN PULS   =1'
    WRITE(1,('(A)') 'STR.KAR. KWADRATEREN       =2'
    WRITE(1,('(A)') 'WRITE STR.KAR.           =3'
    WRITE(1,('(A)') 'RECHTH. UNIFORM          =4'
    WRITE(1,('(A)') 'RECHTH. COS             =5'
    WRITE(1,('(A)') 'ROND UNIFORM           =6'
    WRITE(1,('(A)') 'ROND COS              =7'
    WRITE(1,('(A)') 'GAUSSISCHE BEN          =8'
    WRITE(1,('(A)') 'STOP                    =-1'
    WRITE(1,('OPDRACHTNR. ?_'))
    READ ('(I3)',IANTW)
    GOTO(9999,111,1100,1150,2000,1200,1250,1300,1350,1700),IANTW+2
    GOTO 111
*

```

***** VERSCHUIVEN STRALINGSKARAKTERISTIEK *****

```
1100 DO I=NM/2,1,-1
      M(I+NM/4)=M(I)
      END DO
      DO I=1,NM/4
      M(I)=CMPLX(0.,0.)
      END DO
      DO I=NM*3/4+1,NM
      M(I)=CMPLX(0.,0.)
      END DO
      GOTO 111
```

*

***** STRALINGSKARAKTERISTIEK KWADRATEREN: M(I)=M(I)*M(I) *****

```
1150 DO I=1,NM
      M(I)=M(I)*M(I)
      END DO
      GOTO 111
```

*

* STRALINGSDIAGRAM BEREKENINGEN

***** APERTUUR: RECHTHOEKIG, BELICHTING: UNIFORM *****

```
1200 DO I=1,NM/2
      IF (I .EQ. NM/4) THEN
      M(I)=CMPLX(1.,0.)
      ELSE
      MS=5*PI*SIN((I-NM/4)*PI*2/NM)
      M(I)=CMPLX((SIN(MS)/MS)**2,0.)
      ENDIF
      END DO
      GOTO 111
```

*

***** APERTUUR: RECHTHOEKIG, BELICHTING: COS *****

```
1250 DO I=1,NM/2
      MS=5*PI*SIN((I-NM/4)*PI*2/NM)
      IF ((MS .NE. PI/2) .AND. (MS .NE. -PI/2)) THEN
      M(I)=PI/4*CMPLX((SIN(MS+PI/2)/(MS+PI/2)+
&SIN(MS-PI/2)/(MS-PI/2))**2,0.)
      ELSE
      M(I)=CMPLX(PI/4,0.)
      ENDIF
      END DO
      GOTO 111
```

*

***** APERTUUR: ROND, BELICHTING: UNIFORM *****

```
1300 DO I=NM/4,NM/2-1
      G=0.
      C=5.*PI/1000.*SIN((I-NM/4)*PI*2/NM)
      DO J=1,1000
      G=G+BSSLJ0(C*J)*J/1000.
      END DO
      WRITE (1,'(F10.5)') G
      M(I)=CMPLX(G*G,0.)
      M(NM/2-I)=CMPLX(G*G,0.)
      END DO
      GOTO 111
```

*

***** APERTUUR: ROND, BELICHTING: COS *****

```
1350 DO I=NM/4,NM/2-1
```

```

G=0.
C=5.*PI/1000.*SIN((I-NM/4)*PI*2/NM)
DO J=1,1000
G=G+COS(PI*J/2000.)*BSSLJ0(C*J)*J/1000.
END DO
WRITE (1, '(F10.5)') G
M(I)=CMPLX(G*G,0.)
M(NM/2-I)=CMPLX(G*G,0.)
END DO
GOTO 111

*
***** GAUSSISCHE BENADERING *****
1700 DO I=1,NM
M(I)=EXP(-1.31*(((I-300)/10.)*2.))*
&CEXP(CMPLX(0.,182.*(I-300)/10.*PI/180.))*
&CEXP(CMPLX(0.,151.*(((I-300)/10.*PI/180.)*2.)))
END DO
GOTO 111

*
***** WRITE FILE *****
2000 WRITE(1, '( "WRITE FILENAAM ?_") ')
READ(1,*) FLNM
CALL FMPIERARCHNAME(FLNM)
CALL FMPOPEN(DCB,ERROR,FLNM,'WC',BUFFERSIZE)
IF (ERROR .LT. 0) GOTO 2099
CALL FMPWRITE(DCB,ERROR,BUFFER,NBUFBYT)
IF (ERROR .LT. 0) GOTO 2099
CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
IF (ERROR .LT. 0) CALL FMREPORTERROR(ERROR,FLNM)
GOTO 111
2099 CALL FMREPORTERROR(ERROR,FLNM)
CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
IF (ERROR .LT. 0) CALL FMREPORTERROR(ERROR,FLNM)
GOTO 111

***** EINDE WRITE FILE *****
*
9999 END
*
***** FUNCTION BESSELFUNCTIE J0 *****
REAL FUNCTION BSSLJ0(X)
COMMON MN,PI
IF (ABS(X) .LT. 3.) THEN
Y=X/3.
BSSLJ0=1-2.2499997*Y*Y+1.2656208*Y**4-.3163866*Y**6+
&.0444479*Y**8-.0039444*Y**10+.00021*Y**12
ELSE
Y=3./X
F0=.79788456-.00000077*Y-.0055274*Y*Y-.00009512*Y**3+
&.00137237*Y**4-.00072805*Y**5+.00014476*Y**6
T0=X-.78539816-.04166397*Y-.00003954*Y*Y+.00262573*Y**3-
&.00054125*Y**4-.00029333*Y**5+.00013558*Y**6
T0=AMOD(T0,2*PI)
BSSLJ0=F0*COS(T0)/SQRT(X)
ENDIF
RETURN
END

***** EINDE PROGRAMMA *****

```


FTN77

!<830401.1313>!

```

*****
*
*
*   ANTENNE FASE
*
*   TH-DELFT / INF. TRANSM. LAB. / AAD VAN DER KROGT / <830401.1313>
*****
*
*   FASEDIAGRAM (FASE ALS FUNCTIE VAN DE AZIMUTHHOEK) BEREKENING VAN
*   DARR OP BASIS VAN DE ANTENNE CONSTRUCTIE AFMETINGEN A,B,C EN D.
*
*   NA INVOER VAN DE GOLFLENGTE LAMBDA, OBJECT AFSTAND, AANTAL TE
*   BEREKENEN WAARDEN EN INCREMENTELE AZIMUTHHOEKGROOTTE KAN HET
*   FASEDIAGRAM IN TABELVORM BEREKEND WORDEN. DAARNA KAN HET DIAGRAM
*   GEPLIT WORDEN.
*****
*
*   PROGRAM FASEP
*
***** DECLARATIES *****
DOUBLE PRECISION A,B,BC,C,D,LD,HB,HA,HI,R,RO,RZ
DOUBLE PRECISION WL,WLO,WL1,DWL,FASE,DFASE,F(100),DF(100)
REAL M(100)
REAL XMIN,XMAX,XINC,YMIN,YMAX,YINC
INTEGER HS
*
***** INITIALISATIES *****
PI=3.14159265
A=1.424
B=3.352
C=2.877
D=.390
WL1=0.0
HB=ATAN(D/C)*180/PI
10  WRITE(1,('("LU PRINTDEVICE (1=VD, 6=PR) ?_")'))
    READ '(I3)',LU
    IF (LU .NE. 1 .AND. LU .NE. 6) GOTO 10
20  WRITE(1,('("LU PLOTDEVICE (1=VD 7/101=PL) ?_")'))
    READ '(I4)',LUPD
    IF (LUPD .NE. 1 .AND. LUPD .NE. 7 .AND. LUPD .NE. 101) GOTO 20
    IACT=1
    IF(LUPD .EQ. 1) ID=1
    IF ((LUPD .EQ. 7) .OR. (LUPD .EQ. 101)) ID=2
*
***** MENU *****
100  WRITE(1,('A')) ' 1= INVOER LAMBDA '
    WRITE(1,('A')) ' 2= INVOER OBJECT AFSTAND '
    WRITE(1,('A')) ' 3= INVOER INCREMENTELE HOEK EN AANTAL '
    WRITE(1,('A')) ' 4= BEREKENEN DELTA PHI '
    WRITE(1,('A')) ' 5= PLOTTEN '
    WRITE(1,('A')) ' 6= WIJZIGEN A '
    WRITE(1,('A')) ' 7= WIJZIGEN B '
    WRITE(1,('A')) ' 8= WIJZIGEN C '
    WRITE(1,('A')) ' 9= WIJZIGEN D '
    WRITE(1,('A')) ' 10= HER-INIT '
    WRITE(1,('A')) '-1= STOP '
    WRITE(1,('("OPDRACHTNR. (0=MENU) ?_")'))
    READ '(I3)',IANTW

```

```

GOTO(9999,100,200,300,400,500,700,800,810,820,830,10),IANTW+2
GOTO 100
*
***** INVOER LAMBDA *****
200  WRITE(1,'("LAMBDA IN METERS ?_")')
     READ (1,*) LD
     GOTO 100
*
***** INVOER OBJECT AFSTAND *****
300  WRITE(1,'("OBJECT AFSTAND IN METERS ?_")')
     READ (1,*) R
     GOTO 100
*
***** INVOER INCREMENTELE HOEK EN AANTAL *****
400  WRITE(1,'("INCREMENTELE HOEK IN GRADEN ?_")')
     READ (1,*) HI
     WRITE(1,'("AANTAL HOEK-STAPPEN ?_")')
     READ (1,*) HS
     GOTO 100
*
***** BEREKENING *****
500  DO N=1,100
     F(N)=0
     DF(N)=0
     END DO
     WRITE(LU,'("1LAMBDA      =_")')
     WRITE(LU,505) LD
     WRITE(LU,'(" OBJECT AFSTAND =_")')
     WRITE(LU,505) R
     WRITE(LU,'(" AFMETING A      =_")')
     WRITE(LU,505) A
     WRITE(LU,'(" AFMETING B      =_")')
     WRITE(LU,505) B
     WRITE(LU,'(" AFMETING C      =_")')
     WRITE(LU,505) C
     WRITE(LU,'(" AFMETING D      =_")')
     WRITE(LU,505) D
505  FORMAT(1X,F12.6)
     WRITE(LU,'(" ")')
     WRITE(LU,'("      THETA      R-ZENDER      R-ONTV      _")')
     WRITE(LU,'("      (RZ+RO)/L      FASE      _")')
     WRITE(LU,'(" DELTA-FASE ")')
     WRITE(LU,'("      IN GR      IN M      IN M      _")')
     WRITE(LU,'("      TOV 0 GR      IN GR      _")')
     WRITE(LU,'(" IN GR      ")')
     BS=B*SIN(32.9*PI/180)
     BC=B*COS(32.9*PI/180)
     RZ=-DSQRT(D*D+C*C)*DCOS(HB*PI/180)+DSQRT(R*R+(D*D+C*C)*
&(DCOS(HB*PI/180)**2-1))
     RO=DSQRT((A+RZ)**2+BS*BS+BC*BC)
     WLO=(RZ+RO)/LD
     DO N=1,HS
     HA=(N-INT((HS+1)/2))*HI
     RZ=-DSQRT(D*D+C*C)*DCOS((HA+HB)*PI/180)+DSQRT(R*R+(D*D+C*C)*
&(DCOS((HA+HB)*PI/180)**2-1))
     RO=DSQRT((A+RZ*DCOS(HA*PI/180))**2+(BS+RZ*DSIN(HA*PI/180))**2+
&BC*BC)
     WL=(RZ+RO)/LD-WLO
     DWL=DABS(WL-WL1)*360
     WL1=WL

```

```

FASE=WL*360
DFASE=FASE-HA*180
F(N)=FASE
DF(N)=DFASE
WRITE(LU,510) HA,RZ,RO,WL,FASE,DFASE
510  FORMAT(1X,F8.3,2X,F8.3,2X,F8.3,1X,F8.3,7X,F8.3,1X,F8.3)
      END DO
      GOTO 100

*
*
***** PLOT *****
700  WRITE(1,('PENNUMMER ?_'))
      READ '(I4)',IPEN
      WRITE(1,('LIJNTYPE ?_'))
      READ '(I4)',ILIJN
      WRITE(1,('MINIMALE X-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) XMIN
      WRITE(1,('MAXIMALE X-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) XMAX
      WRITE(1,('INCREMENTELE X-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) XINC
      WRITE(1,('MINIMALE Y-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) YMIN
      WRITE(1,('MAXIMALE Y-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) YMAX
      WRITE(1,('INCREMENTELE Y-AS WAARDE ?_'))
      READ (1,*) YINC
710  WRITE(1,('FASE OF DELTAFASE PLOTTEN (0/1) ?_'))
      READ (1,*) IANTW
      IF ((IANTW .NE. 0) .AND. (IANTW .NE. 1)) GOTO 710
      IF (IANTW .EQ. 0) THEN
          DO I=1,HS
              M(I)=SNGL(F(I))
          END DO
      ELSE
          DO I=1,HS
              M(I)=SNGL(DF(I))
          END DO
      ENDIF
      CALL PLTRIJ(M,HS,LUPD,LU,ID,IACT,IPEN,ILIJN,XMIN,XMAX,XINC,
&YMIN,YMAX,YINC,SNGL(HI))
      GOTO 100

*
***** WIJZIGEN A,B,C,D *****
800  WRITE (1,('NIEUWE A WAARDE ?_'))
      READ (1,*) A
      GOTO 100

*
810  WRITE (1,('NIEUWE B WAARDE ?_'))
      READ (1,*) B
      GOTO 100

*
820  WRITE (1,('NIEUWE C WAARDE ?_'))
      READ (1,*) C
      GOTO 100

*
830  WRITE (1,('NIEUWE D WAARDE ?_'))
      READ (1,*) D
      GOTO 100

*

```

9999 END

***** EINDE HOOFDPROGRAMMA *****
*

* PLOTRIJ *

*

SUBROUTINE PLTRIJ(A,N,LUPL,LU,ID,IAC,IPEN,ILIJN,XMIN,XMAX,XINC,
&YMIN,YMAX,YINC,HI)

REAL A(100)

REAL XMIN,XMAX,XINC,YMIN,YMAX,YINC

*

CALL PLOTR(LUPL, ID, IAC, 1)

CALL PENSE(IPEN)

CALL LINE(ILIJN)

CALL LOCAT(10.,90.,20.,80.)

CALL SCALE(XMIN,XMAX,YMIN,YMAX)

CALL LXAX(XINC,XMIN,0.)

CALL LYAX(YINC,0.,YMIN)

CALL MOVE(XMIN,A(1))

DO I=1,N

CALL DRAW((I-1)*HI+XMIN,A(I))

END DO

CALL MOVE(0.,0.)

CALL PLOTR(LUPL, ID, 0, 2)

RETURN

END

***** EINDE PLOTRIJROUTINE *****

FTN77

!(8100401.1206)!

```

*****
*
*   TOTALE SIMULATIE VAN EEN SCAN   (COMPLEX)
*
*   TH-DELFT / INFM. TRANSM. LAB. / AAD VAN DER KROGT / (830401.1347)
*****
*
*   DIT PROGRAMMA HEEFT TOT TAAK ALLE BEWERKINGEN EN BEREKENINGEN VAN
*   EEN RONDZOEKRADAR UIT TE VOEREN. DE SIGNALLEN, KARAKTERISTIEKEN EN
*   COEFFICIENTEN WORDEN D.M.V. RIJEN GEREPRSEENTEERD MET EEN MAXIMALE
*   AANTAL ELEMENTEN VAN 600. DE NAMEN VAN DE GEBRUIKTE RIJEN LUIDEN
*   ALS VOLGT:  OBJ      OBJECTSIGNAL (REFLECTIECOEFFICIENTEN)
*                H       ANTENNE STRALINGSDIAGRAM
*                ONT      ONTVANGEN SIGNAL
*                HI       FILTERCOEFFICIENTEN
*                FIL      GEFILTERD SIGNAL (IN RESOLUTIE VERBETERD SIGNAL
*                DFTM     RIJ TE VULLEN DOOR DE DISCRETE FOURIER TRANS-
*                          FORMATIE OP EEN ANDERE RIJ TOE TE PASSEN.
*
*   VOOR BEREKENINGEN EN BEWERKINGEN ZIE MENU'S
*****
*
*

```

\$EMA /MATM/

\$MSEG 0

\$FILES(1,1)

PROGRAM CTSCAN1200

*

***** DECLARATIES *****

COMMON MSIZE,PI

COMPLEX M(6,1200),MT

COMMON /MATM/M

CHARACTER*32 FLNM

CHARACTER ANTW(1)

REAL PI

INTEGER MSIZE

INTEGER*2 BUFFERSIZE,NBUFBYT

PARAMETER(BUFFERSIZE=40,NBUFBYT=4800)

INTEGER*2 DCB(16+128*BUFFERSIZE),BUFFER(NBUFBYT),ERROR

COMPLEX CBUFFER(1200)

EQUIVALENCE(BUFFER,CBUFFER)

*

***** INITIALISATIES *****

MSIZE=1200

PI=3.14159265

DO I=1,6

DO J=1,MSIZE

M(I,J)=CMPLX(0.0,0.0)

END DO

END DO

50 WRITE(1,('("LU PRINTDEVICE (1=VD 6=PR) ?_")'))

READ '(I4)',LUP

IF (LUP .NE. 1 .AND. LUP .NE. 6) GOTO 50

55 WRITE(1,('("LU PLOTDEVICE (1=VD 7/101=PL) ?_")'))

READ '(I4)',LUPD

IF (LUPD .NE. 1 .AND. LUPD .NE. 7 .AND. LUPD .NE. 101) GOTO 55

IACT=1

```

IF(LUPD .EQ. 1) ID=1
IF((LUPD .EQ. 7) .OR. (LUPD .EQ. 101)) ID=2
WRITE(1,'("AANTAL MATRIX-ELEMENTEN ?_")')
READ '(I4)',NM

```

*

***** HOOFD-MENU *****

```

100 WRITE(1,'(A)') 'INVOER           =1 /
WRITE(1,'(A)') 'READ FILE         =2 /
WRITE(1,'(A)') 'BEWERKINGEN       =3 /
WRITE(1,'(A)') '(I)DFT             =4 /
WRITE(1,'(A)') 'COS2-VENSTER       =5 /
WRITE(1,'(A)') 'RIJ=1/RIJ          =6 /
WRITE(1,'(A)') 'FASE CORR          =7 /
WRITE(1,'(A)') 'VERSCH. OPT        =8 /
WRITE(1,'(A)') 'PRINT              =9 /
WRITE(1,'(A)') 'PLOT               =10 /
WRITE(1,'(A)') 'WRITE FILE         =11 /
WRITE(1,'(A)') 'HER-INIT           =12 /
WRITE(1,'(A)') 'STOP              =-1 /

111 WRITE(1,'("OPDRACHTNR. (0=MENU) ?_")')
READ '(I4)', IANTW
GOTO(9999,100,200,200,300,200,200,200,200,200,200,200,200,200,50),
&IANTW+2
GOTO 100

```

*

***** INPUT/OUTPUT-MENU *****

```

200 WRITE(1,'(A)') 'HOOFD-MENU           =0 /
WRITE(1,'(A)') 'H                   =1 /
WRITE(1,'(A)') 'HI                   =2 /
WRITE(1,'(A)') 'OBJ                   =3 /
WRITE(1,'(A)') 'ONT                   =4 /
WRITE(1,'(A)') 'FIL                   =5 /
WRITE(1,'(A)') 'DFTM                  =6 /

IF (IANTW .EQ. 1) WRITE(1,'(A)') 'INVOER _ /
IF (IANTW .EQ. 2) WRITE(1,'(A)') 'READ-FILE _ /
IF (IANTW .EQ. 4) WRITE(1,'(A)') '(I)DFT _ /
IF (IANTW .EQ. 5) WRITE(1,'(A)') 'COS2-VENSTER _ /
IF (IANTW .EQ. 6) WRITE(1,'(A)') 'RIJ=1/RIJ _ /
IF (IANTW .EQ. 7) WRITE(1,'(A)') 'FASE CORR _ /
IF (IANTW .EQ. 8) WRITE(1,'(A)') 'VERSCH OPT _ /
IF (IANTW .EQ. 9) WRITE(1,'(A)') 'PRINT _ /
IF (IANTW .EQ.10) WRITE(1,'(A)') 'PLOT _ /
IF (IANTW .EQ.11) WRITE(1,'(A)') 'WRITE-FILE _ /

WRITE(1,'("OPDRACHTNR ?_")')
READ '(I4)',MNR
IF (MNR .LE. 0) GOTO 100
GOTO(1100,1200,300,1700,2900,3100,3000,3050,1400,1500,1600), IANTW
GOTO 100

```

*

***** BEWERKINGS-MENU *****

```

300 WRITE(1,'(A)') 'HOOFD-MENU           =0 /
WRITE(1,'(A)') '*** TIJD DOMIEN *** /
WRITE(1,'(A)') 'HI                   =1 /
WRITE(1,'(A)') 'ONT=H *OBJ           =2 /
WRITE(1,'(A)') 'FIL=HI*ONT           =3 /
WRITE(1,'(A)') '*** FOURIER DOMEIN *** /
WRITE(1,'(A)') 'HI                   =4 /
WRITE(1,'(A)') 'ONT=H .OBJ           =5 /
WRITE(1,'(A)') 'FIL=HI .ONT           =6 /

400 WRITE(1,'("BEWERKINGS-OPDRACHTNR. ?_")')

```

```

DO I=NLI,NRE
M(MNR,I)=M(MNR,I)*((COS(PI*(I-INT((NRE+NLI)/2)))/(NRE-NLI)))**2)
END DO
DO I=NRE,NM
M(MNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)
END DO
GOTO 111
***** EINDE COS2-VENSTER *****
*
***** FASE CORRECTIE *****
3000 WRITE(1,('FASE FAKTOR ?_'))
READ(1,*) FF
DO I=0,INT((NM+1)/2)-1
M(MNR,NM/2-I)=M(MNR,NM/2-I)*CEXP(CMPLX(0,-I*FF*PI/180))
M(MNR,NM/2+I)=M(MNR,NM/2+I)*CEXP(CMPLX(0,I*FF*PI/180))
END DO
GOTO 111
***** EINDE FASE CORRECTIE *****
*
***** VERSCHOVEN OPTELLEN *****
3050 WRITE(1,('HOEVEEL SAMPLES VERSCHUIVEN ?_'))
READ(1,*) NV
DO I=1,NM
J=I+NV
DO WHILE (J .GT. NM)
J=J-NM
END DO
DO WHILE (J .LT. 1)
J=J+NM
END DO
M(6,I)=M(MNR,I)+M(MNR,J)
END DO
DO I=1,NM
M(MNR,I)=M(6,I)
END DO
GOTO 111
***** EINDE VERSCHOVEN OPTELLEN *****
*
***** RIJ=1/RIJ *****
3100 CALL RECIP(MNR,NM)
GOTO 111
***** EINDE RIJ=1/RIJ *****
*
9999 END
***** EINDE HOOFDPROGRAMMA *****
*
***** RIJ VULLEN *****
$EMA /MATM/
$MSEG 0
SUBROUTINE RIJVUL(NNR,NK)
COMMON MSIZE,PI
COMPLEX M(6,1200)
COMMON /MATM/M
REAL ABSW,ARGW
CHARACTER ANTW(1)
*
10 WRITE(1,('RIJ OP 0 ZETTEN (J/N) ?_'))

```

```

      READ '(I4)', IANTW
      GOTO(100,2100,2500,2800,2150,2550,2850)
&, IANTW+1
      GOTO 400
*
***** INVOER *****
1100  CALL RIJVUL(MNR,NM)
      GOTO 111
***** EINDE INVOER *****
*
***** READ FILE *****
1200  WRITE(1,'("READ FILENAAM ?_")')
      READ(1,*) FLNM
      CALL FMPIERARCHNAME(FLNM)
      CALL FMPOPEN(DCB,ERROR,FLNM,'RO',BUFFERSIZE)
      IF (ERROR .LT. 0) GOTO 1299
      CALL FMPREAD(DCB,ERROR,BUFFER,NBUFBYT)
      IF (ERROR .LT. 0) GOTO 1299
      DO I=1,MSIZE
        M(MNR,I)=CBUFFER(I)
      END DO
      CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
      IF (ERROR .LT. 0) CALL FMPREPORTERROR(ERROR,FLNM)
      GOTO 111
1299  CALL FMPREPORTERROR(ERROR,FLNM)
      CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
      IF (ERROR .LT. 0) CALL FMPREPORTERROR(ERROR,FLNM)
      GOTO 111
***** EINDE READ FILE *****

***** PRINT *****
1400  WRITE(1,'("RECHTER PRINTGRENS ?_")')
      READ(1,*) NRP
      WRITE(1,'("LINKER PRINTGRENS ?_")')
      READ(1,*) NLP
      IF((NRP.LT.0) .OR. (NRP.GT.NLP) .OR. (NLP.GT.NM)) GOTO 1400
      CALL RIJPRT(MNR,NRP,NLP,LUP)
      GOTO 111
***** EINDE PRINT *****
*
***** PLOT *****
1500  CALL RIJPLT(MNR,NM,LUPD,LU,ID,IACT)
      GOTO 111
***** EINDE PLOT *****
*
***** WRITE FILE *****
1600  WRITE(1,'("WRITE FILENAAM ?_")')
      READ(1,*) FLNM
      CALL FMPIERARCHNAME(FLNM)
      CALL FMPOPEN(DCB,ERROR,FLNM,'WC',BUFFERSIZE)
      IF (ERROR .LT. 0) GOTO 1699
      DO I=1,MSIZE
        CBUFFER(I)=M(MNR,I)
      END DO
      CALL FMPWRITE(DCB,ERROR,BUFFER,NBUFBYT)
      IF (ERROR .LT. 0) GOTO 1699
      CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
      IF (ERROR .LT. 0) CALL FMPREPORTERROR(ERROR,FLNM)
      GOTO 111
1699  CALL FMPREPORTERROR(ERROR,FLNM)

```



```

CALL FMPCLOSE(DCB,ERROR)
IF (ERROR .LT. 0) CALL FMREPORTERROR(ERROR,FLNM)
GOTO 111
***** EINDE WRITE FILE *****
*
***** BEREKENING DFT *****
1700 WRITE(1,('DFT OF INVERSE DFT (1/-1) ?_'))
      READ '(I4)',INV
      WRITE(1,('HOEVEEL SAMPLES VERSCHUIVEN ?_'))
      READ '(I4)',NV
      CALL DFT(MNR,6,NM,NV,INV)
      GOTO 111
*
***** INVERTEREN H --> HI *****
2100 CALL DFT(1,2,NM,0,1)
      CALL RECIP(2,NM)
      CALL DFT(2,2,NM,0,-1)
      GOTO 111
***** EINDE H INVERTEREN *****
*
***** INVERTEREN H --> HI (DFT DOMEIN) *****
2150 DO I=1,NM
      M(2,I)=M(1,I)
      END DO
      CALL RECIP(2,NM)
      GOTO 111
***** EINDE H INVERTEREN
*
***** ONT=H*OBJ *****
2500 CALL RRCONV(1,3,4,NM)
      GOTO 111
***** EINDE ONT=H*OBJ *****
*
***** ONT=H.OBJ *****
2550 DO I=1,NM
      M(4,I)=M(1,I)*M(3,I)
      END DO
      GOTO 111
***** EINDE ONT=H.OBJ *****
*
***** FIL=HI*ONT *****
2800 CALL RRCONV(2,4,5,NM)
      GOTO 111
***** EINDE FIL=HI*ONT *****
*
***** FIL=HI.ONT *****
2850 DO I=1,NM
      M(5,I)=M(2,I)*M(4,I)
      END DO
      GOTO 111
***** EINDE FIL=HI.ONT *****
*
***** COS2-VENSTER *****
2900 WRITE(1,('LINKERGRENS ?_'))
      READ(1,*) NLI
      WRITE(1,('RECHTERGRENS ?_'))
      READ(1,*) NRE
      DO I=1,NLI
      M(MNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)
      END DO

```

```

READ(1,'(A)') ANTW
IF (ANTW .EQ. 'N') GOTO 20
IF (ANTW .NE. 'J') GOTO 10
DO I=1,MSIZE
M(NNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)
END DO
20  WRITE(1,'("ELEMENT = _")')
READ(1,'(I4)') IE
IF (IE .EQ. -1) GOTO 111
WRITE(1,'("ABS-WAARDE = _")')
READ *,ABSW
ABSW=10.**(-ABSW/10.)
WRITE(1,'("ARG-WAARDE = _")')
READ *,ARGW
M(NNR,IE)=CMPLX(ABSW*COS(ARGW*PI/180),
&ABSW*SIN(ARGW*PI/180))
WRITE(1,'(F12.6,F12.6)') REAL(M(NNR,IE)),AIMAG(M(NNR,IE))
CALL ARGM(REAL(M(NNR,IE)),AIMAG(M(NNR,IE)),ARG)
WRITE(1,'(F12.6,F12.6)') CABS(M(NNR,IE)),ARG
GOTO 20
111  RETURN
END
***** EINDE RIJ VUL ROUTINE *****
*
*
*****
*   PRINT RIJ UITVOER
*****
$EMA /MATM/
$MSEG 0
SUBROUTINE RIJPRT(NNR,NRP,NLP,LUP)
COMMON MSIZE,PI
COMPLEX M(6,1200)
COMMON /MATM/M
*
WRITE(LUP,'(A)') ' '
IF (NNR .EQ. 1) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX H:'
IF (NNR .EQ. 2) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX HI:'
IF (NNR .EQ. 3) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX OBJ:'
IF (NNR .EQ. 4) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX ONT:'
IF (NNR .EQ. 5) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX FIL:'
IF (NNR .EQ. 6) WRITE(LUP,'(A)') ' MATRIX DFT:'
DO J=NRP,NLP
CALL ARGM(REAL(M(NNR,J)),AIMAG(M(NNR,J)),ARG)
WRITE(LUP,10) J,CABS(M(NNR,J)),ARG
10  FORMAT (1X,I4,3X,F12.6,1X,F12.6,2X)
END DO
RETURN
END
***** EINDE WRITE RIJ ROUTINE *****
*
*
*****
*   PLOT RIJ UITVOER
*****
$EMA /MATM/
$MSEG 0
SUBROUTINE RIJPLT(NNR,NM,LUPD,LU,ID,IACI)
COMMON MSIZE,PI
COMPLEX M(6,1200)

```

```

COMMON /MATM/M
CHARACTER ANTW(1)
REAL A(1200)

*
WRITE(1,('PENNUMMER ?_'))
READ '(I4)',IPEN
5 WRITE(1,('LINKERPLOTGRENS ?_'))
READ '(I4)',ILPG
IF ((ILPG .LT. 1) .OR. (ILPG .GT. MSIZE)) GOTO 5
6 WRITE(1,('RECHTERPLOTGRENS ?_'))
READ '(I4)',IRPG
IF (IRPG .LT. ILPG) GOTO 5
IF (IRPG .GT. MSIZE) GOTO 6
NA=IRPG+1-ILPG
DO I=ILPG,IRPG
A(I+1-ILPG)=CABS(M(NNR,I))
END DO
CALL SCALA(A,NA,AMIN,AINC,AMAX)
10 WRITE(1,('LOG OF LIN SCHAAL (G/N)?_'))
READ (1, '(A)') ANTW
IF ((ANTW .NE. 'G') .AND. (ANTW .NE. 'N')) GOTO 10
IF (ANTW .EQ. 'G') THEN
WRITE(1,('ONDERGRENS IN DBS ?_'))
READ(1,*) FDB
CALL MAXARRAY(A,NA,AMAX)
DO I=1,NA
IF (A(I)/AMAX .LT. (10*(-FDB/10))) THEN
A(I)=-FDB
ELSE
A(I)=10*ALOG10(A(I)/AMAX)
END IF
END DO
AMAX=0.
AMIN=-FDB
AINC=FDB/4.
ELSE
CALL SCALA(A,NA,AMIN,AINC,AMAX)
ENDIF
20 WRITE(1,('OMHULLENDE ABS PLOTTEN (J/N)?_'))
READ (1, '(A)') ANTW
IF ((ANTW .NE. 'J') .AND. (ANTW .NE. 'N')) GOTO 20
IF (ANTW .EQ. 'J') THEN
IOMH=1
ELSE
IOMH=0
ENDIF
CALL PLTRIJ(A,NA,LUPD,LU,ID,IAC,IPEN,10.,90.,60.,90.,
&AMIN,AINC,AMAX,IOMH)
30 WRITE(1,('OMHULLENDE ARG PLOTTEN (J/N)?_'))
READ (1, '(A)') ANTW
IF ((ANTW .NE. 'J') .AND. (ANTW .NE. 'N')) GOTO 30
IF (ANTW .EQ. 'J') THEN
IOMH=1
ELSE
IOMH=0
ENDIF
DO I=ILPG,IRPG
CALL ARGM(REAL(M(NNR,I)),AIMAG(M(NNR,I)),ARG)
A(I+1-ILPG)=ARG
END DO

```

```

CALL PLTRIJ(A,NA,LUPD,LU,ID,IAC,IPEN,10.,90.,10.,40.,
&-180.,90.,180.,IOMH)
RETURN
END

```

```

***** EINDE PLOT RIJ UITVOER ROUTINE *****

```

```

*
*
*****
* PLOT RIJ
*****

```

```

SUBROUTINE PLTRIJ(A,N,LUPL,LU,ID,IAC,IPEN,X1,X2,Y1,Y2,
&AMIN,AINC,AMAX,IOMH)
COMMON MSIZE,PI
REAL A(1200),X1,X2,Y1,Y2

```

```

*
CALL PLOTR(LUPL,ID,IAC,1)
CALL PENSE(IPEN)
CALL LOCAT(X1,X2,Y1,Y2)
IF (AMIN .GT. 0.0) AMIN=0.0
CALL SCALE(0.,FLOAT(N),AMIN,AMAX)
CALL LXAX(REAL(INT(N/12)),0.,0.)
CALL LYAX(AINC,0.,AMIN)
CALL MOVE(0.,0.)
DELTA=(AMAX-AMIN)/500
IF (IOMH .EQ. 0) THEN
  DO 100,I=1,N
    IF (ABS(A(I)) .LT. DELTA) GOTO 100
    CALL MOVE(FLOAT(I),0.)
    100 CONTINUE
    CALL DRAW(FLOAT(I),A(I))
  ELSE
    CALL MOVE(1.,A(1))
    DO I=1,N
      CALL DRAW(FLOAT(I),A(I))
    END DO
    CALL MOVE(0.,0.)
  ENDIF
CALL PLOTR(LUPL,ID,0,2)
RETURN
END

```

```

***** EINDE PLOTRIJ ROUTINE *****

```

```

*
*
*****
* RIJ-RIJ CONVOLUTIE
*****

```

```

$EMA /MATM/
$MSEG 0

```

```

SUBROUTINE RRCONV(NNR1,NNR2,NNR3,NM)
COMPLEX M(6,1200)
COMMON /MATM/M
*
DO I=0,NM-1
L=I+INT((NM+1)/2)
IF (L .GT. NM) L=L-NM
M(NNR3,L)=CMPLX(0.0,0.0)
DO J=1,NM
K=J-I
IF (K .LE. 0) K=K+NM
M(NNR3,L)=M(NNR3,L)+M(NNR1,K)*M(NNR2,J)

```

```

END DO
END DO
RETURN
END

```

```

***** EINDE RIJ-RIJ CONVOLUTIE ROUTINE *****

```

```

*
*

```

```

*****
*      DFT
*****

```

```

$EMA /MATM/

```

```

$MSEG 0

```

```

SUBROUTINE DFT(MNR1,MNR2,NM,NV,INV)
COMMON MSIZE,PI

```

```

COMPLEX M(6,1200)

```

```

COMMON /MATM/M

```

```

*

```

```

DO K=0,NM-1

```

```

W=-INV*2*PI*K/NM

```

```

L=K+INT((NM+1)/2)

```

```

IF (L .GT. NM) L=L-NM

```

```

M(6,L)=CMPLX(0.0,0.0)

```

```

DO N=0,NM-1

```

```

J=N+INT((NM+1)/2)+NV

```

```

DO WHILE (J .GT. NM)

```

```

J=J-NM

```

```

END DO

```

```

DO WHILE (J .LT. 1)

```

```

J=J+NM

```

```

END DO

```

```

M(6,L)=M(6,L)+M(MNR1,J)*

```

```

&CEXP(CMPLX(.0,(W*N)))

```

```

END DO

```

```

END DO

```

```

IF (INV .EQ. -1) THEN

```

```

DO I=1,NM

```

```

M(6,I)=M(6,I)/NM

```

```

END DO

```

```

ELSE

```

```

ENDIF

```

```

DO I=1,NM

```

```

M(MNR2,I)=M(6,I)

```

```

END DO

```

```

RETURN

```

```

END

```

```

***** EINDE DFT-ROUTINE *****

```

```

*
*

```

```

*****
*      RECIPROKE WAARDE VAN RIJ
*****

```

```

$EMA /MATM/

```

```

$MSEG 0

```

```

SUBROUTINE RECIP(MNR,NM)

```

```

COMPLEX M(6,1200)

```

```

COMMON /MATM/M

```

```

*

```

```

*

```

```

*

```

```

*

```

```

DO I=1,271

```

```

M(MNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)

```

```

END DO

```

```

*      DO I=272,388
*      M(MNR,I)=1/M(MNR,I)
*      END DO
*      DO I=389,NM
*      M(MNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)
*      END DO
*      DO I=1,NM
*      IF (CABS(M(MNR,I)) .GT. 0.001) THEN
*      M(MNR,I)=1/M(MNR,I)
*      ELSE
*      M(MNR,I)=CMPLX(0.0,0.0)
*      ENDIF
*      END DO
*      RETURN
*      END
***** EINDE RECIPROKE ROUTINE *****
*
*
*****
*      MAXIMALE WAARDE VAN ARRAY
*****
*      SUBROUTINE MAXARRAY(A,N,AMAX)
*      REAL A(1200)
*
*      AMAX=A(1)
*      DO I=1,N
*      IF (A(I) .GT. AMAX) AMAX=A(I)
*      END DO
*      RETURN
*      END
***** EINDE MAXIMALE WAARDE ARRAY ROUTINE *****
*
*
*****
*      ARGUMENT ROUTINE
*****
*      SUBROUTINE ARGM(AR,AI,ARG)
*      COMMON MSIZE,PI
*      IF ((ABS(AR) .LE. .00001) .AND. (ABS(AI) .LE. .00001)) THEN
*      ARG=0.0
*      ELSE
*      IF ((AR .GT. .0) .AND. (AI .GT. .0))
*      &ARG=ATAN(AI/AR)*180./PI
*      IF ((AR .LT. .0) .AND. (AI .GT. .0))
*      &ARG=ATAN(AI/AR)*180./PI+180
*      IF ((AR .LT. .0) .AND. (AI .LT. .0))
*      &ARG=ATAN(AI/AR)*180./PI-180
*      IF ((AR .GT. .0) .AND. (AI .LT. .0))
*      &ARG=ATAN(AI/AR)*180./PI
*      IF ((AR .EQ. .0) .AND. (AI .GT. .0)) ARG=90.
*      IF ((AR .EQ. .0) .AND. (AI .LT. .0)) ARG=-90.
*      IF ((AR .GT. .0) .AND. (AI .EQ. .0)) ARG=0.0
*      IF ((AR .LT. .0) .AND. (AI .EQ. .0)) ARG=180.
*      IF (ARG .LT. -179.0) ARG=360.+ARG
*      ENDIF
*      RETURN
*      END
***** EINDE ARGUMENTS ROUTINE *****

```