

MASTER

Een multimode antenne-richtsysteem voor de Olympus-propagatie-experimenten

van Deventer, M.O.

Award date:
1987

[Link to publication](#)

Disclaimer

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

General rights

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

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

TECHNISCHE UNIVERSITEIT EINDHOVEN
FACULTEIT DER ELEKTROTECHNIEK
VAKGROEP TELECOMMUNICATIE EC

EEN MULTIMODE ANTENNE-RICHT-
SYSTEEM VOOR DE OLYMPUS-PROPA-
GATIE-EXPERIMENTEN

door M.O. van Deventer

Verslag van het afstudeerwerk
uitgevoerd van 1 oktober 1986 tot 27 augustus 1987
Afstudeerhoogleraar: prof. ir. J. van der Pleets
Begeleiders : dr. ir. M.H.A.J. Herben en
ir. J. Dijk

De Faculteit der Elektrotechniek van de Technische
Universiteit Eindhoven aanvaardt geen verantwoorde-
lijkheid voor de inhoud van stage- en afstudeer-
verslagen.

Samenvatting

In dit verslag wordt de realisatie beschreven van een experimenteel "multimode monopuls antenne-richtsysteem", werkend op 11,451 GHz, de baken-frequentie van de satelliet ECS. Er is tevens een aanzet gedaan tot de realisatie van een dergelijk richtsysteem voor de antenne, die gebruikt zal gaan worden voor de propagatie-metingen met de satelliet Olympus.

Met twee hogere modes in een ronde golfpijp worden antenne patronen opgewekt, die oneven zijn in respectievelijk de azimuth en de elevatie-richting. Door deze twee "verschil-signalen" te normeren op het "som-sig-naal" (de TE₁₁-mode in een ronde golfpijp) wordt met één meting de richting van de satelliet bepaald. Een dergelijk richtsysteem is vrij ongevoelig voor fluctuaties in het ontvangen signaal, dit in tegenstelling tot een richtsysteem dat naar een maximum in het ontvangen vermogen zoekt.

Theoretisch is de optimale belichtings-functie voor de verschil-patronen bepaald en er zijn berekeningen uitgevoerd met belichtingsfuncties, die in de praktijk gebruikt worden.

Naar een "coaxiale-trilholte-uitkoppelaar", onderwerp van een octrooi-aanvraag door het Dr. Neher Laboratorium (PTT), is verder onderzoek verricht. De uitkoppelaar bleek onbruikbaar te zijn voor het Olympus-ontvangst-systeem, onder andere vanwege grote verliezen, grote koppeling tussen de som- en verschil-signalen en een slechte kruispolarisatie-ontkoppeling. Er is een voorstel gedaan voor een nieuwe uitkoppelaar, die werkt volgens een ander principe.

De nieuwste versie van het ontwerp van de Olympus-propagatie-ontvanger wordt beschreven.

Theoretisch is de richtnauwkeurigheid van het monopuls richt-systeem voor niet-continue regeling bepaald. Niet-continue regeling is noodzakelijk, omdat de assen van de servo-motoren van de antenne-besturing niet bestand zijn tegen de slijtage, die bij continue regeling optreedt. Er zal een richtnauwkeurigheid van 0,005 graden gehaald worden, waarmee voldaan wordt aan de richt-specificaties (een richtverlies kleiner dan 0,02 dB en een kruispolarisatie-discriminatie groter dan 55 dB). Berekend wordt, dat met een "steptrack" richtsysteem deze richtnauwkeurigheid niet bereikt kan worden.

Inhoudsopgave

	pagina
1. Inleiding	9
1.1. Het Olympusproject	9
1.2. Overzicht van richtingmeetmethodes met elektromagnetische golven	10
2. Monopuls-richtingmeting met de som-en-verschil-methode	15
2.1. Theorie van de som-en-verschil-methode	15
2.1.1. Begrippen en uitgangspunten	15
2.1.2. Optimale apertuurverdelingen	18
2.1.3. Berekeningen aan reflectorantennes	23
2.2. Meting van de stralingsdiagrammen van de 3 m Cassegrain-antenne met het 11 GHz ECS-baken	31
2.2.1. Meetopstelling	31
2.2.2. Verwachtingen	34
2.2.3. Resultaten	35
2.3. Het antennesysteem voor Olympus-ontvangst	38
2.3.1. Geometrie van het antennesysteem	38
2.3.2. Verre veld berekeningen	39
3. Multimode uitvoering van de som-en-verschil-methode	43
3.1. Principe van de multimode uitvoering	43
3.1.1. De modes in een ronde golfpijp als som- en verschilsignaal	43
3.1.2. Een gegroefde conische hoorn als belichter	50
3.1.3. Berekende belichter-diagrammen	57
3.2. Metingen aan belichters	61
3.2.1. Meetopstelling	61
3.2.2. Resultaten	62
4. Mode-uitkoppeling met coaxiale trilholtes	71
4.1. Utkoppeling met spleten	71
4.1.1. Theorie	71
4.1.2. Metingen	73
4.2. Theorie van de uitkoppeling met coaxiale trilholtes	75
4.2.1. Werking	75
4.2.2. Dimensionering	82
4.2.3. Opstellen van de specificaties	84
4.3. Metingen aan de uitkoppeling met coaxiale trilholtes	88
4.3.1. Meetopstelling	88
4.3.2. Afregelprocedure	89
4.3.3. Resultaten	90

	pagina
5. Opbouw van de Olympus-propagatie-ontvanger	95
5.1. Specificatie van de ontvanger	95
5.1.1. De linkbudgets	95
5.1.2. Voorgenomen metingen en mogelijke specificaties	96
5.1.3. Blokschema van de propagatie-ontvanger	97
5.2. De ontvangerkanalen	98
5.2.1. Opbouw van een ontvangerkanaal	98
5.2.2. Frequentie-keuze en ruis-berekeningen	99
5.3. De frequentiegenerator	101
5.3.1. Frequentie-synthese	101
5.3.2. Het voorgestelde schema	103
6. Richtnauwkeurigheid bij de som-en-verschilmethode	107
6.1. Formulering van het regelprobleem	107
6.1.1. Mogelijke regelsystemen	107
6.1.2. Kriterium voor de richtnauwkeurigheid bij niet-continue regeling	108
6.2. Modellering van het richt-systeem	110
6.2.1. Het meetsysteem	111
6.2.2. De parameterschatting	113
6.2.3. De regelaar	116
6.3. Berekening van de richtnauwkeurigheid	117
6.3.1. Normeringen en richtkriteria	117
6.3.2. Beschouwing van de richtnauwkeurigheid	119
6.4. Een voorbeeld: Het Olympus-richtsysteem	122
6.4.1. De vereiste richtnauwkeurigheid	122
6.4.2. De positie en beweging van de satelliet	124
6.4.3. Het linkbudget voor het richtsysteem	126
6.4.4. De resulterende richtnauwkeurigheid	126
6.5. Vergelijking met sequential scan methodes	128
6.5.1. De richtnauwkeurigheid van sequential scan methodes	128
6.5.2. Vergelijking van de richtnauwkeurigheden	132
7. Conclusies en aanbevelingen	135
7.1. Conclusies	135
7.2. Aanbevelingen	137
- Literatuuropgave	139
- Lijst van symbolen en afkortingen	145

	pagina
- Appendix A: Optimale apertuurverdelingen en de bijbehorende stralingsdiagrammen	149
- Appendix B: Berekening van de rendementen van theoretische belichters voor verschilpatronen	155
- Appendix C: Het computerprogramma "Straling": berekening van stralingsdiagrammen van een antenne met een cirkelvormige apertuur	159
- Appendix D: Lijsten van het computerprogramma "Straling"	169
- Appendix E: Beschouwing van de steun- en de subreflector-blokkering	189
- Appendix F: De modes in een ronde golfpijp en in een coaxiale structuur plus een berekening met de TE ₂₁ -mode	193
- Appendix G: Lijsten van het computerprogramma van G.M.J. Coumans: stralingsdiagrammen van een gegroefde conische hoorn	197
- Appendix H: Verschillende mode-uitkoppelers uit de literatuur	217
- Appendix I: Een methode om het elektro-magnetische velden-probleem op te lossen voor een uitkoppeling met spleten	223
- Appendix J: Constructie-tekeningen van de verschillende trilholtes door K.H. Liu	225
- Appendix K: Foto's van de belichter-meetopstelling	239

Voorwoord

Mijn afstudeerperiode is een leerzame periode geweest. Nieuw voor mij was het werken in een groep aan een gezamenlijk onderwerp. Ik bedank alle mensen, die mij geholpen hebben met mijn afstudeerwerk, met name

- M.H.M. Knoben voor het beschikbaar stellen van de antenne-meetkamer van de vakgroep theoretische elektrotechniek en zijn hulp bij de metingen,
- F.G.B.M. Budé voor het opbouwen van de ontvanger bij de metingen met het ECS-baken en
- J.R. Schmidt voor zijn aanwijzingen en het beschikbaar stellen van zijn octrooi.

Ik bedank in het bijzonder K.H. Liu voor de goede samenwerking bij de vele metingen.

1. Inleiding

1.1. Het Olympusproject

Communicatie via satellieten gebeurt momenteel vooral met draaggolffrequenties tussen 1 en 15 GHz. Door een sterk toenemende vraag naar bandbreedte zal het gebruik van hogere draaggolffrequenties (15-30 GHz) nodig worden. Voor onderzoek naar de transmissieparameters op dergelijke hoge frequenties zal waarschijnlijk eind 1988, de satelliet Olympus gelanceerd worden. Enkele relevante transmissieparameters zijn de transmissie-overdracht tussen zender en ontvanger, de equivalente antenne-ruistemperatuur, de overspraak tussen orthogonale polarisatie-richtingen (kruispolarisatie) en de scintillatie (snelle amplitude- en fasefluctuaties). Deze transmissieparameters worden beïnvloed door de atmosferische condities. ("hydrometeoren", gassen, temperatuur,...) [1]

De satelliet Olympus zal voor dit onderzoek o.a. drie bakensignalen uitzenden:

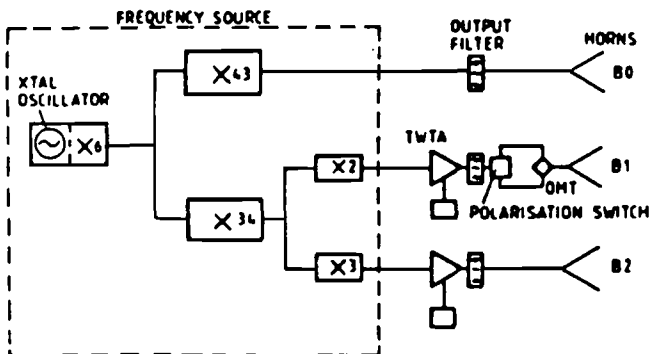
B0 = 12,501866 GHz, EIRP \geq 10 dBW ;

B1 = 19,770393 GHz, EIRP \geq 24 dBW ;

B2 = 29,655589 GHz, EIRP \geq 24 dBW .

(EIRP: Effective Isotropic Radiated Power) Deze bakens zijn afgeleid van één bron, zie figuur 1.

De bakens zullen lineair gepolariseerd zijn, de polarisatie-richting van B0 en B2 zal loodrecht op het equatoriale vlak zijn, de polarisatie-richting van B1 zal tussen loodrecht op en evenwijdig met het equatoriale vlak geschakeld worden (schakelfrequentie: 933 Hz). Het doel van de metingen aan deze bakens is het verifiëren en completeren van de propagatie-statistieken in het hogere frequentiebereik. [2], [3]



Figuur 1: De drie bakens van de satelliet Olympus.

Het werk van de vakgroep Telecommunicatie in het Olympusproject is momenteel in de voorbereidende fase: de opbouw van de meetopstellingen. Dit werk houdt onder andere in:

- theorie en het opstellen van de specificaties en het blokschema van de ontvanger ;
- ontwikkeling, opstelling en het testen van de belichter, de parabolantenne en de bijbehorende microgolfschakelingen;
- ontwerp, bouw en het testen van de ontvanger en de interface naar de computer ;
- ontwikkeling en het testen van software voor opslag en verwerking van de meetgegevens en voor de sturing van het systeem ;
- realisatie van het antenne-richtsysteem .

Dit verslag houdt zich voornamelijk bezig met het antenne-richtsysteem. Een geostationaire satelliet "hangt" vrijwel nooit stil boven de evenaar. Door de invloed van de zon en de maan en door asymmetrie in het zwaartekrachtveld van de aarde, zal de satelliet gaan bewegen (een dagelijkse schommeling en een driftbeweging) [4]. De ontvang-antenne heeft een groot oppervlak (geplande diameter: 5,5 meter) om ook een diepe fading (grote atmosferische demping) te kunnen registreren. Vanwege dit grote oppervlak heeft de antenne een smalle bundel. Voor nauwkeurige metingen van de hoofdpolarisatie- en kruispolarisatie-signalen is het daarom nodig, dat de antenne de satellietbeweging volgt.

1.2. Overzicht van richtingmeetmethodes met elektromagnetische golven

De positie van een object (bijvoorbeeld een satelliet of een vliegtuig) kan gemeten worden met behulp van elektromagnetische golven, afkomstig van dat object. Die elektromagnetische golven worden door het object zelf opgewekt (zoals bij een satelliet-baken) of zij zijn afkomstig van een zender op een andere plaats en worden door het object gereflecteerd (zoals bij radar-metingen).

Er bestaan twee basisprincipes om met behulp van die elektromagnetische golven de richting van het object te bepalen [5, p.597 e.v.]:

- "sequential scan" en
- "monopuls".

Bij sequential scan "kijkt" de ontvangantenne in verschillende richtingen en zoekt het maximum in het ontvangen vermogen. Daarbij is er altijd meer dan één meting nodig om de richting van het object te bepalen.

Een voorbeeld van sequential scan is "conical scan" [5, p.599], waarbij de kijkrichting van de ontvang-antenne om het object heen draait. "Steptrack" of "programtrack", de huidige positiemeetmethode bij de vakgroep Telecommunicatie, is een ander voorbeeld van sequential scan. Bij steptrack wordt de satelliet-richting bepaald met een heuvelklim-algoritme [6]. Deze methode heeft nogal wat nadelen: het zoeken onderbreekt de metingen, kost tijd en vergroot de slijtage van de servo-motoren. Verder is de methode onbruikbaar als het signaal (door atmosferische verstoring) te sterk fluctueert.

Bij monopuls worden met een microgolf-schakeling verschillende signalen, behorende bij verschillende antenne-patronen, uitgekoppeld. Door deze signalen onderling te vergelijken kan in één meting (dus zonder de antenne te bewegen) de richting van het object bepaald worden. Een dergelijk meetsysteem is vrij ongevoelig voor signaalfluctuaties, omdat deze fluctuaties in alle uitgekoppelde signalen even sterk aanwezig zijn. Ook de nadelen van onderbreking van de metingen en een te grote slijtage van de assen zijn afwezig.

De monopolssystemen zijn onder te verdelen in drie klassen [7, p.33 e.v.].

-Amplitude-vergelijking:

Bij deze methode "kijken" twee of meer antenne-patronen in een iets verschillende richting en worden de ontvangen vermogens met elkaar vergeleken. Hiermee kan in principe in één meting de richting van het object bepaald worden.

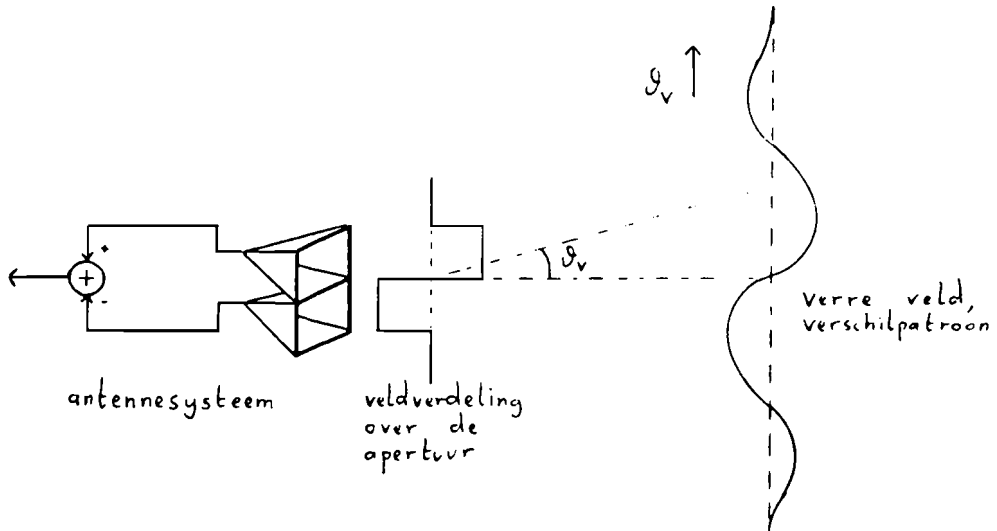
-Fase-vergelijking:

Bij deze methode "kijken" twee of meer antenne-patronen in ongeveer dezelfde richting, maar de oorsprongen van de verschillende patronen liggen op verschillende plaatsen. De van het object afkomstige elektromagnetische golven komen op verschillende momenten aan op de verschillende oorsprongen, wat zich uit in faseverschillen. Door de ontvangen fases met elkaar te vergelijken kan dus in één meting de richting van het object bepaald worden.

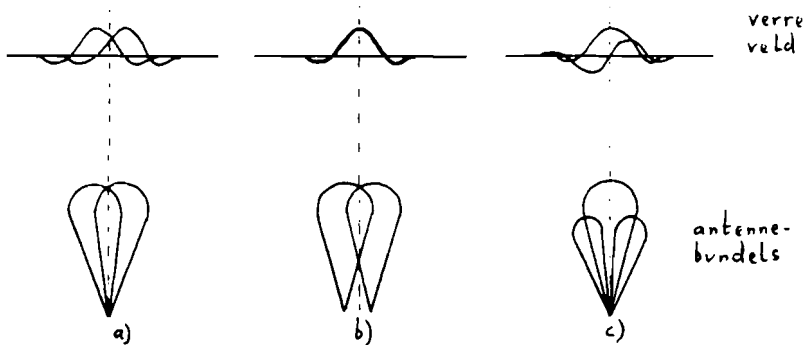
-Som-en-verschil-vergelijking:

Bij deze methode zijn de antenne-patronen een "som-patroon" en een of twee "verschil-patronen" (voor azimuth en elevatie). Het som-patroon heeft een maximum in de hoofdrichting en dient als amplitude- en fase-referentie. Het verschil-patroon is een oneven functie rond de hoofdrichting. Het quotiënt van het verschil-sigitaal en het som-sigitaal is alleen afhankelijk van de richting van het object ten opzichte van de hoofdrichting. In figuur 2 is

een manier weergegeven om een verschil-patroon op te wekken door de signalen van twee antennes naast elkaar van elkaar af te trekken.
In figuur 3 zijn de drie monopulsklassen samengevat.



Figuur 2: Een manier om een verschilsignaal op te wekken, dat gevoelig is in de elevatierichting.



Figuur 3: De drie monopulsklassen:
a) amplitude-vergelijking,
b) fase-vergelijking en
c) som-en-verschil-vergelijking.

Vanwege de bekende nadelen van "steptrack" en de goede resultaten, die in het Dr. Neher Laboratorium (PTT) met monopuls richtsystemen zijn behaald, is besloten in de vakgroep Telecommunicatie hieraan aandacht te besteden. Dit afstudeerwerk is een vervolg op eerder werk ([8], [9], [10] en [11]) en het doel ervan is de realisatie van een monopuls-richtsysteem in een multimode-uitvoering en het verder opbouwen van de kennis daarover. (De multimode-uitvoering maakt gebruik van de verschillende trillingswijzen, "modes", van het elektromagnetische veld in een golfpijp en valt in de

klasse van de som-en-verschil-vergelijking) Het richtsysteem hangt samen met veel onderdelen van het Olympus-project en het verslag behandelt achtereenvolgens de antenne- en belichter-diagrammen, de bijbehorende microgolftechniek, de ontvanger en de benodigde regeltechniek. Het antenne-statief en de servo-besturing worden hier niet behandeld.

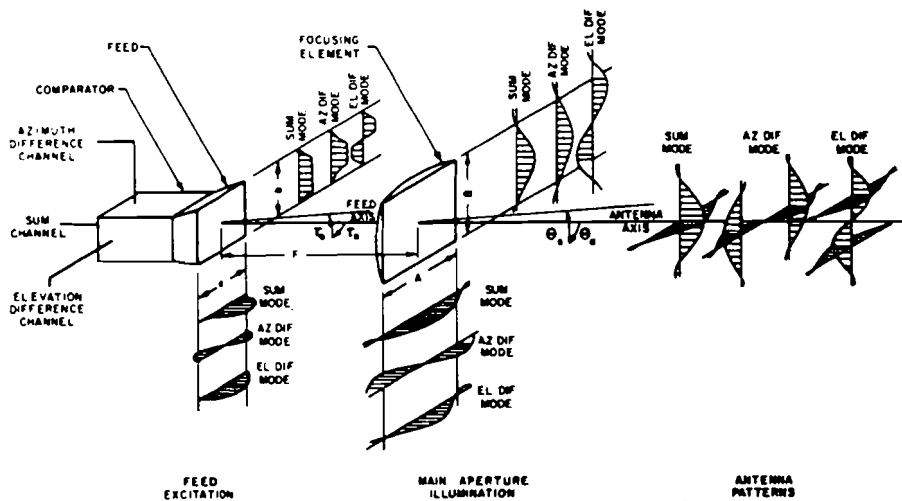
2. Monopuls-richtingmeting met de som-en-verschil-methode

In dit hoofdstuk wordt de "som-en-verschil-methode" nader beschouwd met behulp van de antenne-theorie. De verre velden van reflector-antennes worden berekend voor verschillende apertuur-verdelingen en belichterpatronen.

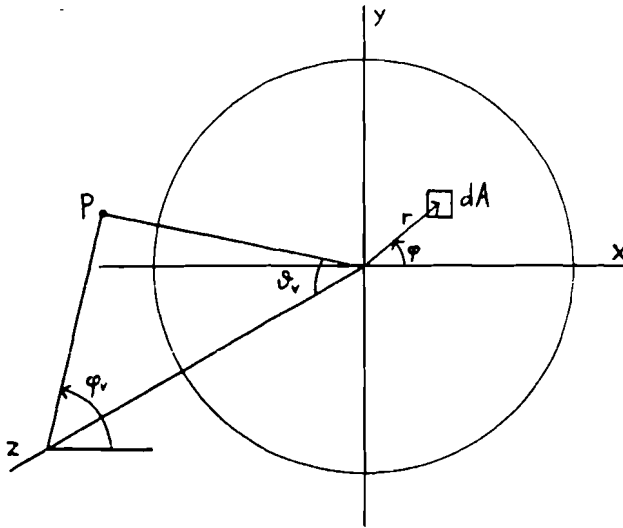
2.1. Theorie van de som-en-verschil-methode

2.1.1. Begrippen en uitgangspunten

Zoals de som-patronen ontstaan uit een symmetrische veldverdeling over de apertuur, zo ontstaan de verschil-patronen uit een anti-symmetrische veldverdeling over de apertuur. In figuur 4 zijn de veldverdelingen over de apertuur en de bijbehorende antennepatronen van het som-patroon en de twee verschil-patronen (gevoelig in respectievelijk de azimuth- en elevatierichting) schematisch weergegeven. In figuur 5 is het coördinaten stelsel voor de apertuur en het verre veld weergegeven.



Figuur 4: Monopuls-antennesysteem met de som-en-verschil-methode [12].



Figuur 5: Coördinatenstelsel voor de apertuur en het verre veld.

Het veld over de apertuur wordt beschreven met de carthesische coördinaten x en y of de poolcoördinaten r en ϕ , met

$$x = r \cdot \cos(\phi) \quad (1a)$$

$$y = r \cdot \sin(\phi) \quad (1b)$$

Het verre veld wordt beschreven met de bolcoördinaten R_v , θ_v en ϕ_v .

Als kwaliteitskriterium voor het som-patroon wordt vrijwel altijd de antennewinst (eng: antenna-gain, G_Σ) genomen. De maximale antennewinst wordt verkregen indien de veldverdeling over de apertuur uniform is [13, p.11.15 e.v.]. Deze maximale antennewinst is

$$G_0 = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (2)$$

met

A : de geometrische oppervlakte van de apertuur (in vierkante meter),

$\lambda = c/f$: de vrije ruimte golflengte van de gebruikte elektromagnetische golven (in meter),

f : de frequentie van de gebruikte elektromagnetische golven (in Hz) en

c : de lichtsnelheid (in meter per seconde).

Het quotiënt van de werkelijke antennewinst en de maximale antennewinst is het antenne-rendement of de winstfactor (eng: gain ratio, antenna efficiency):

$$\eta_\Sigma = \frac{G_\Sigma}{G_0} \cdot 100\% \quad (3)$$

Een kwaliteitskriterium voor het verschil-patroon is de helling (eng: difference slope, DS) van het patroon in de voorwaartse richting [12]:

$$DS = \text{MAX}_{\phi_v} \left| \frac{\partial g(\theta_v, \phi_v)}{\partial \theta_v} \right|_{\theta_v=0} \quad (4)$$

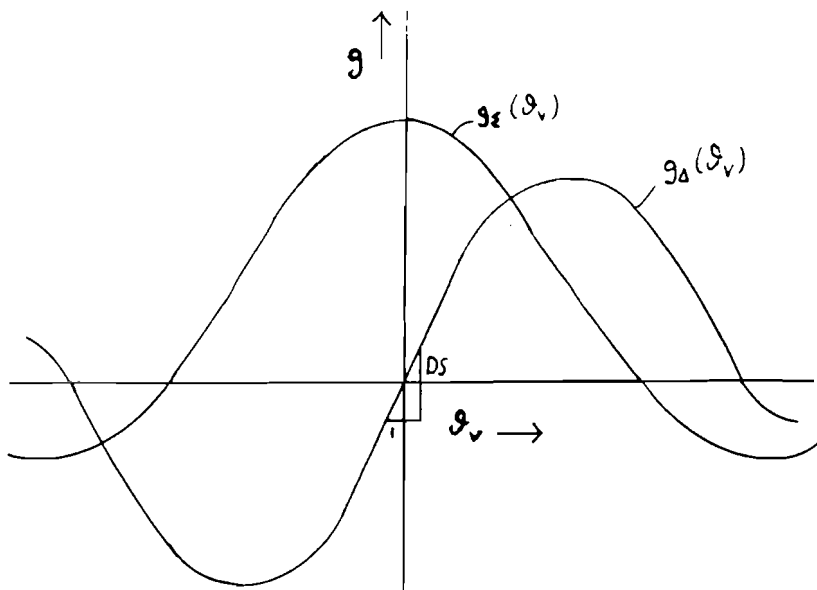
meestal uitgedrukt in "per graad" of in "per radiaal". Hierin is $g(\theta_v, \phi_v)$ een complex getal (fasor). De fase van g komt overeen met de fase van het verre veld (op een afstand groter dan twee maal de antenne-diameter in het kwadraat gedeeld door de vrije ruimte golf-lengte [13, p. 11.11]) en het kwadraat van de amplitude van g is de antennewinstfunctie:

$$|g(\theta_v, \phi_v)|^2 = G(\theta_v, \phi_v) \quad (5)$$

of in dB:

$$G_{dB}(\theta_v, \phi_v) = 20 \cdot \log |g(\theta_v, \phi_v)| = 10 \cdot \log |G(\theta_v, \phi_v)| \quad \text{dB} \quad (6)$$

In figuur 6 wordt deze definitie aangegeven.



Figuur 6: Definitie van de helling DS.

Dit criterium is geschikt voor het satelliet-volgsysteem, omdat bij het volgen de antenne vrijwel precies op de satelliet gericht zal (moeten) staan. Het quotiënt van de werkelijke helling en de maximale helling (DS_0) bij de gegeven apertuur is de hellingsratio (eng: difference slope ratio, DSR) [12].

$$DSR = \frac{DS}{DS_0} \quad (7)$$

De helling DS is evenredig met de wortel van het vermogen, uitgezonden of ontvangen op een (zeer) kleine afstand van de hoofdrichting (zie (4)). De hellingsratio DSR kan omgerekend worden naar een "hellingsrendement" op vermogensbasis:

$$\eta_{\Delta} = \left(\frac{DS}{DS_0} \right)^2 \cdot 100\% \quad (8)$$

2.1.2. Optimale apertuurverdelingen

Uit de antennetheorie is bekend, dat voor het verre veld van een stralende apertuur geldt [13]:

$$g(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \iint_A F(x, y) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot \sin(\theta_v) \cdot (x \cdot \cos(\phi_v) + y \cdot \sin(\phi_v))) dA \quad (9a)$$

$$= \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \iint_A F(r, \phi) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v) \cdot \cos(\phi_v - \phi)) dA \quad (9b)$$

Hierin is

$dA = dx dy = r dr d\phi$: oppervlakte-element van de apertuur A (in vierkante meter) en

$\beta = 2\pi/\lambda$: het golfgetal van de vrije ruimte (in radialen per meter).

Verder is $F(x, y)$ (in per meter) de genormeerde complexe veldverdeling over de apertuur, de fase van F komt overeen met de fase van het elektrische veld op de apertuur (ten opzichte van een geschikt gekozen referentie) en de amplitude van F is zodanig genormeed, dat geldt:

$$|F(x, y)|^2 = S(x, y) / P_t \quad (10)$$

met

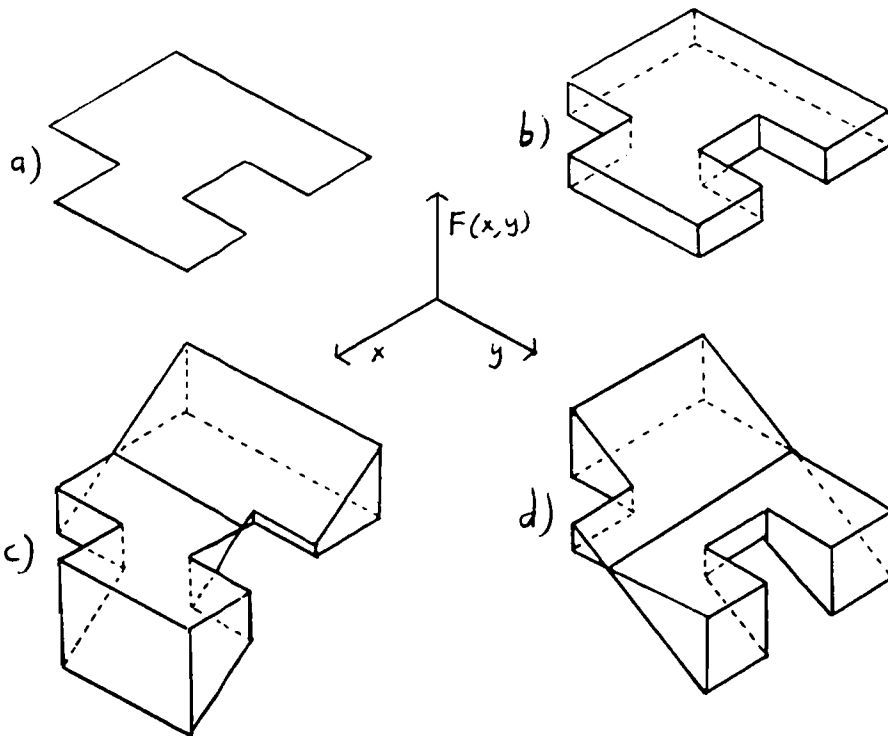
$S(x, y)$: het vermogen door de apertuur in de zendsituatie, (in Watt per vierkante meter) en

P_t : het totaal uitgezonden vermogen in de zendsituatie (in Watt).

Indien al het uitgezonden vermogen door de apertuur gaat (het "spillover-rendement" is in dat geval 100%) dan geldt

$$\iint_A |F(x,y)|^2 dA = 1 \quad (11)$$

In appendix A wordt berekend, dat de optimale somverdeling (maximale antenne-winst) een uniforme verdeling is. Ook wordt berekend, dat de optimale verschilverdeling (maximale helling) lineair is in de richting van de gevoeligheid van het verschilpatroon en constant loodrecht daarop, waarbij het gemiddelde van de verschilveldverdeling nul is (vanwege de nuldoorgang in de voorwaartse richting). In figuur 7 is dit geïllustreerd met een willekeurige apertuurvorm en de bijbehorende optimale apertuurverdelingen.



Figuur 7: Optimale veldverdelingen over een willekeurig gevormde apertuur, a) de apertuur, b) uniforme somverdeling, c) optimale verschilverdeling, gevoeligheid in de x-richting, d) idem in de y-richting.

De constatering, dat voor een optimaal verschilpatroon de apertuur-veld-verdeling een oneven lineaire functie over de apertuur moet zijn, werd voor het eerst in 1953 gemaakt [16]. Echter noch in dit artikel, noch in latere artikels wordt dit resultaat expliciet berekend. Voor een cirkelvormige apertuur met diameter D

valt eenvoudig de optimale som-veldverdeling en de bijbehorende maximale winst te berekenen:

$$F_{\Sigma 0}(x, y) = \frac{2}{D\sqrt{\pi}} \quad (12)$$

en

$$G_0 = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (13)$$

Voor deze apertuur zijn de optimale verschil-veldverdeling en de bijbehorende maximale helling

$$F_{\Delta 0}(x, y) = \frac{8}{D^2 \sqrt{\pi}} \cdot x \quad (14a)$$

of in poolcoördinaten

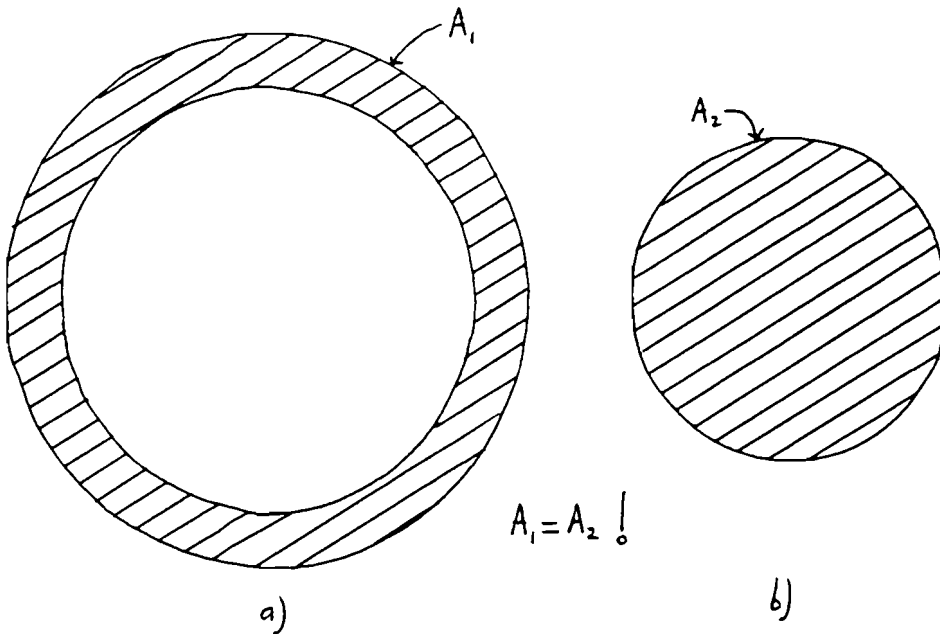
$$F_{\Delta 0} = \frac{8}{D^2 \sqrt{\pi}} \cdot r \cdot \cos(\phi) \quad (14b)$$

en

$$DS_0 = \frac{1}{2} \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad \text{per radiaal} \quad (15)$$

Aangezien de bundelbreedte van de antenne evenredig is met λ/D [13, p.11.19], neemt, bij toename van de diameter D , de helling DS sterker toe dan de bundelbreedte afneemt. Voor grotere antennes is het dus eenvoudiger om aan bepaalde richtspecificaties (bijvoorbeeld: "de richtfout moet binnende -0.1 dB bundelbreedte blijven") te voldoen, dan voor kleinere antennes!

Verder valt op, dat het apertuur-oppervlak nabij het centrum van de apertuur nauwelijks bijdraagt aan DS , omdat daar $F_{\Delta}(x, y)$ ongeveer gelijk is aan nul. Indien de vorm van het apertuur-oppervlak nog vrij te kiezen is, dan moet er zo min mogelijk oppervlak bij het zwaartepunt van het apertuur-oppervlak liggen, zie figuur 8. Uit het oogpunt van richtnauwkeurigheid, uitgedrukt in graden, is een cirkelvormig oppervlak de slechtst denkbare apertuur-vorm.



Figuur 8: a) ringvormige apertuur, b) cirkelvormige apertuur. De aperturen hebben een gelijk oppervlak, toch is DS_0 voor a) veel groter dan voor b).

Echter een grote apertuur met een groot gat in het midden heeft een smallere hoofdbundel dan een even-groot geconcentreerd antenne-oppervlak, zodat het netto-effect (uitgedrukt in bundelbreedtes) kleiner of wellicht zelfs tegengesteld is. (In [17] wordt berekend, dat het produkt van DS_0 en de -3 dB bundelbreedte voor een rechthoekige apertuur 1% kleiner (!) is dan voor een cirkelvormige apertuur.) Onder andere vanwege deze reden worden bij array-antennes de elementen zo dicht mogelijk bij elkaar geplaatst (een andere reden is het nivo van de zijlussen).

Uitgaande van de optimale apertuur-verdelingen van (12) en (14b) kunnen de verre velden berekend worden. Voor het rekengemak zijn deze meteen uitgerekend voor het algemene geval

$$F_m(r, \phi) = C_m \cdot F_m(r) \cdot F_m(\phi) \quad (16a)$$

met

$$F_m(r) = r^m \quad (16b)$$

$$F_m(\phi) = \cos(m \cdot \phi) \quad (16c)$$

$$C_m = \begin{cases} \left(\frac{2}{D}\right)^{m+1} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot m + 2}{\pi}} & m \neq 0 \\ \frac{2}{D\sqrt{\pi}} & m = 0 \end{cases} \quad (16d)$$

$m=0$ komt overeen met een som-veld-verdeling,
 $m=1$ komt overeen met een verschil-veld-verdeling en
 $m=2$ komt overeen met een kruispolarisatie-veld-verdeling.

Met C_m wordt gezorgd, dat $F_m(r, \phi)$ aan (11) voldoet. In appendix A zijn de stralingsdiagrammen berekend. Het resultaat is

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot C_m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) \cdot 2\pi \cdot j^m \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} F_m(r) \cdot J_m(\beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot r dr \quad (17)$$

$$= \begin{cases} \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{2 \cdot J_1(u)}{u} & m=0 \end{cases} \quad (18a)$$

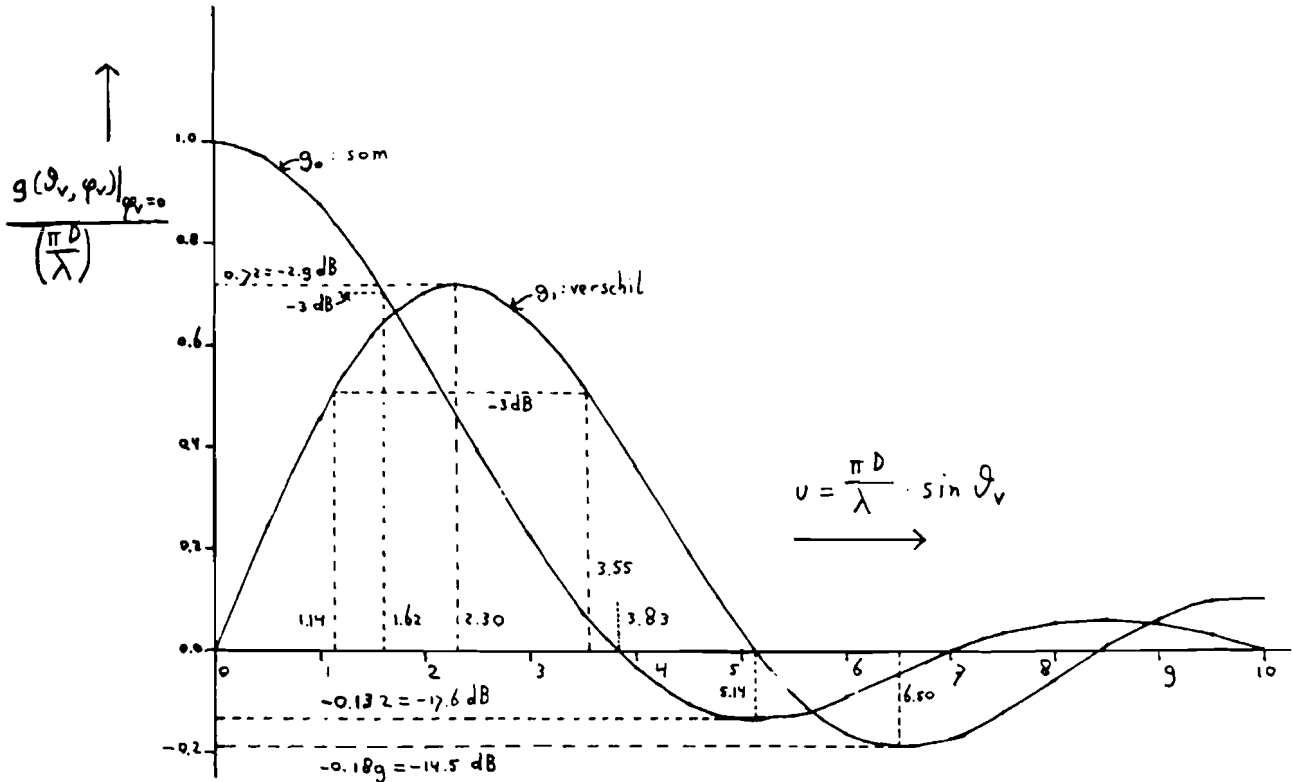
$$= \begin{cases} \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{4 \cdot J_2(u)}{u} \cdot j \cdot \cos(\phi_v) & m=1 \end{cases} \quad (18b)$$

$$= \begin{cases} \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2m+2} \cdot J_{m+1}(u)}{u} \cdot j^m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) & m \geq 1 \end{cases} \quad (18c)$$

met

$$u = \frac{1}{2} \cdot \beta \cdot D \cdot \sin(\theta_v) = \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \sin(\theta_v) \quad (19)$$

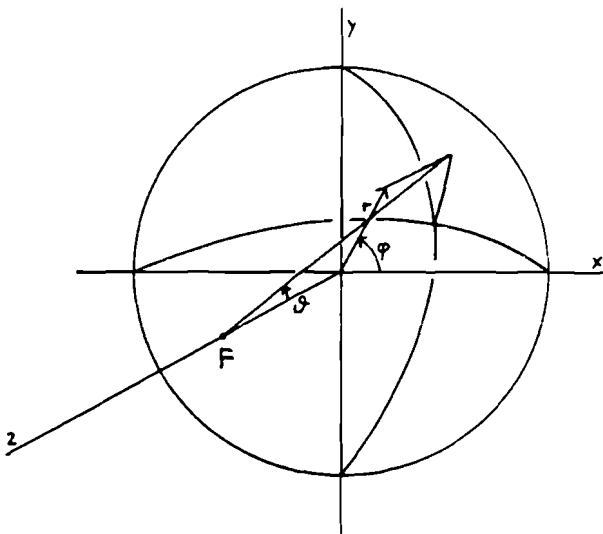
In figuur 9 zijn het optimale som-stralingsdiagram en het optimale verschil-stralingsdiagram als functie van u weergegeven. Het som-patroon is rotatie-symmetrisch en het verschil-patroon heeft een ϕ -afhankelijkheid $\cos(\phi)$.



Figuur 9: Antennepatronen bij de optimale som- en verschil-veldverdeling over een cirkelvormige apertuur (respectievelijk een uniforme en een oneven lineaire verdeling), $u = \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \sin(\theta_v)$.

2.1.3. Reflectorantennes

Een grotere resolutie (grotere antennewinst, kleinere bundelbreedte) wordt volgens (13), (18a) en (19) verkregen door het gebruik van een groter (effectief) antenne-oppervlak. Dit kan verkregen worden door de straling van een belichter met een relatief grote bundelbreedte te laten weerkaatsen op een parabolische reflector [13, H15]. In figuur 10 wordt de geometrie van een parabolische reflector symbolisch weergegeven.



Figuur 10: Geometrie van een parabolische reflector [13, H15].

Het reflector-oppervlak wordt beschreven met [13, p.15.4]

$$x^2 + y^2 = 4 \cdot F \cdot z \quad (20)$$

of in poolcoördinaten

$$\rho = F / \cos^2(\frac{1}{2}\theta) \quad (21)$$

Hierin is

F: de brandpuntsafstand van de parabool (in meter),

ρ : de afstand van een punt op het reflector-oppervlak tot het brandpunt F (in meter),

θ : de hoek met de hoofdrichting (in graden of radialen) en

θ_0 : de openingshoek van de antenne (in graden of radialen), er geldt $0 \leq \theta \leq \theta_0$.

Voor de veldverdeling over de apertuur ($z = z_0$) geldt [13, H15]

$$F(r, \phi) = \frac{1}{F \cdot \sqrt{4\pi}} \cdot \frac{1 + \cos(\theta)}{2} \cdot g_b(\theta, \phi) \quad (22)$$

met

$$r = F \cdot \frac{2 \cdot \sin(\theta)}{1 + \cos(\theta)} \quad (23)$$

Hierbij is

$$G_b(\theta, \phi) = |g_b(\theta, \phi)|^2 \quad (24)$$

de winstfunctie van de belichter. (De term $(1+\cos(\theta))/2$ in (22) is de "vrije-ruimte-demping" [13]) In appendix C is een BASIC-programma beschreven, dat uitgaande van een belichterpatroon met (22), (23) en (17) de apertuur-veldverdeling en het verre veld berekent.

Het is instructief om bij de analyse van reflector-antennes theoretische belichters te gebruiken van de vorm [13, H15]

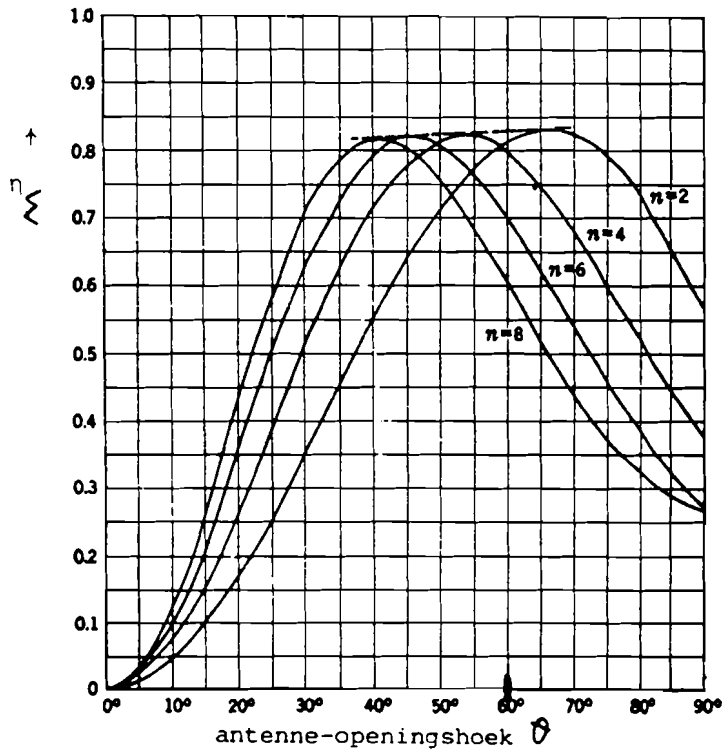
$$G_\Sigma(\theta, \phi) = \begin{cases} G_{\Sigma n} \cdot \cos^n(\phi) & 0 \leq \theta \leq \frac{1}{2}\pi \\ 0 & \theta \geq \frac{1}{2}\pi \end{cases} \quad (25)$$

waarbij de winst $G_{\Sigma n} = 2 \cdot (n+1)$ bepaald is door de relatie

$$\int_0^\pi \int_0^{2\pi} G(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi = 4\pi \quad (26)$$

Met (22), (23), (25) en (9b) kan de antennewinst en daarmee ook de winstfactor η_Σ berekend worden als functie van n (n is een maat voor de bundelbreedte van de theoretische belichter) en van de openingshoek θ . De resultaten zijn weergegeven in figuur 11.

Het blijkt, dat voor iedere belichter een maximum wordt gevonden, dat in de buurt van 80% ligt. Het maximum is een optimum van het product van apertuur-rendement en spillover-rendement. Verder wordt opgemerkt, dat het maximale rendement wordt gevonden bij een randbelichting van ca. -10 dB (De randbelichting is $F(r, \phi)$, zoals gegeven in (22), aan de rand van de apertuur gedeeld door de maximale $F(r, \phi)$ op de apertuur).



Figuur 11: De afhankelijkheid van de winstfactor van de antenne-openingshoek en het belichterspatroon [13].

Een goede set theoretische belichters voor het verschilpatroon kan gevonden worden met een suggestie van Powers [21]. Powers merkt op, dat een sompatroon $F_{\Sigma}(x, y)$ tot een azimuthverschilpatroon $F_{\Delta}(x, y)$ getransformeerd kan worden met

$$F_{\Sigma}(x, y) = \text{const.} \cdot F_{\Delta}(x, y) \cdot x \quad (27)$$

Voor transformatie tot een elevatieverschilpatroon moet x door y vervangen worden. Omdat het verre veld als Fourier-getransformeerde van de apertuurveldverdeling beschouwd kan worden ((9a), (9b)), komt een vermenigvuldiging van de apertuurveldverdeling met r overeen met een differentiatie van het verre veld naar u (vergelijk (18a) met (18b):

$$\frac{d}{du} \left(\frac{J_1(u)}{u} \right) = -\frac{J_2(u)}{u} \quad (28)$$

[18, p.361]).

Vanwege deze reden zijn de resultaten van het oorspronkelijke sompatroon goed vergelijkbaar met die van het verschilpatroon (qua winst, helling, bundelbreedte en zijlusnivo's).

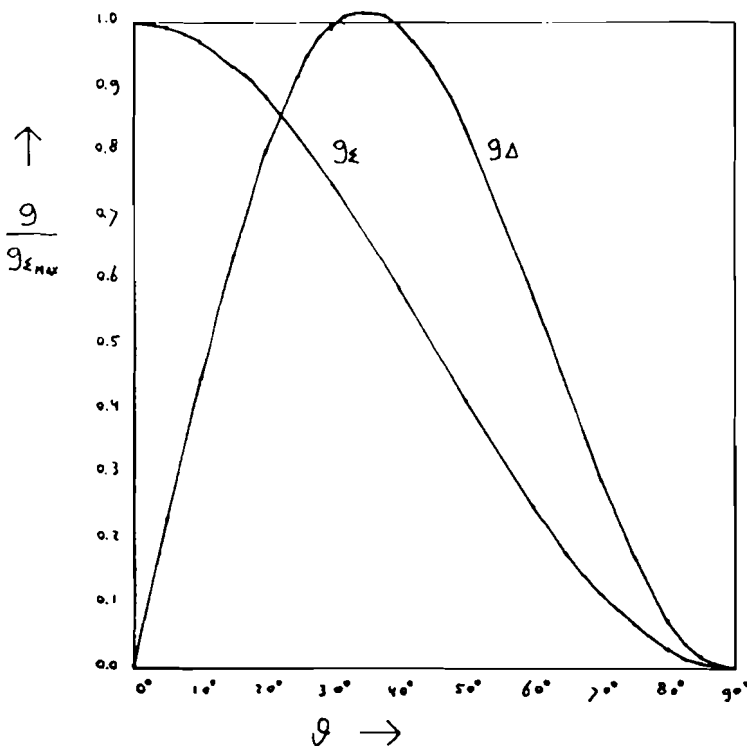
Analoog hieraan kan het som-belichter-patroon getransformeerd worden naar een verschil-belichter-patroon:

$$g_{\Delta}(\theta, \phi) = \text{const.} \cdot g_{\Sigma}(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) \quad (29)$$

Uit (25), (24) en (29) volgt

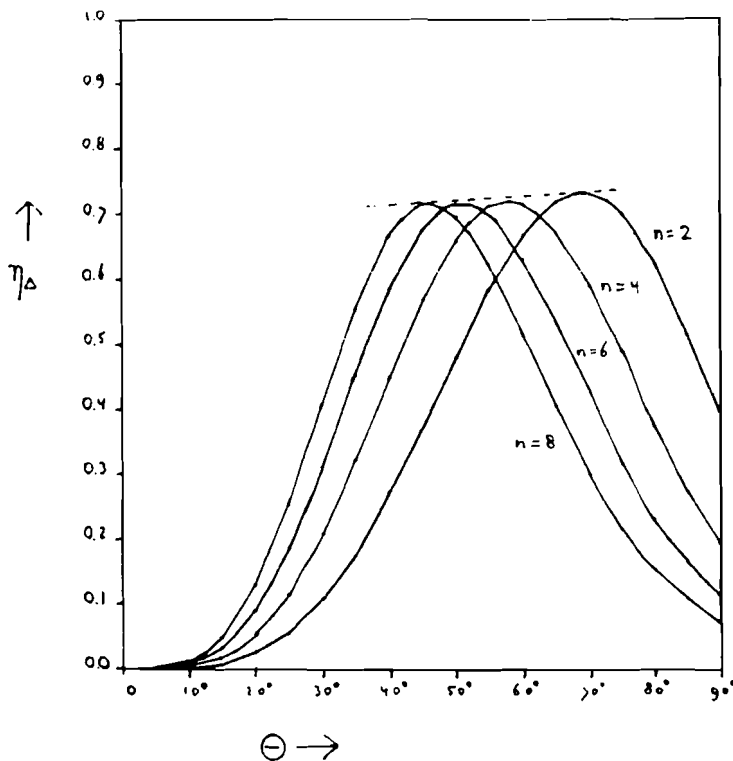
$$g_{\Delta}(\theta, \phi) = \begin{cases} g_{\Delta n} \cdot \cos^{\frac{1}{2}n}(\theta) \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\phi) & 0 \leq \theta \leq \frac{1}{2}\pi \\ 0 & \theta \geq \frac{1}{2}\pi \end{cases} \quad (30)$$

waarbij de constante $g_{\Delta n} = \sqrt{2 \cdot (n+1) \cdot (n+3)}$ weer bepaald is met (5) en (26). In figuur 12 zijn het som-patroon (25) en het verschil-patroon (30) van de belichter geschetst voor $n=4$.



Figuur 12: Theoretische som- en verschil-belichterpatronen voor $n=4$.

In appendix B wordt met (9a), (22), (23) en (30) voor verschillende n het hellingsrendement als functie van θ berekend. De resultaten zijn weergegeven in figuur 13.



Figuur 13: De afhankelijkheid van het hellingsrendement van de antenne als functie van de antenne-openingshoek en het belichter-patroon.

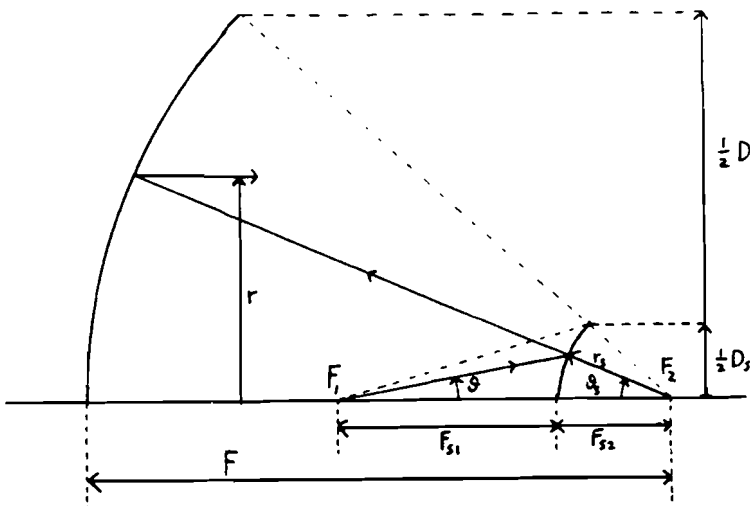
Ook bij verschil-patronen kan het (hellings)rendement beschouwd worden als het produkt van apertuur-rendement en spillover-rendement (en andere rendementen, zoals het polarisatie-rendement). Het spillover-rendement is (in de zendsituatie) de hoeveelheid vermogen, die door de apertuur gaat gedeeld door het totale door de belichter in dat verschil-patroon uitgezonden vermogen. Het spillover-rendement is evenredig met het hellingsrendement, omdat de laatste ook een getal op vermogensbasis is (zie (8)). Het apertuur-rendement geeft aan in hoeverre de veldverdeling over de apertuur overeenkomt met de optimale verschil-apertuurverdeling. Het blijkt, dat voor iedere belichter een maximum wordt gevonden met een hellingsrendement van ongeveer 70%. Het was te verwachten, dat het hellingsrendement voor een verschil-patroon (70%) kleiner is dan de winstfactor voor een som-patroon (80%), omdat bij het verschil-patroon het vermogen meer aan de randen geconcentreerd is, zodat er relatief meer spillover is. Vanwege dezelfde reden is bij gelijke n de optimale antenne-openingshoek voor het verschil-patroon groter dan die voor het som-patroon.

Het blijkt, dat de randbelichting van de apertuur voor de optimale openingshoek (voor het verschil-patroon) telkens ongeveer -5.5 dB is. De randbelichting is hier het maximum van de veldsterkte van de verschil-verdeling op de apertuur gedeeld door het maximum van de veldsterkte van de verschil-verdeling aan de rand van de apertuur. Tevens blijkt dat maximum van de veldsterkte zich telkens ongeveer midden tussen het centrum en de rand van de apertuur te bevinden.

In hoofdstuk 3 wordt bepaald, dat er bij de "multi-mode"-uitvoering en een lineair gepolariseerd satelliet-baken-sigitaal (zoals het 12,5 GHz baken van de satelliet Olympus) gerekend moet worden met een polarisatie-rendement van 50%. (Bij een circulair gepolariseerd satelliet-baken-sigitaal moet gerekend worden met een polarisatie-rendement van 25%.) Hierdoor wordt voor de theoretische verschil-belichter het maximale hellingsrendement ongeveer

$$\eta_{\Delta} = 70\% \cdot \eta_p = 70\% \cdot 0,5 = 35\%$$

In figuur 14 wordt de geometrie van de klassieke Cassegrain-antenne weergegeven [13, H15].



Figuur 14: Geometrie van de klassieke Cassegrain-antenne.

De subreflector wordt beschreven met [13, p.15.16]

$$r_s = (F_{s1} + F_{s2}) \cdot \frac{e^2 - 1}{2 \cdot e \cdot (e \cdot \cos(\theta_s) + 1)} \quad (31)$$

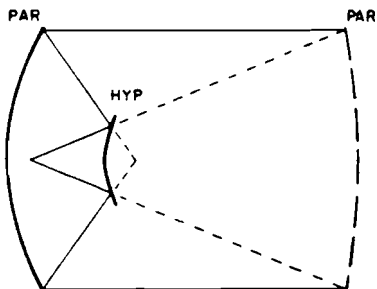
Hierin is

- F_{S1} : de lange brandpuntsafstand van de hyperbool-reflector (in meter, reëel brandpunt),
 F_{S2} : de korte brandpuntsafstand van de hyperbool-reflector (in meter, virtueel brandpunt),
 r_s : de afstand van het virtuele brandpunt tot een punt op het subreflector-oppervlak (in meter),
 θ_s : de hoek van een punt op het subreflector-oppervlak met de hoofdas ten opzichte van het virtuele brandpunt (in graden of radialen) en
 e : de eccentriciteit van de subreflector (dimensieloos, $e > 1$)

Voor het vereenvoudigen van stralingsdiagram-berekeningen aan Cassegrain-antennes bestaan er twee equivalentie-concepten [20]:

- Het virtuele-belichter-concept: hierbij worden de subreflector en de belichter vervangen door een virtuele belichter met dezelfde stralings-eigenschappen.
- Het equivalente-parabool-concept: hierbij worden de hoofdreflector en de subreflector vervangen door een equivalente parabool-reflector.

Het equivalente-parabool-concept is het eenvoudigst uitvoerbaar. Dit concept mag alleen gebruikt worden indien de apertuur-integratie methode is toegestaan, dat wil zeggen voor kleine θ_v . In figuur 15 is het equivalente-parabool-concept geschetst.



Figuur 15: Het equivalente-parabool-concept.

Voor de brandpuntsafstand van de equivalente parabool geldt

$$F_e = \frac{e+1}{e-1} \cdot F = M \cdot F \quad (32)$$

Het equivalente-parabool-concept is bij alle verre veld berekeningen gebruikt.

2.2. Meting van de stralingsdiagrammen van de stralingsdiagrammen van de 3 m Cassegrain-antenne met het 11 GHz ECS-baken

2.2.1. Meetopstelling

Aangezien de satelliet Olympus bij het uitvoeren van dit afstudeerwerk nog niet gelanceerd was, zijn er verre-veld-metingen gedaan met de behulp van een baken-sigitaal van de satelliet ECS. Deze satelliet bevindt zich in het equatoriale vlak op 10 graden oosterlengte [23] (gezien vanaf Eindhoven: elevatie=31 graden en azimuth=174 graden rondgaand van noord via oost). De satelliet zendt een bakensigitaal uit met een frequentie van 11,451082 GHz, een polarisatierichting evenwijdig aan de evenaar en een EIRP groter dan 7 dBW [23] (Gemeten bij ingebruikname: 14 dBW [24]).

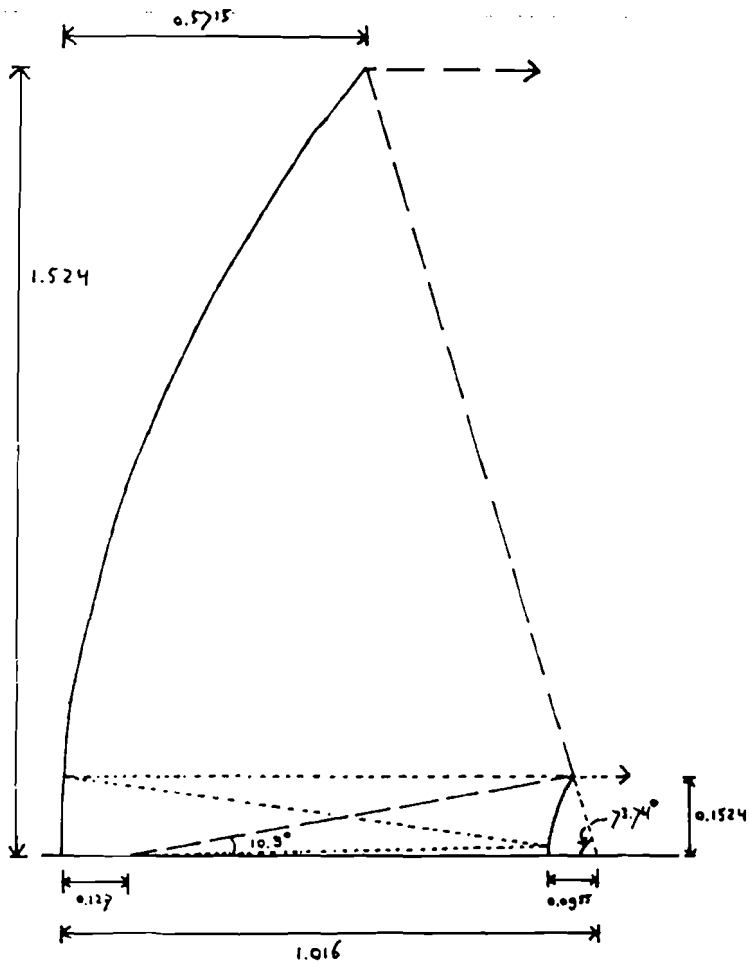
De metingen zijn uitgevoerd met een 3 meter Cassegrain-antenne met [22]:

$$\begin{aligned} D &= 3,048 \text{ meter} \\ F/D &= 1/3 \\ D_s &= 0,3048 \text{ meter} \\ e &= 1,273 \end{aligned}$$

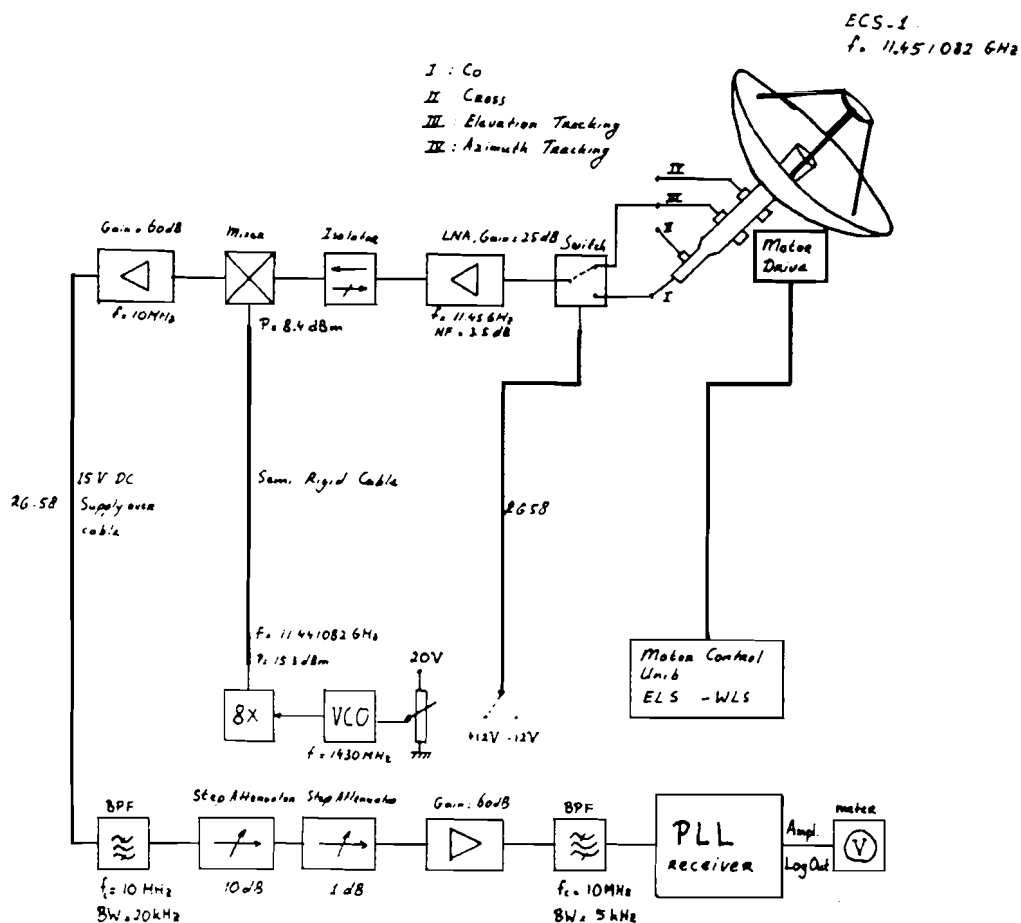
$$M = \frac{e+1}{e-1} = 8,32$$

$$F_e = M.F = 8,454 \text{ meter.}$$

Het antenne-systeem is geschetst in figuur 16. In figuur 17 is de meetopstelling weergegeven.

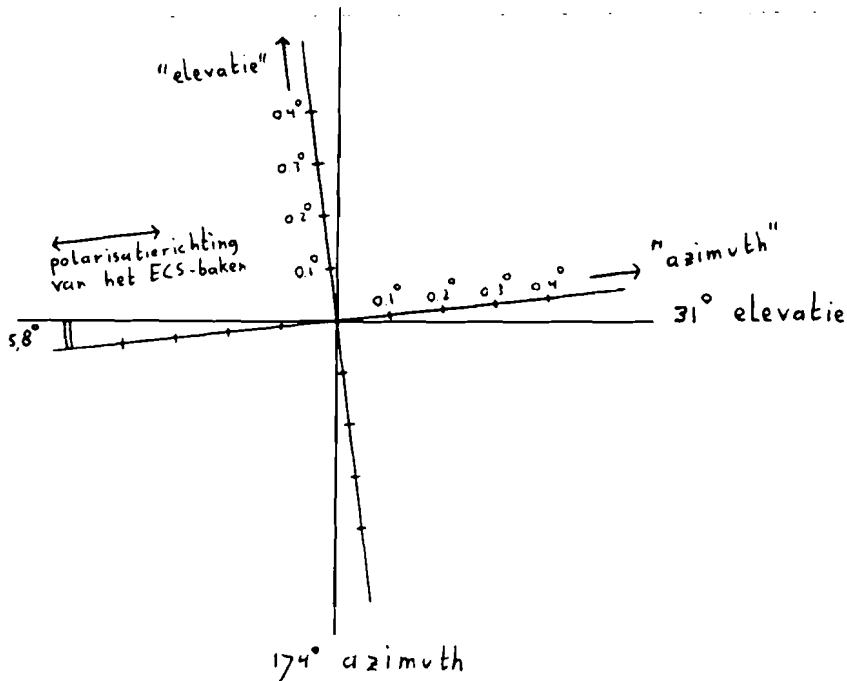


Figuur 16: Geometrie van de 3 meter Cassegrain-antenne.



Figuur 17: Meestopstelling met de 3 meter Cassegrain-antenne.

Een belangrijk onderdeel is de "mode-uitkoppelaar". Met deze microgolfschakeling (nader beschreven in hoofdstuk 3 en hoofdstuk 4) worden de verschil-signalen voor de azimuth- en de elevatie-richting uitgekoppeld. Daarna volgt een andere uitkoppelaar, die onder andere het som-sigitaal uitkoppelt. Met een schakelaar wordt gekozen tussen het som-sigitaal en een verschil-sigitaal. De metingen zijn niet precies in de azimuth- en elevatie-richting uitgevoerd, omdat de polarisatie-richting van het bakken, gezien vanuit Eindhoven, niet precies horizontaal is, zie figuur 18.



Figuur 18: Definitie van "azimuth" en "elevatie".

2.2.2. Verwachtingen

Met het computer-programma van appendix C zijn, uitgaande van de berekende belichter-diagrammen (zie paragraaf 3.1.3.) de verre veld patronen berekend, deze zijn weergegeven in figuur 19. Het som-patroon is rotatie-symmetrisch en het verschil-patroon heeft een ϕ -afhankelijkheid $\cos(\phi)$.

Volgens de berekening is de antennewinst

$$G_{\Sigma}(0,0) = 49,72 \text{ dB}$$

en de helling (4), (5), (6)

$$DS = 628 \text{ per graad } (= 3,60 \text{ E4 per radiaal}).$$

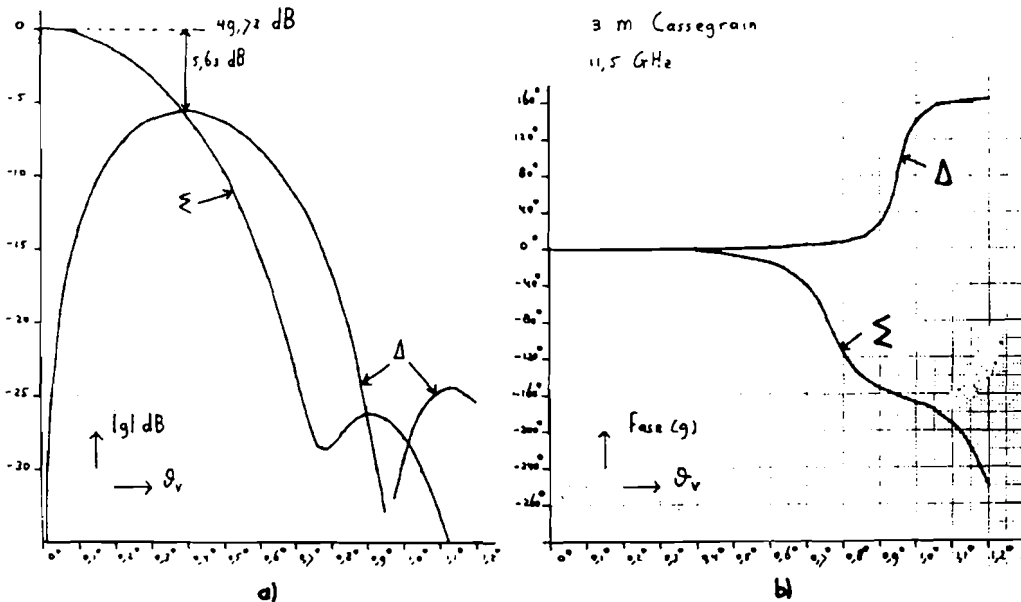
Met (13), (15), (3) en (8) volgt

$$G_0 = 51,3 \text{ dB en } DS_0 = 6,69 \text{ E5 per radiaal}$$

$$\eta_{\Sigma} = G_{\Sigma}(0,0) / G_0 = 71\% \quad (= -1,5 \text{ dB})$$

$$\eta_{\Delta} = (DS / DS_0)^2 = 29\% \quad (= -5,4 \text{ dB})$$

In tabel 20 zijn de rendementen verder uitgesplitst.



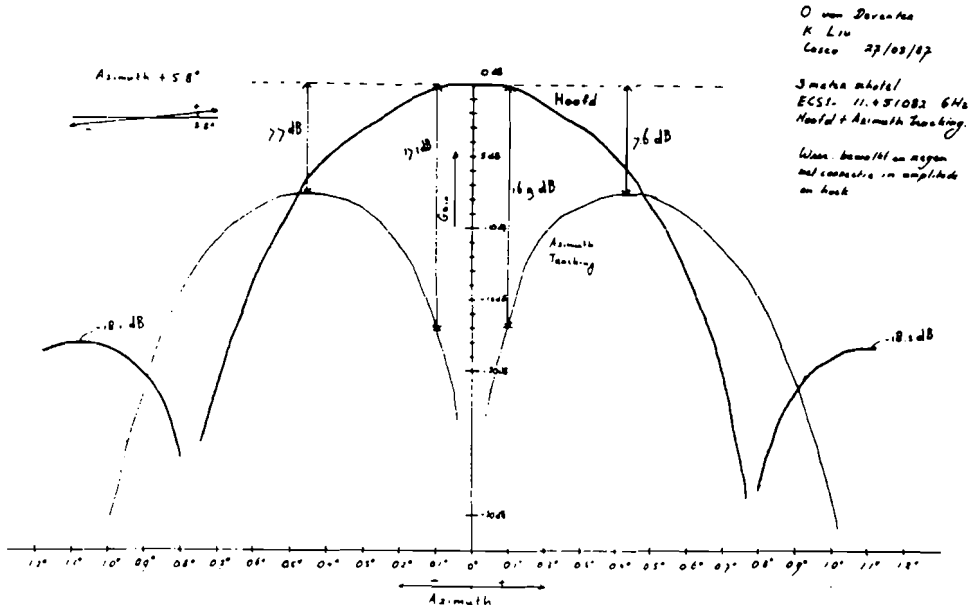
Figuur 19: Berekende stralingsdiagrammen voor de 3 m Cassegrain-antenne met de ECS-belichter op 11,451 GHz (lijsten: zie appendix D). a): amplitude, b): fase, Σ : som-patroon, Δ : verschil-patroon.

Tabel 20: Berekende rendementen voor de 3 meter Cassegrain-antenne met de ECS-belichter op 11,451 GHz.

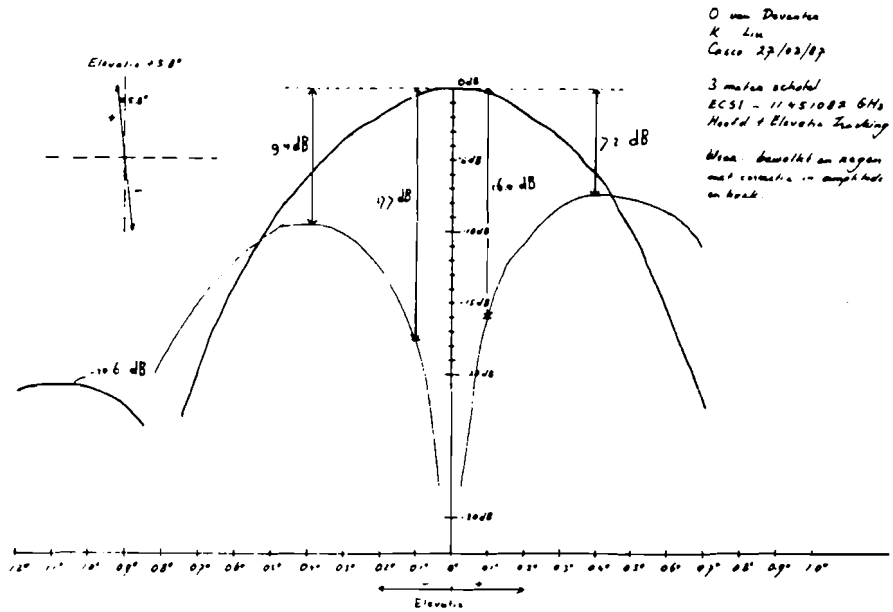
Patroon	polarisatie-rendement	aper-tuur-rendement	spill-over-rendement	belich-tings-rendement
som	100%	x 84%	x 85%	= 71% $G_{\Sigma}=49,72$ dB
verschil	50%	x 78%	x 74%	= 29% DS=628 per graad

2.2.3. Resultaten

In de figuren 21 en 22 zijn de gemeten stralingsdiagrammen in de "azimuth"- en de "elevatie"-richting weergegeven.



Figuur 21: Gemeten stralingsdiagrammen in de "azi-muth"-richting.



Figuur 22: Gemeten stralingsdiagrammen in de "elevatie"-richting.

De vorm van de gemeten som-patternen (figuur 21 en 22) komt redelijk goed overeen met de berekende vorm (figuur 19), alleen de nivo's van de eerste zijlus zijn hoger dan verwacht. Het gemeten "elevatie"-verschil-pattern is asymmetrisch. Deze asymmetrie wordt veroorzaakt door de asymmetrie in het elevatie-belich-

ter-patroon (zie paragraaf 3.2.2.). Afgezien van de asymmetrie bij het "elevatie"-verschil-patroon komt de vorm van de gemeten verschil-patronen goed overeen met de berekende vorm.

De gemeten relatieve nivo's ten opzichte van de som-patronen kloppen niet met de berekende: de gemeten verschil-patronen liggen 2 á 3 dB onder het berekende verschil-patroon (vergelijk figuur 19 met de figuren 23 en 24). Dit verschil kan niet verklaard worden met verliezen in de mode-uitkoppelaar, omdat de uitkoppeling van de verschil-patronen slechts 0,3 dB slechter is dan die van het som-patroon (zie paragraaf 3.2.2.).

Drie andere hypothesen zijn beschouwd:

- misaanpassing van de LNA (Low Noise Amplifier) op de verschil-uitkoppelaar,
- steun-blokkering (niet meegenomen in de berekeningen, dit in tegenstelling tot de subreflector-blokkering) en
- oppervlakte-fouten in het reflector-oppervlak.

Na de afregeling van de verschil-uitkoppelaars bleken deze weinig vermogen te reflecteren (evenals de som-uitkoppelaar), zodat een eventuele misaanpassing even sterk in het som-signaal als in de verschil-signalen aanwezig is. De eerste hypothese kan het verschil van 2 á 3 dB niet verklaren.

De tweede hypothese is ook niet geldig, omdat door steun-blokkering het som-patroon relatief lager uitvalt en niet de verschil-patronen. (beschouwing: zie appendix E).

De derde hypothese is waarschijnlijk de juiste. Een veelgebruikte vergelijking voor de berekening van de invloed van oppervlakte-fouten op de antenne-winst is [13, p. 15.32]

$$\eta_{of} = 20 \cdot \log(\exp(-4\pi\epsilon/\lambda)) \quad \text{dB} \quad (33)$$

In deze vergelijking is

η_{of} : het quotiënt van de verwachtingswaarde van de antenne-winst gedeeld door de antenne-winst, die zou gelden bij afwezigheid van oppervlakte-fouten,

ϵ : de standaard-deviatie van het verschil tussen de hoogte van het werkelijke antenne-oppervlak (met oppervlakte-fouten) en het antenne-oppervlak bij afwezigheid van oppervlakte-fouten (in meter) en

λ : de vrije ruimte golflengte (in ons geval 0,026 meter).

Voor $\epsilon=1$ mm volgt $\eta_{of} = -4,2$ dB,

voor $\epsilon=2$ mm volgt $\eta_{of} = -8,4$ dB en

voor $\epsilon=5$ mm volgt $\eta_{of}=-21,0$ dB.

De oppervlakte-fouten in de 3 m schotel bleken echter niet stochastisch van aard, meer duidelijk aanwijsbaar te zijn. Namelijk op de plaatsen, waar de vier steunen door het oppervlak steken, bevinden zich "bobbels" met een hoogte van 5 mm en een oppervlak van 10x15 cm. De invloed van deze bobbels op de verschil-patronen is veel groter dan die op het som-patroon, omdat belichter-verschil-patronen een maximum hebben bij deze plaatsen, terwijl het belichter-som-patroon meer geconcentreerd is op het centrum van de apertuur.

Ter controle van de derde hypothese zijn met behulp van een "standard gain horn" de absolute waarden van de antenne-winsten gemeten. Voor het som-patroon werd een winst van $39 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ gemeten (berekende waarde: 49,72 dB), voor het azimuth-verschil-patroon werd een winst (bij $\theta_v=0,4$ graden) van $31 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ gemeten (berekende waarde 44,09 dB). Er is dus een verschil van ongeveer 11 dB in het som-patroon en een verschil van 13 dB in het verschil-patroon. Deze verschillen door oppervlakte-fouten waren te verwachten. Dankzij de symmetrische ligging van de oppervlakte-fouten worden de vormen van de antenne-patronen niet te ernstig verstoord.

Geconcludeerd mag worden, dat de 3 meter Cassegrain antenne niet meer geschikt is voor gebruik op frequenties boven 10 GHz.

2.3. Het antennesysteem voor Olympus-ontvangst

2.3.1. Geometrie

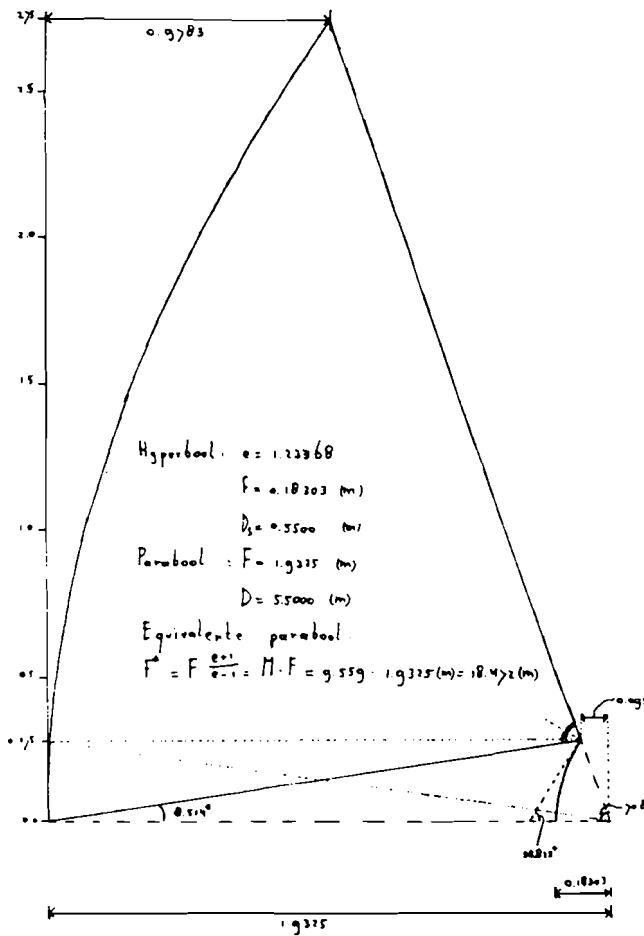
De propagatie-metingen met de satelliet Olympus zullen uitgevoerd worden met een 5,5 meter Cassegrain-antenne met:

D = 5,500 meter
 F = 1,9325 meter
 (F/D = 0,3514)
 D_s = 0,550 meter
 e = 1,234

$$M = \frac{e+1}{e-1} = 9,56$$

$$F_e = M \cdot F = 18,47 \text{ meter.}$$

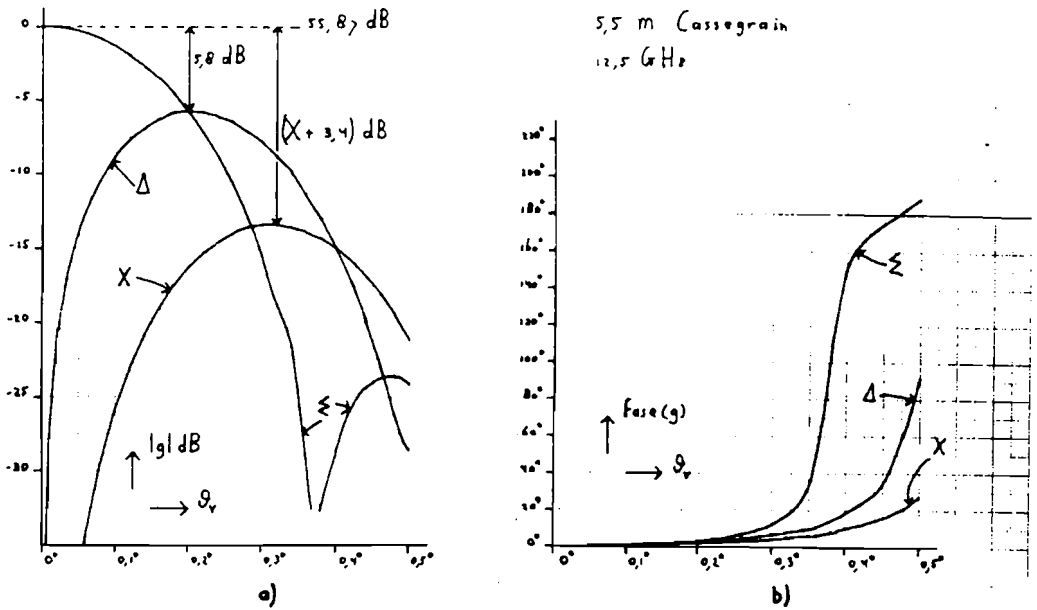
Het antenne-systeem is geschetst in figuur 23.



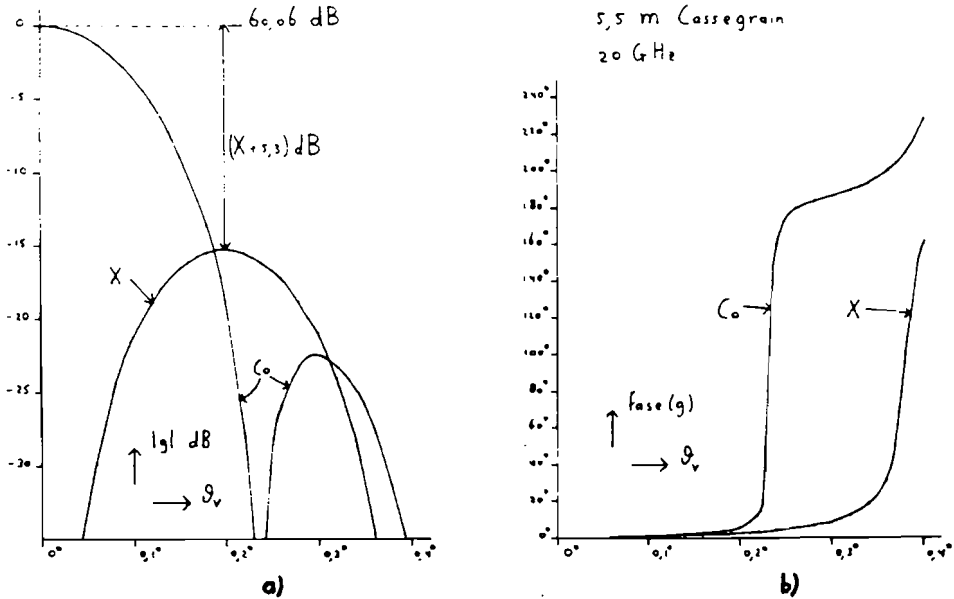
Figuur 23: Geometrie van de 5,5 meter Cassegrain-antenne.

2.3.2. Verre veld berekeningen

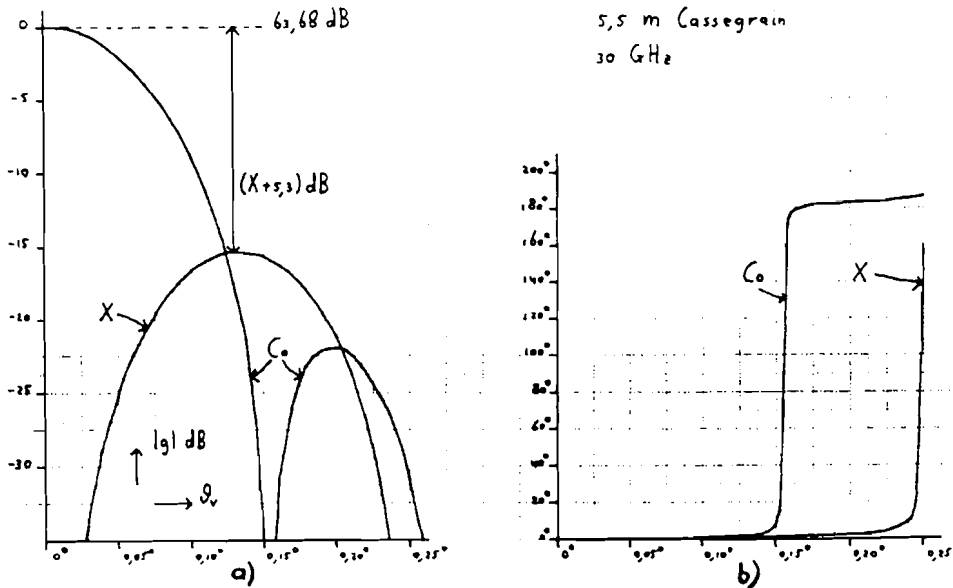
Met het programma van appendix C zijn, uitgaande van de berekende stralingsdiagrammen (zie paragraaf 3.1.3.) de verre veld patronen berekend. Deze zijn weergegeven in de figuren 24 t/m 26 (lijsten: zie appendix D).



Figuur 24: Berekende stralingsdiagrammen voor de 5,5 meter Cassegrain-antenne met de Olympus-belichter op 12,501 GHz, a): amplitude, b): fase, Σ : som-patroon, Δ : verschil-patroon, X: kruispolarisatie-patroon.



Figuur 25: Berekende stralingsdiagrammen voor de 5,5 meter Cassegrain-antenne met de Olympus-belichter op 19,770 GHz, a): amplitude, b): fase, C_0 : hoofdpolarisatie-patroon, X: kruispolarisatie-patroon.



Figuur 26: Berekende stralingsdiagrammen voor de 5,5 meter Cassegrain-antenne met de Olympus-belichter op 29,656 GHz, a): amplitude, b): fase, Co: hoofdpolarisatie-patroon, X: kruispolarisatie-patroon.

Het getal X in de figuren geeft de afstand tussen het maximum van het belichter-hoofdpolarisatie-patroon en het maximum van het belichter-kruispolarisatie-patroon aan. De waarde van dit getal voor het complete belichter-systeem en de bijbehorende microgolf-techniek is nog niet bekend, zodat alleen relatieve waarden gegeven kunnen worden.

Evenals voor som- en verschil-patronen kan voor kruispolarisatie-patronen een belichtingsrendement gedefinieerd worden, dat het produkt is van apertuur-rendement en spillover-rendement. Het spillover-rendement geeft aan welk deel van het vermogen van de belichter, uitgezonden als kruispolarisatie, door de apertuur gaat. Het apertuur-rendement is het quotiënt van het vermogen, uitgezonden op een kleine afstand van de hoofd-richting en dat zelfde vermogen voor een "optimale" kruispolarisatie-apertuur-verdeling (vergelijking (16) met $m=2$), waarbij het vermogen door de apertuur telkens op 1 genormeerd wordt.

In tabel 27 zijn diverse rendementen en het resulterende belichtingsrendement weergegeven.

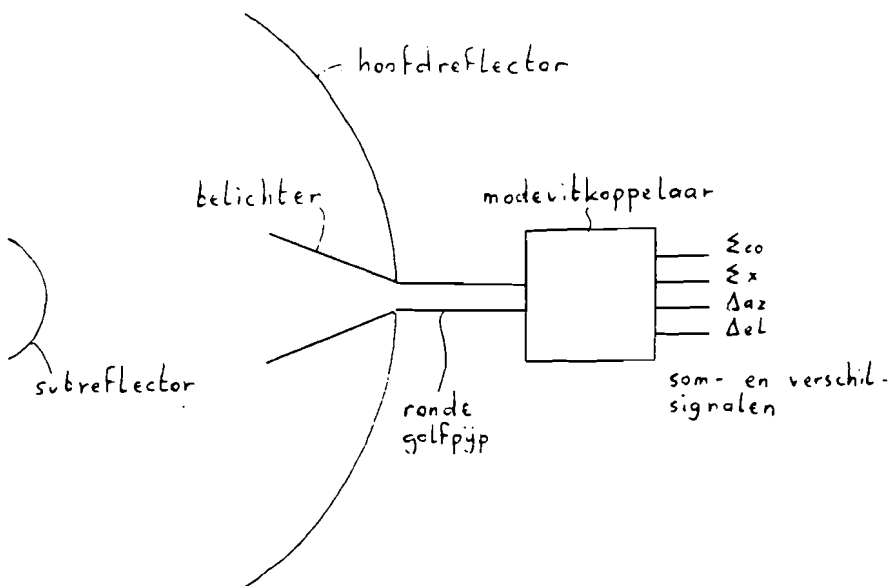
Tabel 27: Diverse rendementen voor de 5,5 meter Cassegrain-antenne met de Olympus-belichter.

Patroon	polarisatie-rendement	aper-tuur-rendement	spill-over-rendement	belichtings-rendement	
som 12,5 GHz	100%	x 84,0%	x 88,8%	= 74,3%	$G_{\Sigma}=55,87$ dB
verschil 12,5 GHz	50%	x 78,0%	x 76,2%	= 30,9%	DS=2,52 E3 per graad
kruis 12,5 GHz	-	74,8%	x 64,8%	= 48,5%	-
hoofd 20 GHz	100%	x 84,8%	x 92,2%	= 78,1%	$G_{\Sigma}=60,06$ dB
kruis 20 GHz	-	74,0%	x 77,1%	= 57,1%	-
hoofd 30 GHz	100%	x 85,5%	x 93,5%	= 80,0%	$G_{\Sigma}=63,68$ dB
kruis 30 GHz	-	76,2%	x 83,4%	= 63,5%	-

3. Multimode uitvoering van de som-en-verschil-methode

3.1. Principe van de multimode uitvoering

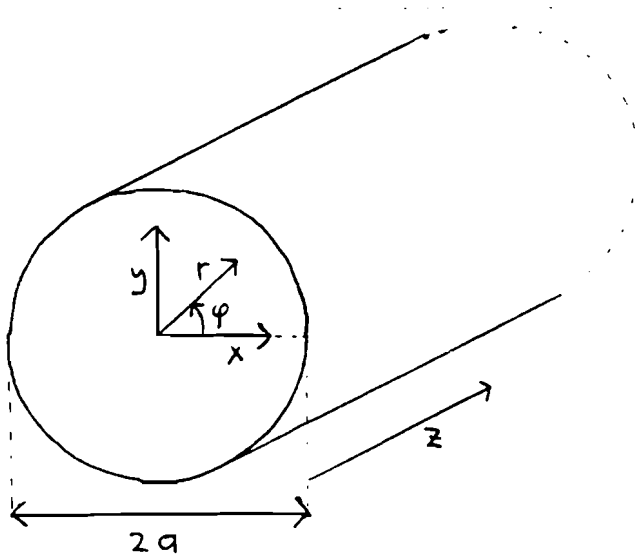
In hoofdstuk 2 is behandeld hoe, uitgaande van de stralingsdiagrammen van de belichter de verre-veldpatronen van het totale antenne-systeem berekend kunnen worden. Bij de multimode-uitvoering van de som-en-verschil-methode wordt de belichter gevoed vanuit een golfpijp, waarin verschillende modes (trillingswijzen van het elektro-magnetische veld) kunnen optreden. Een mode met de geschikte symmetrie wordt genomen als som-mode en een mode met de geschikte antisymmetrie wordt genomen als verschil-mode. Met de mode-uitkoppelaar (beschreven in hoofdstuk 4) worden de som- en verschil-signalen van elkaar gescheiden, zie figuur 28.



Figuur 28: Multimode uitvoering van de som-en-verschil-methode.

3.1.1. De modes in een ronde golfpijp als som- en verschil-signaal

De velden in een golfpijp met een cirkelvormige doorsnede kunnen het eenvoudigst beschreven worden met poolcoördinaten, zie figuur 29.



Figuur 29: Doorsnede van een ronde golfpijp.

In [25] wordt berekend, dat er zich twee typen golven kunnen voortplanten door een ronde golfpijp:

- Transversaal Magnetische golven (afgekort TM-golven of E-golven) en
- Transversaal Elektrische golven (afgekort TE-golven of H-golven).

Bij de TE-golven is het elektrische veld in de z-richting nul ($E_z=0$), bij de TM-golven is het magnetische veld in z-richting nul ($H_z=0$). Bij iedere mode kunnen de veldcomponenten (E_r , E_ϕ , E_z , H_r , H_ϕ , H_z) uitgeschreven worden als het produkt van een r-afhankelijkheid, een ϕ -afhankelijkheid en een z-afhankelijkheid:

$$\text{const.} \cdot R(r) \cdot \Phi(\phi) \cdot Z(z) \quad (34)$$

De indices $m \geq 0$ en $n > 0$ van de TM_{mn} - en de TE_{mn} -modes geven respectievelijk de ϕ -afhankelijkheid en de r-afhankelijkheid aan.

Voor de r-afhankelijkheid geldt

$$R(r) = J_m \left(X_{mn} \cdot \frac{r}{a} \right) \quad (35a)$$

of

$$R(r) = J'_m \left(X'_{mn} \cdot \frac{r}{a} \right) \quad (35b)$$

afhankelijk van de mode en de veldcomponent.

- $J_m(u)$ is de Besselfunctie van u van de orde m en de eerste soort.

- $J'_m(u)$ is de afgeleide van $J_m(u)$ naar u.

Voor de ϕ -afhankelijkheid geldt

$$\phi(\phi) = \frac{\sin}{\cos}(m \cdot \phi) \quad (36)$$

Voor de z-afhankelijkheid geldt

$$Z(z) = \exp(j \cdot (\omega t - kz)) \quad (37)$$

λ is de vrije ruimte golflengte en k is de propagatieconstante (golftal) van de gegeven mode. De golflengte van de golf in de golfpijp is

$$\lambda_g = 2\pi/k = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} \quad (38)$$

Hierin is λ_g de zogenaamde afsnijgolflengte van de mode, als de vrije-ruimte-golflengte van een golf groter is dan de afsnijgolflengte, dan kan de golf zich niet door de golfpijp voortplanten.

Voor de afsnijgolflengte geldt

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{X_{mn}} \cdot a \quad \text{TM-modes} \quad (39a)$$

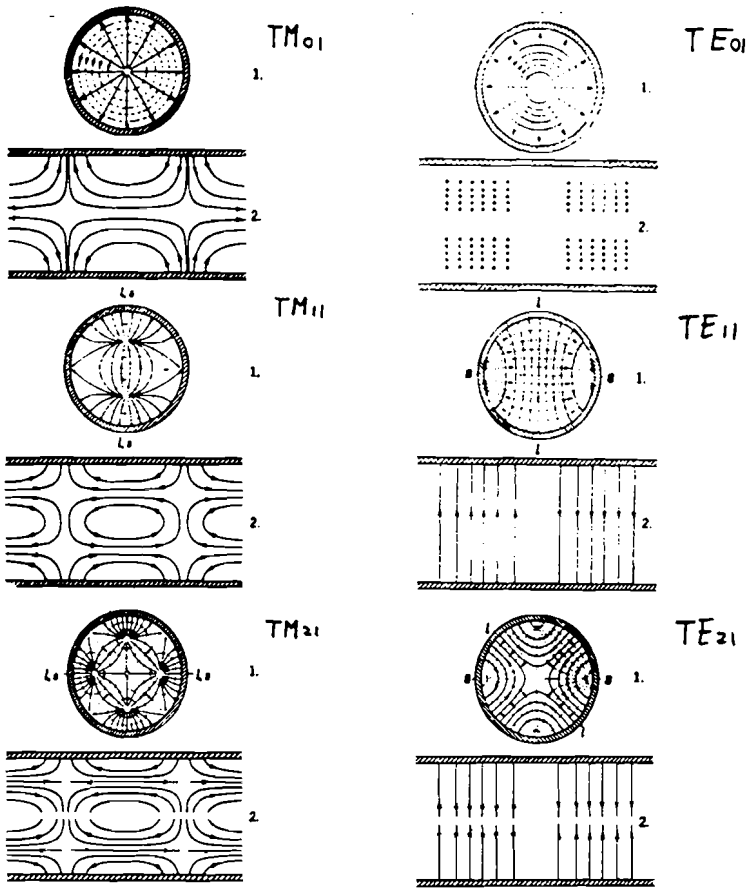
$$\lambda_c = \frac{2\pi}{X'_{mn}} \cdot a \quad \text{TE-modes} \quad (39b)$$

Hierin zijn X_{mn} en X'_{mn} de n-de oplossing van respectievelijk

$$J_m(X) = 0 \quad (40a)$$

$$J'_m(X) = 0 \quad (40b)$$

In figuur 30 zijn de velden van de TM01-, de TM11-, de TM21-, de TE01-, de TE11- en de TE21-mode in een doorsnede van een ronde golfpijp weergegeven. Vergelijkingen voor de beschrijving van de veldcomponenten van de verschillende modes worden gegeven in appendix F. In tabel 31 zijn de modes gerangschikt naar afsnijgolflengte.

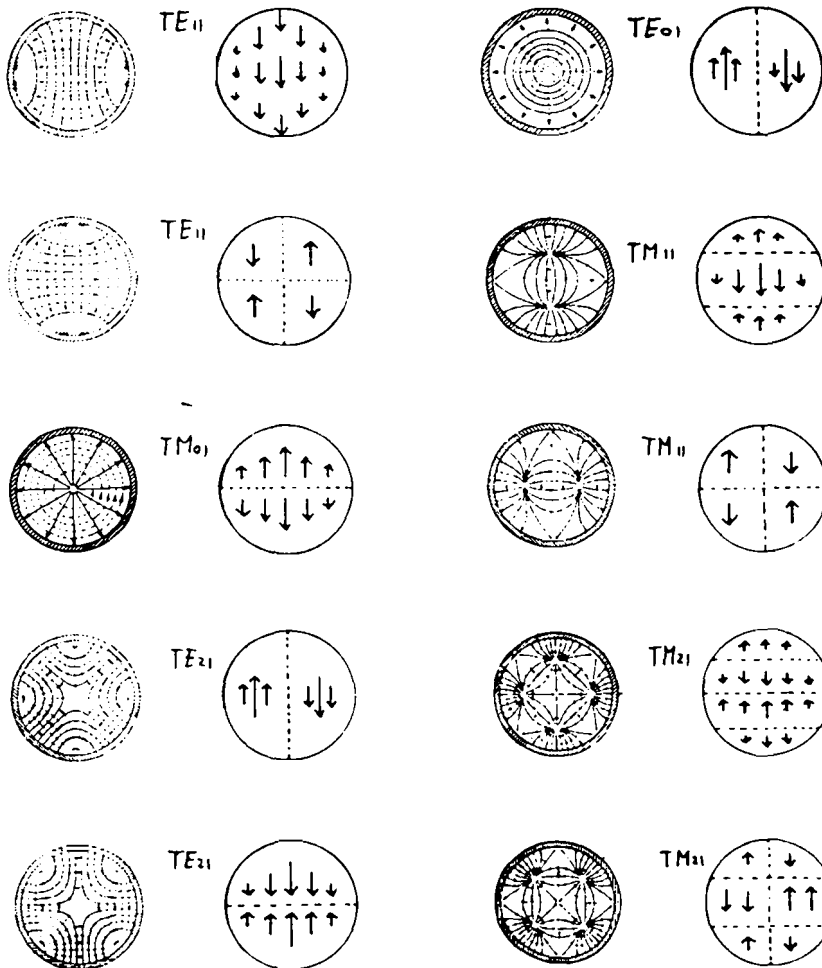


Figuur 30: Velden van verschillende modes in een ronde golfpijp (getrokken lijnen: E-veldlijnen, stippellijnen: H-veldlijnen) [25, p.68 en p.71].

Tabel 31: Afsnijgolf lengte van verschillende modes in een ronde golfpijp. (a is de straal van de golfpijp)

Mode	x_{mn}	x'_{mn}	λ_c
TE ₁₁		1,841	3,413 . a
TM ₀₁	2,405		2,613 . a
TE ₂₁		3,054	2,057 . a
TE ₀₁		3,832	1,640 . a
TM ₁₁	3,832		1,640 . a
TE ₃₁		4,201	1,496 . a
TM ₂₁	5,136		1,223 . a

Geschikte som- en verschil-modes worden gevonden door de velden van de verschillende modes in één polarisatie-richting (namelijk de polarisatie-richting van het satelliet-baken) te beschouwen. In figuur 32 wordt dit geschetst voor de TE₁₁-, de TM₀₁-, de TE₂₁-, de TE₀₁-, de TM₁₁- en de TM₂₁-mode, voor verticale lineaire polarisatie. Voor de modes met m>0 is dit gedaan voor twee standen van het veld, omdat het veld niet rotatie-symmetrisch is.



Mode en E_y -component Mode en E_y -component

Figuur 32: Schets van de y-component van het E-veld bij verschillende modes in een ronde golfpijp.

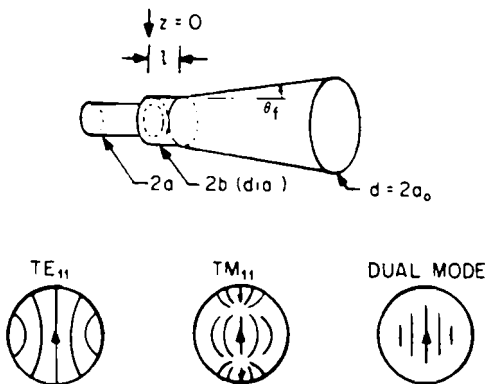
Uit figuur 32 valt eenvoudig af te lezen, dat de TE₁₁-mode de geschikte symmetrie heeft als som-mode en dat de TM₀₁-mode, de TE₂₁-modes en de TE₀₁-mode de geschikte antisymmetrie hebben als verschilmodes. Verder valt in te zien, dat de TM₀₁-mode alleen gevoelig is in de polarisatie-richting van het baken-sigitaal en niet in de andere polarisatie-richting (loodrecht daarop), waardoor de TM₀₁-mode principieel ongeschikt is voor het volgen van een lineair gepolariseerd baken [26]. De TM₀₁-mode is wel geschikt voor het volgen van een elliptisch of circulair gepolariseerd baken, omdat daarbij de momentane polarisatie-richting ronddraait. Uit het faseverschil van het TM₀₁-verschil-sigitaal en het som-sigitaal kan dan de richting van de satelliet ten opzichte van de hoofdas bepaald worden en met de verhouding in amplitude kan de afstand in graden bepaald worden. Analoog hieraan is de TE₀₁-mode alleen gevoelig loodrecht op de polarisatierichting van het baken-sigitaal. Ook de TE₂₁-modes zijn afzonderlijk niet geschikt voor het volgen van een lineair gepolariseerd baken-sigitaal.

De twee orthogonale TE₂₁-modes zijn samen wel geschikt voor het volgen van lineair gepolariseerde baken-signalen [27]. Met een eenvoudige berekening is aan te tonen, dat de gevoeligheid van de "azimuth-gevoelige" TE₂₁-mode even groot is als die van de "elevatie-gevoelige" TE₂₁-mode (zie appendix F).

Voor een multimode monopuls richtsysteem worden meestal de TM₀₁-mode (voor niet lineaire polarisatie) of de TE₂₁-modes (voor lineaire polarisatie) als verschil-modes gebruikt. De TE₀₁-mode wordt weinig gebruikt vanwege de kleine afsnijgolf lengte van deze mode.

In het voorafgaande werd al impliciet een onderdeel van een multimode-systeem genoemd, namelijk in de zendsituatie wordt de helft van het vermogen met de verkeerde polarisatie-richting uitgezonden. Aangezien een multimode-systeem reciprook is, geldt ook voor de ontvang-situatie een polarisatie-rendement van 50%. (In alle artikelen in de literatuur-opgave over multimode-systemen wordt van die reciprociteit uitgegaan) Indien de satelliet, waarop gericht gaat worden een circulair gepolariseerd baken-sigitaal uitzendt, moet gerekend worden met een polarisatie-rendement van 25%, omdat er zowel bij de zender (het baken) als bij het multi-mode-systeem een polarisatie-rendement van 50% geldt.

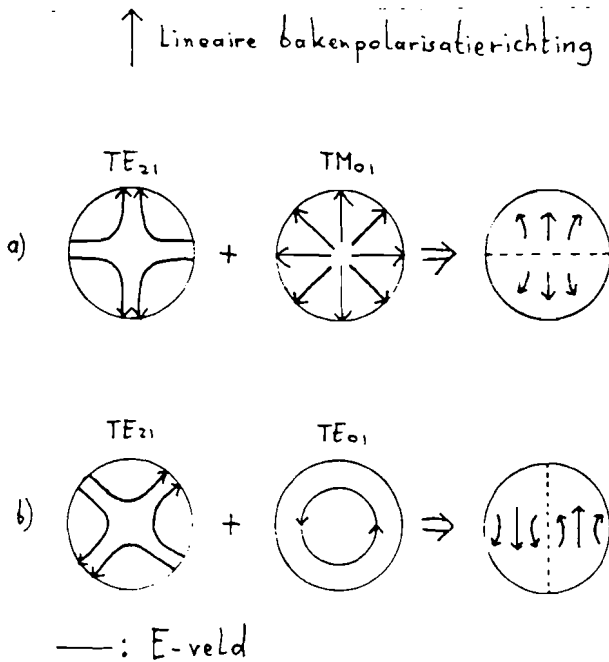
Een bekende manier om een polarisatie-rendement te vergroten is het optellen van de signalen van verschillende modes. Door optelling van de TE₁₁-mode en de TM₁₁-mode met de juiste verhouding in amplitude en fase kan een somsignaal met een polarisatierendement van theoretisch 100% bereikt worden [28], zie figuur 33. In figuur 34 is een combinatie van de TM₀₁-mode, de TE₂₁-modes en de TE₀₁-mode met een hoger polarisatie-rendement geschetst.



Figuur 33: Combinatie van de TE₁₁- en de TM₁₁-mode in een conische hoorn [29, H15] (getekend is de transversale component van het E-veld).

Voor het verkrijgen van verschil-signalen met een polarisatie-rendement van 100% moeten met de TM₀₁-mode, de TE₂₁-modes en de TE₀₁-mode ook de TM₂₁-modes gebruikt worden [31, p.7.27]. In appendix H zijn een aantal voorbeelden (afkomstig uit de literatuur) van het combineren van verschil-modes weergegeven. In de praktijk blijkt het combineren van verschil-modes zelden gebruikt te worden, omdat het de microgolfttechniek bij het antenne-systeem nog complexer maakt. Meestal, ook in dit verslag, wordt een polarisatie-rendement van 50% of 25% (impliciet) geaccepteerd als een eigenschap van een multimode-systeem.

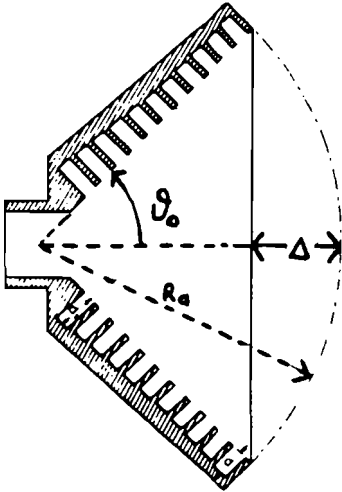
Er is aanvankelijk gekozen voor het gebruik van de twee TE₂₁-modes als verschil-modes, omdat het 12,5 GHz baken-sigitaal van de satelliet Olympus (het baken-sigitaal, waarop gericht gaat worden) lineair gepolariseerd is. (Later bleek, dat het gebruik van de TM₀₁-mode als elevatie-verschil-mode en een TE₂₁-mode als azimuth-verschil-mode bepaalde voordelen te bieden heeft boven het gebruik van de beide TE₂₁-modes, zie paragraaf 4.3.3.)



Figuur 34: Vergroting van het polarisatie-rendement door combinatie van modes. a) Gevoelig in de polarisatie-richting, b) gevoelig loodrecht op de polarisatie-richting [36, p.54] (getekend is de transversale component van het E-veld).

3.1.2. Een gegroefde conische hoorn als belichter.

Een open golfpijp kan als belichter gebruikt worden in een antenne-systeem met een enkele reflector [8], [32], maar in een Cassegrain-systeem is een belichter met een smallere bundel nodig. Vaak wordt hiertoe een gegroefde conische hoorn gebruikt, zie figuur 35.



Figuur 35: Doorsnede van een gegroefde conische hoorn [35].

De hoorn wordt gekarakteriseerd door de lengte R_a , de openingshoek θ_0 (dit is de helft van de tophoek van de hoorn), de groefdiepte d en de groefperiodiciteit (dit is het aantal groeven per meter).

Voor de goede werking van de hoorn moet gelden, dat de groeven een capacitieve impedantie hebben [11]:

$$(2.n+1) \cdot \frac{1}{2}\lambda \leq d \leq (2.n+2) \cdot \frac{1}{2}\lambda \quad (n=0, 1, 2, 3, \dots) \quad (41)$$

De groeven zorgen voor een speciale anisotrope randvoorwaarde. De groefperiodiciteit dient groter te zijn dan vier groeven per vrije ruimte golflengte en is verder niet van invloed op de werking.

In een ideale gegroefde hoorn kunnen er twee soorten modes optreden (analoog aan de modes in een ronde golfpijp): de HE_{mn} -modes en de EH_{mn} -modes. Beide kunnen beschouwd worden als een gebalanceerde combinatie van een TM_{mn} -mode en een TE_{mn} -mode. In de HE_{mn} -mode hebben de TE_{mn} -mode en de TM_{mn} -mode gelijke amplitudes en een gelijke fase, in de EH_{mn} -mode gelijke amplitudes en een tegengestelde fase [35], [29, p. 15-31]. De gebalanceerde combinaties van de TE_{11} -mode en de TM_{11} -mode zijn geschetst in figuur 36.

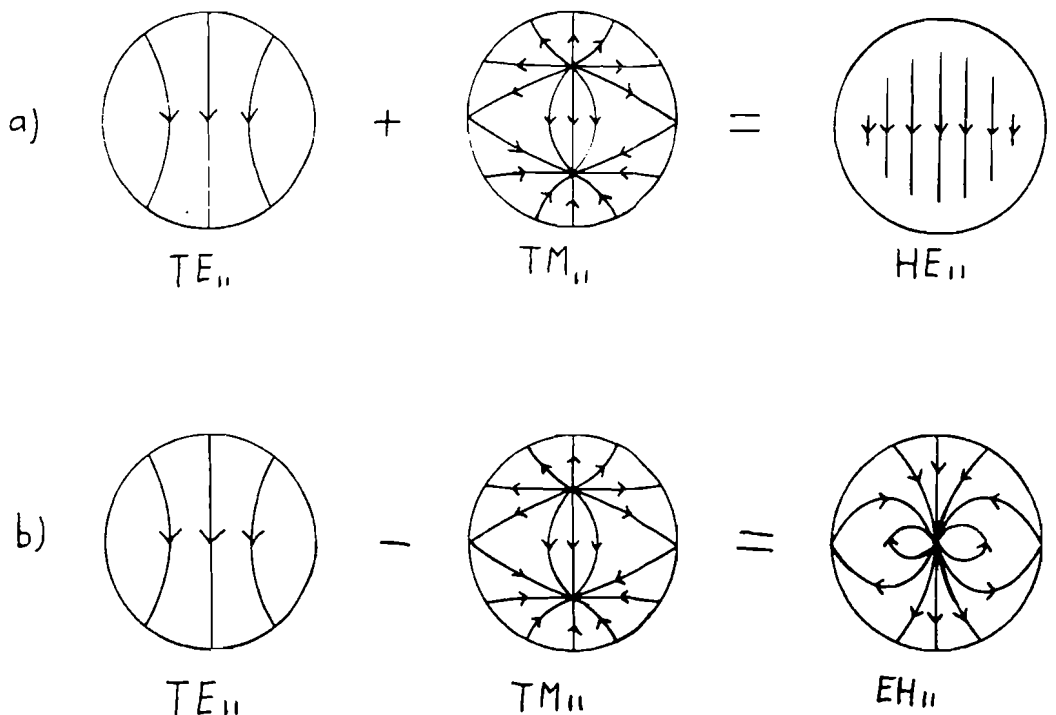
Coumans [9, p.11] heeft berekend, dat voor het transversale deel van het E-veld van een HEmn-mode geldt:

$$\begin{pmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{pmatrix} = f_{mn}(\theta) \cdot \begin{pmatrix} -\cos(m \cdot \phi) \\ \sin(m \cdot \phi) \end{pmatrix} \quad (42)$$

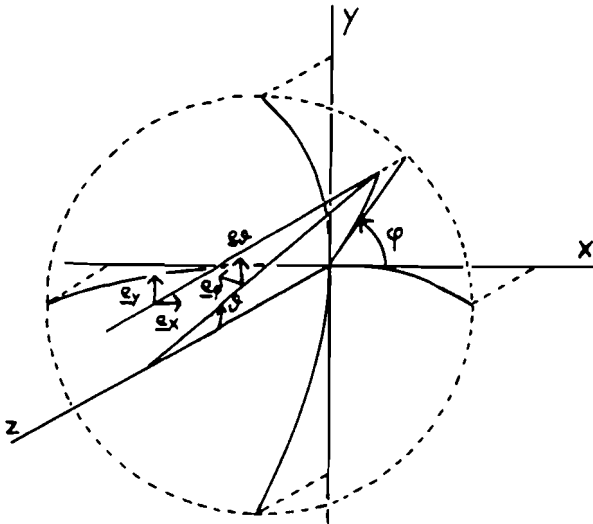
Hierin is $f_{mn}(\theta)$ een in [9] nader beschreven functie. Deze velden kunnen met een coördinaten-transformatie [36, p.101] omgezet worden in een hoofdpolarisatie- en een kruispolarisatie-component in de apertuur (E_x en E_y):

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{pmatrix} \quad (43)$$

Het hierbij gebruikte coördinaten-stelsel is weergegeven in figuur 37.



Figuur 36: a) De (gewenste) HE₁₁-mode en b) de (ongewenste) EH₁₁-mode als combinaties van de TE₁₁-mode en de TM₁₁-mode (geschetst is het transversale deel van het E-veld).



Figuur 37: Gebruikt coördinaten-stelsel voor de kruispolarisatie-berekeningen.

Invullen van (42) in (43) levert

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = f_{mn}(\theta) \cdot \begin{pmatrix} \cos((m-1) \cdot \phi) \\ -\sin((m-1) \cdot \phi) \end{pmatrix} \quad (44)$$

Uit (44) valt in te zien, dat voor $m=1$ (HE₁₁-mode, som-mode) er geen kruispolarisatie is en dat de veldverdeling rotatie-symmetrisch is. Verder is voor $m=0$ en $m=2$ (verschil-mode) de ϕ -afhankelijkheid van E_x $\cos(\phi)$ en is het polarisatie-rendement 50% (bij lineaire polarisatie van het zender-sigitaal). In praktische situaties kan er wel kruispolarisatie optreden, doordat de TE₁₁-mode in de ronde golfpijp naast de gewenste HE₁₁-mode ook de ongewenste EH₁₁-mode in de gegroefde hoorn aanstoet (bijvoorbeeld doordat de diameter van de overgang van de gladde golfpijp naar de gegroefde hoorn te groot is of doordat de groefperiodiciteit te klein is). Het stralingsdiagram van de EH₁₁-mode komt overeen met het kruispolarisatie-patroon van een gegroefde hoorn [67].

Coumans heeft een computerprogramma geschreven, dat voor de HE_{mn}-modes de stralingsdiagrammen berekent [9]. Het programma kan ook gebruikt worden voor de EH_{mn}-modes, omdat de E_x -component van de EH_{mn}-mode gelijk is aan die van de HE_{m+2,n}-mode. De veldcomponenten van het elektrische veld van de HE_{mn}-mode kunnen namelijk geschreven worden als [9]

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = f_{mn}(r) \cdot \begin{pmatrix} \sin((m-1) \cdot \phi) \\ \cos((m-1) \cdot \phi) \end{pmatrix} \quad (45)$$

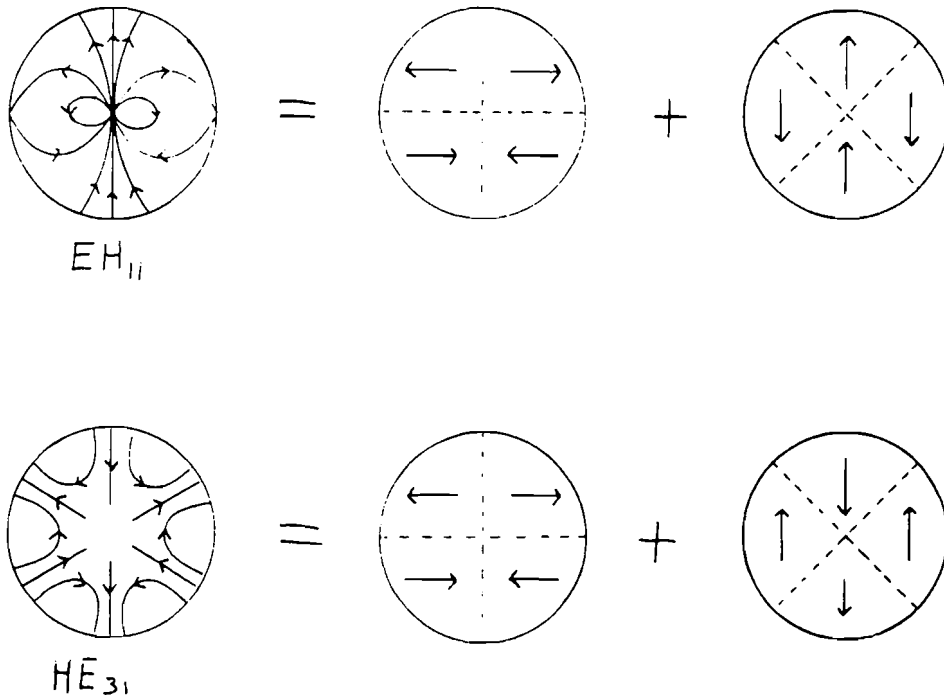
en die van de EH_{mn}-mode als [66]

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = g_{mn}(r) \cdot \begin{pmatrix} \sin((m+1) \cdot \phi) \\ -\cos((m+1) \cdot \phi) \end{pmatrix} \quad (46)$$

waarbij volgens [31, p. 7.27] geldt

$$f_{m+1,n}(r) = g_{m-1,n}(r) \quad (47)$$

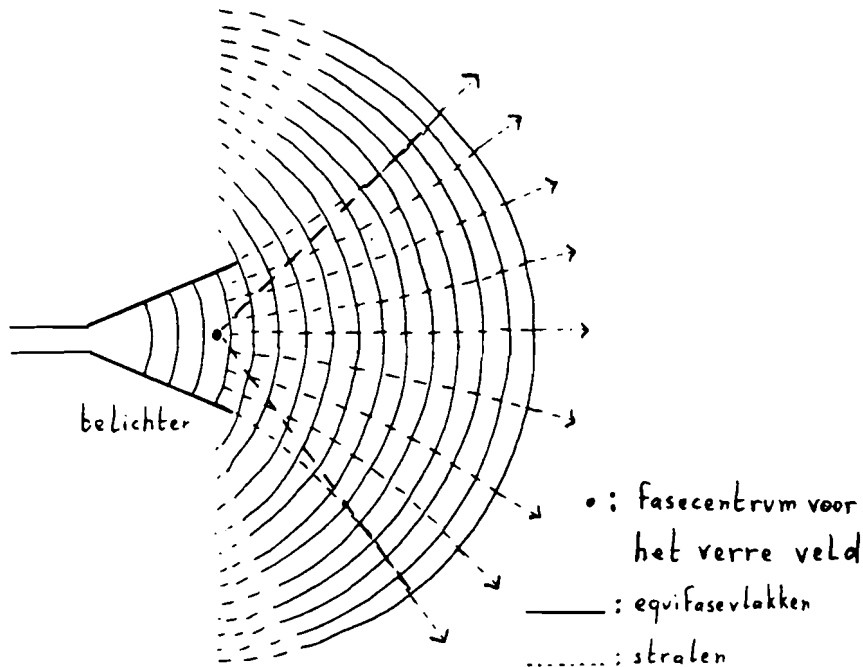
In figuur 38 zijn ter illustratie van dit gegeven de EH₁₁-mode en de HE₃₁-mode geschetst.



Figuur 38: Illustratie van de overeenkomst tussen de EH₁₁-mode en de HE₃₁-mode (geschetst is de transversale component van het E-veld).

Een probleem bij (gegroeefde) hoorns is dat het fasecentrum meestal niet samenvalt met de apex van de hoorn en zich niet op een vaste plaats in de hoorn bevindt. Het fasecentrum is een virtueel punt in de hoorn, waar (bolvormige) elektro-magnetische golven vandaan (schijnen te) komen. De plaats van het fasecentrum varieert onder andere met de frequentie en de afstand tot de hoorn [36, p.125]. Vaak geldt dat hoe verder van de hoorn af het stralingsdiagram bepaald

wordt, hoe verder het fasecentrum naar de voorkant van de hoorn schuift. Dit diffractie-verschijnsel wordt geïllustreerd in figuur 39.



Figuur 39: Illustratie van het diffractie-verschijnsel bij hoorn-antennes.

Vanwege deze reden is het nodig een gegeven stralingsdiagram van een hoorn ten opzichte van een bepaald punt (bijvoorbeeld de apex) te kunnen transformeren naar een stralingsdiagram rond een ander punt (bijvoorbeeld het fasecentrum). Een methode hiervoor wordt gegeven door Gelissen [34], zie figuur 40.

Het verband tussen de verschillende variabelen wordt gegeven met de "sinusregel":

$$\frac{\sin(\delta\theta)}{\delta F} = \frac{\sin(\theta_c)}{F} = \frac{\sin(\theta_a)}{F - \delta F + \delta} \quad (48)$$

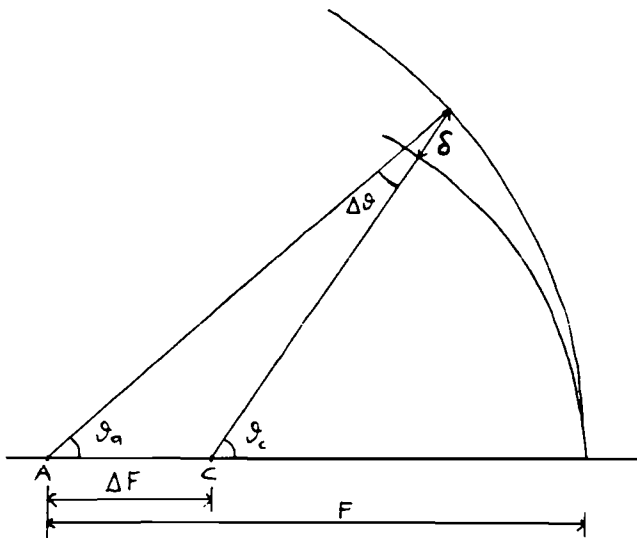
Voor het stralingsdiagram rond C geldt

$$g_c(\theta_c, \phi) = g_a(\theta_a, \phi) \cdot \frac{F - \delta F + \delta}{F} \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot \delta) \quad (49)$$

Hierin is weer

$$G(\theta, \phi) = |g(\theta, \phi)|^2$$

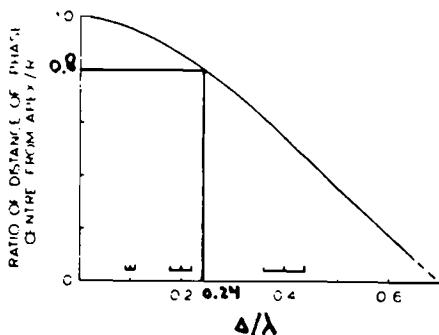
de antennewinst-functie.



Figuur 40: Transformatie van de oorsprong van een stralingsdiagram van punt A naar punt C.

Een goed inzicht in de werking van de gegroefde conische hoorn (voor het som-patroon) kan verkregen worden met de resultaten van MacA. Thomas [35]. De belangrijkste parameter in zijn verhaal is Δ/λ (definitie van Δ : zie figuur 35).

Voor kleine Δ/λ (kleiner dan 0,4) is gevonden, dat de bundelbreedte vooral door de apertuurmaat D/λ wordt bepaald en daarom frequentie-afhankelijk is. Verder beweegt het fasecentrum zich naar de apex voor toenemende Δ/λ (zie figuur 41). Deze hoorns worden smalbandige hoorns genoemd.



Figuur 41: Afstand van het fasecentrum tot de apex van een smalbandige gegroefde hoorn ten opzichte van de hoornlengte R_a [35].

Voor grote Δ/λ (groter dan 0,75) wordt de bundelbreedte vooral bepaald door de openingshoek van de hoorn θ_0 en het fasecentrum bevindt zich bij de apex van de

hoorn. Deze hoorns gedragen zich vrijwel frequentie-onafhankelijk (binnen de door (41) gegeven frequentiegebieden) en worden breedbandige hoorns (ook wel scalaire hoorns) genoemd.

Deze resultaten zijn geldig voor de som-mode (HE₁₁-mode) in het verre veld (op een afstand groter dan $2D^2/\lambda$ [13, p. 11.11]). Indien de subreflector zich dichterbij de hoorn bevindt, dan zal het fasecentrum dichterbij de apex liggen (zie figuur 39). Voor de verschil-mode (HE₂₁-mode) en de kruispolarisatie-mode (EH₁₁-mode) zal het gedrag meer in de richting van een smalbandige hoorn zijn dan voor de som-mode (HE₁₁-mode). De afsnijgolf lengte van deze hogere modes is namelijk kleiner dan die van de hoofd-mode, waardoor de hogere modes "gedrag" vertonen, dat overeenkomt met dat van de hoofd-mode voor een lagere frequentie en dus voor kleinere Δ/λ .

3.1.3. Berekende belichter-diagrammen

Berekeningen zijn gedaan aan twee belichters, zie tabel 42.

Tabel 42: Maten van de gegroefde hoorns.

Naam	ECS-belichter	Olympus-belichter
Antenne-systeem	3 meter Cassegrain-antenne	5,5 meter Cassegrain-antenne
Frequenties	11,451 GHz	12,501 GHz 19,770 GHz 29,656 GHz
Openingshoek θ_0	8,0 graden	10,5 graden
Hoornlengte R_a	64,3 cm	73,3 cm
Groefdiepte d	6,55 mm	18,75 mm
Groefperiodiciteit	1 groef per 4 mm	1 groef per 4 mm
Δ	6,3 mm	12,3 mm
Apertuur-diameter D	18,0 cm	26,7 cm

De parameter Δ/λ is voor deze belichters
 $\Delta/\lambda=0,24$ (ECS-belichter, 11,451 GHz),
 $0,51$ (Olympus-belichter, 12,501 GHz),
 $0,81$ (Olympus-belichter, 19,770 GHz) en
 $1,21$ (Olympus-belichter, 29,656 GHz).

Het is duidelijk, dat de ECS-belichter in de categorie smalbandige belichters valt. Het fase-centrum ligt op 51,4 cm van de apex, indien deze in het verre veld bepaald wordt (op een afstand groter dan $2D^2/\lambda=2,5$ meter), zie paragraaf 3.1.2. De afstand van het fase-

centrum tot de subreflector moet echter 79,4 cm zijn (zie paragraaf 2.2.1.), zodat het fasecentrum zich dichterbij de apex zal bevinden.

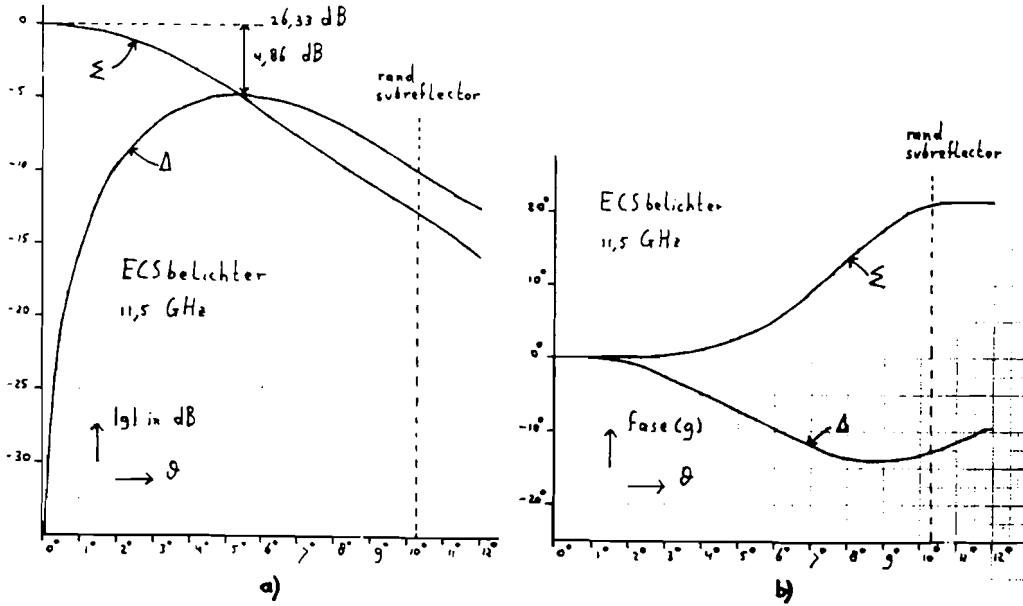
Voor de berekeningen met het programma van Coumans [9] moet de afstand van de apex tot de subreflector bekend zijn. Deze is nog onbekend, omdat de afstand van het fasecentrum tot de apex nog onbekend is. Het fasecentrum kan op de juiste afstand van de subreflector gevonden worden door het programma van Coumans voor verschillende afstanden tussen de apex en de subreflector de belichter-diagrammen te laten berekenen en voor elk van deze belichter-diagrammen met het algoritme van Gelissen (zie figuur 40) het fasecentrum te zoeken, totdat de juiste afstand van het fasecentrum tot de subreflector is gevonden. Deze bewerkelijke procedure is niet uitgevoerd. Met metingen is bepaald, dat de afstand van het fasecentrum tot de subreflector ongeveer 34 cm is (zie paragraaf 3.2.2.) de afstand van de apex tot de subreflector wordt dan ongeveer 113 cm.

Voor de frequenties 19,770 GHz en 29,656 GHz valt de Olympus-belichter (voor het som-patroon) in de categorie breedbandige belichters en zal het fasecentrum samenvallen met de apex van de hoorn. Aangezien de som-patronen voor deze frequenties de belangrijkste zijn voor de voorgenomen metingen (zie paragraaf 5.1.2.), zal de apex van de hoorn in het brandpunt van de 5,5 meter Cassegrain-antenne gezet moeten worden. De afstand van de apex tot de subreflector is dan 174,9 cm.

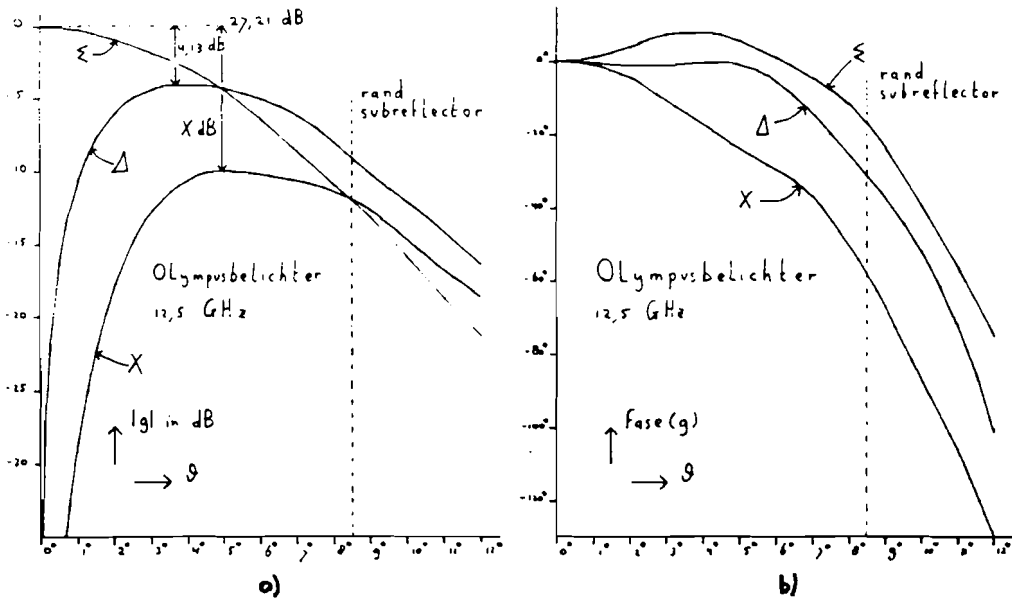
Voor de stralingsdiagrammen op 12,5 GHz en de stralingsdiagrammen van de EH₁₁-mode zal het fasecentrum zich niet in, maar voor de apex bevinden. Dit uit zich in de fase-diagrammen met een afnemende fase voor toenemende hoek θ .

Voor de kruispolarisatie-patronen is telkens gerekend met de HE₃₁-mode en niet met de EH₁₁-mode. Een voorbehoud in de juistheid van deze berekeningen moet gemaakt worden, omdat niet bekend is of de fasecentra van beide modes samenvallen.

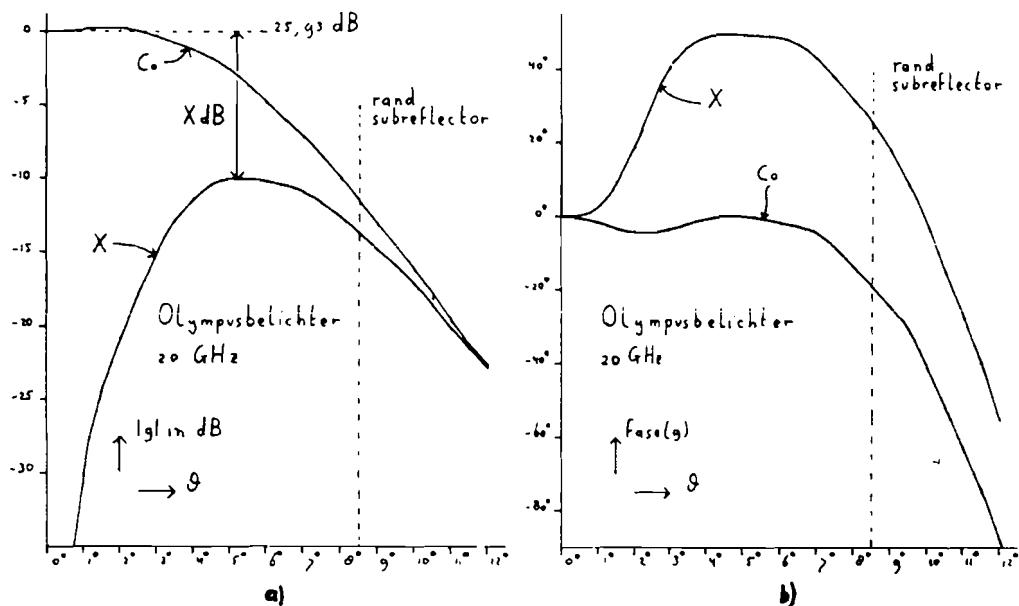
De berekende stralingsdiagrammen zijn weergegeven in de figuren 43 t/m 46 (lijsten: zie appendix G).



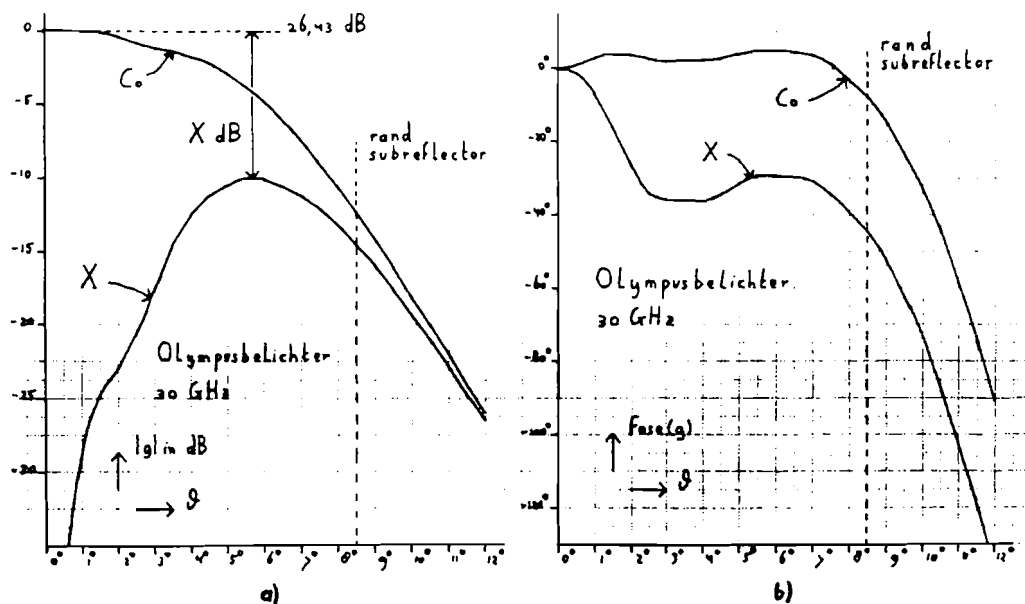
Figuur 43: Berekend stralingsdiagram rond het fasecentrum van de ECS-belichter voor 11,451 GHz, a): amplitude, b): fase, Σ : HE11-mode, Δ : HE21-mode.



Figuur 44: Berekend stralingsdiagram rond de apex van de Olympus-belichter voor 12,501 GHz, a): amplitude, b): fase, Σ : HE11-mode, Δ : HE21-mode, X: HE31-mode (EH11-mode).



Figuur 45: Berekend stralingsdiagram rond de apex van de Olympus-belichter voor 19,770 GHz, a): amplitude, b): fase, Co: HE11-mode, X: HE31-mode (EH11-mode).



Figuur 46: Berekend stralingsdiagram rond de apex van de Olympus-belichter voor 29,656 GHz, a): amplitude, b): fase, Co: HE11-mode, X: HE31-mode (EH11-mode).

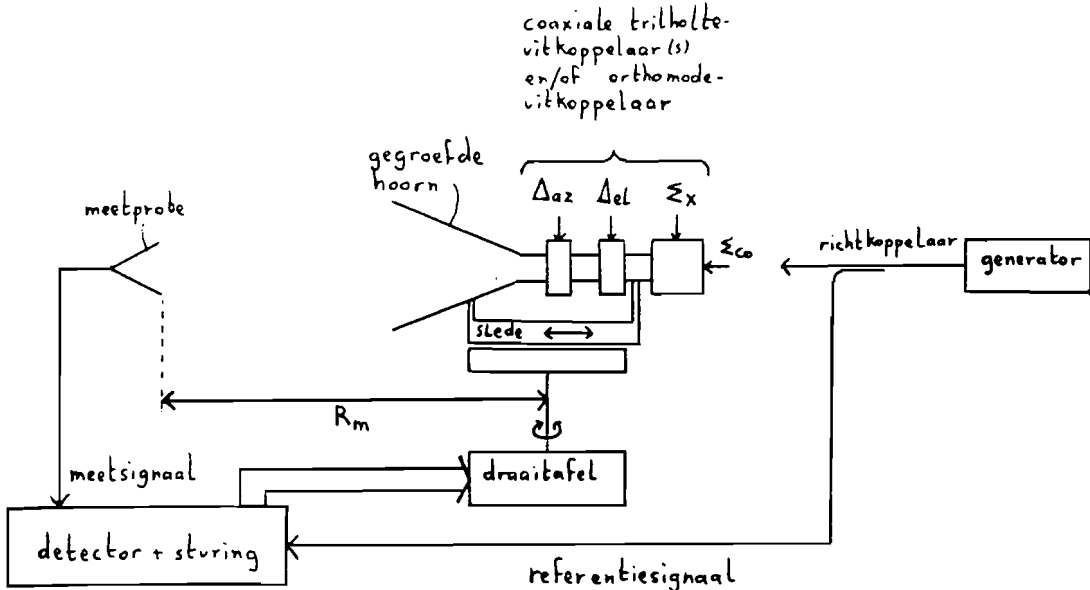
Uit het fase-diagram van de ECS-belichter kan herkend worden, dat volgens de berekeningen de afstand van de apex tot het fasecentrum kleiner dan de gemeten 34 cm is, de fase van het sompatroon neemt namelijk toe bij toenemende hoek θ . (Met vergelijking (48) valt te berekenen, dat het verschil slechts zo'n 4 cm is).

Zoals verwacht is de fase van de sompatronen van de Olympus-belichter voor 19,770 GHz en 29,656 GHz vrij constant. Het is onduidelijk, waarom de kruispolarisatiepatronen zo vreemd verlopen voor de Olympus-belichter voor 19,770 GHz en 29,656 GHz (verwacht was een vloeiender verloop van de amplitude- en fase-diagrammen).

3.2. Metingen aan belichters

3.2.1. Meetopstelling

Er is gemeten aan twee gegroefde hoorns: de ECS-belichter en de Olympus-belichter (maten: zie paragraaf 3.1.1.). De metingen aan de belichters zijn uitgevoerd in het antenne-laboratorium van de vakgroep ET (Theoretische Elektrotechniek). In figuur 47 is de gebruikte meetopstelling geschetst. Het referentiesignaal wordt gebruikt voor coherente detectie van het te meten signaal.



Figuur 47: Meetopstelling voor belichter-metingen.

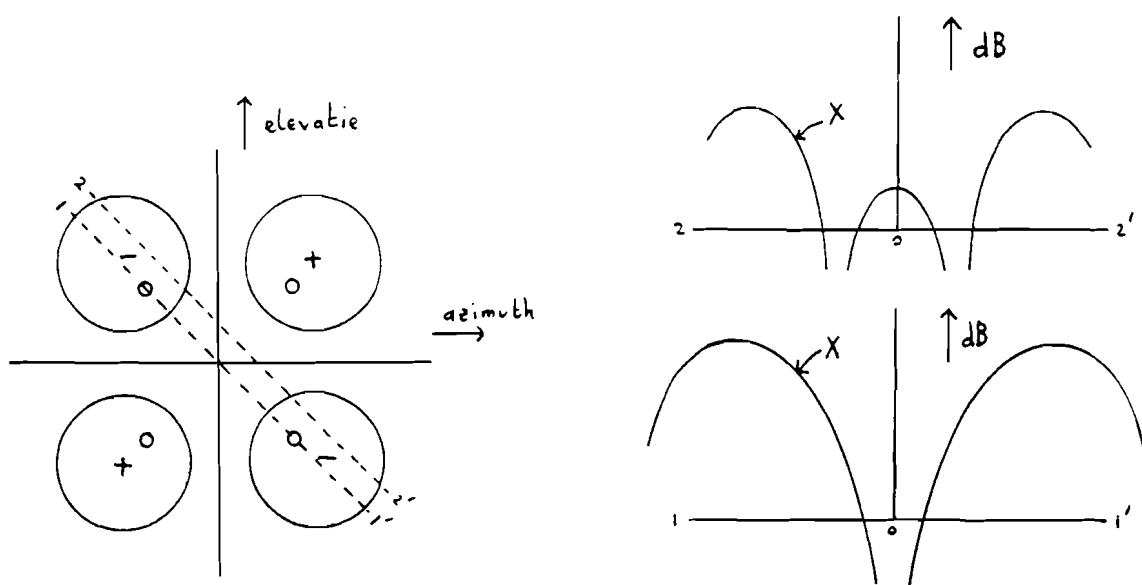
Uit praktische overwegingen (impedantie-aanpassing, plaatsing van de generator, lengte van de kabels) is de gegroefde hoorn als zend-antenne gebruikt. Bij de metingen is telkens de afstand van de meetprobe tot het draaipunt gelijk gesteld aan de afstand van de subreflector tot het tweede brandpunt van het Cassegrain-systeem:

$R_m = 0,794$ meter voor de ECS-belichter en

$R_m = 1,749$ meter voor de Olympus-belichter.

Door de belichter op de slede naar voren en naar achteren te schuiven en telkens het fase-diagram te meten, kan het fasecentrum van de hoorn gevonden worden.

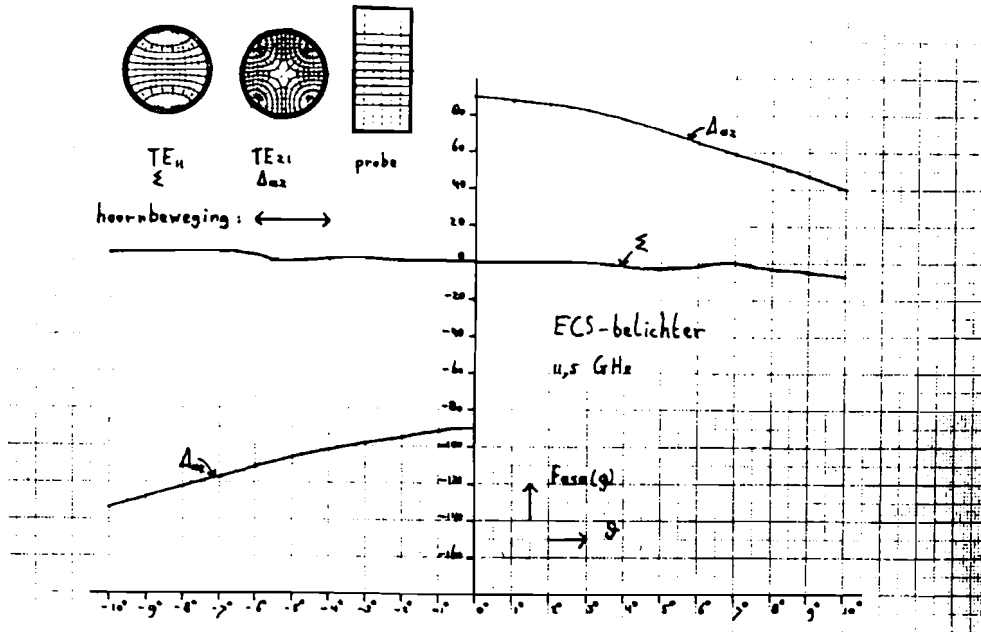
Bij de metingen dienen de belichters zeer goed uitgericht te worden qua hoogte en richting. In figuur 48 is ter illustratie het effect van verkeerd uitgericht meten bij kruispolarisatie-metingen geschetst.



Figuur 48: Effect van verkeerd uitgericht meten bij kruispolarisatie-metingen.

3.2.2. Resultaten

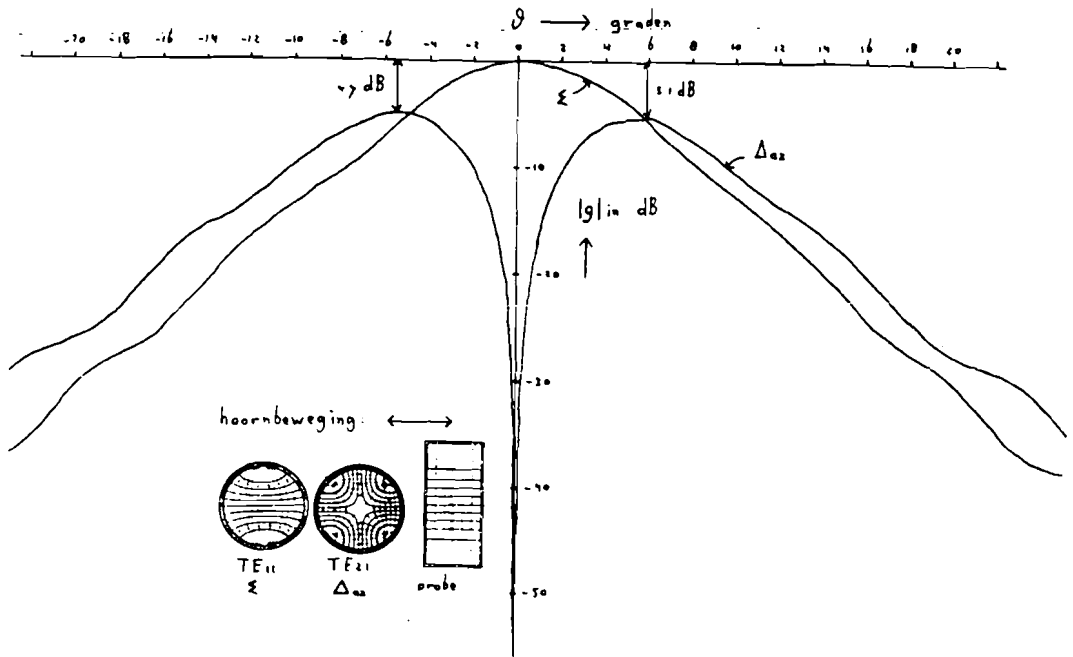
Met de fase-metingen is bepaald, dat het fase-centrum zich bij de ECS-belichter voor de HE₁₁-mode op 34 cm afstand van de apex bevindt en voor de HE₂₁-mode op 46 cm afstand. In figuur 49 zijn de gemeten fase-diagrammen weergegeven (gemeten rond het fase-centrum van de HE₁₁-mode in de "azimuth"-richting).



Figuur 49: Gemeten fase-diagrammen van de ECS-belichter op 11,451 GHz rond het fase-centrum van de HE11-mode in het E-vlak ("azimuth", want het 11,451 GHz baken-sigitaal van de satelliet ECS is horizontaal gepolariseerd). Σ : HE11-mode, Δ_{az} : HE21-mode.

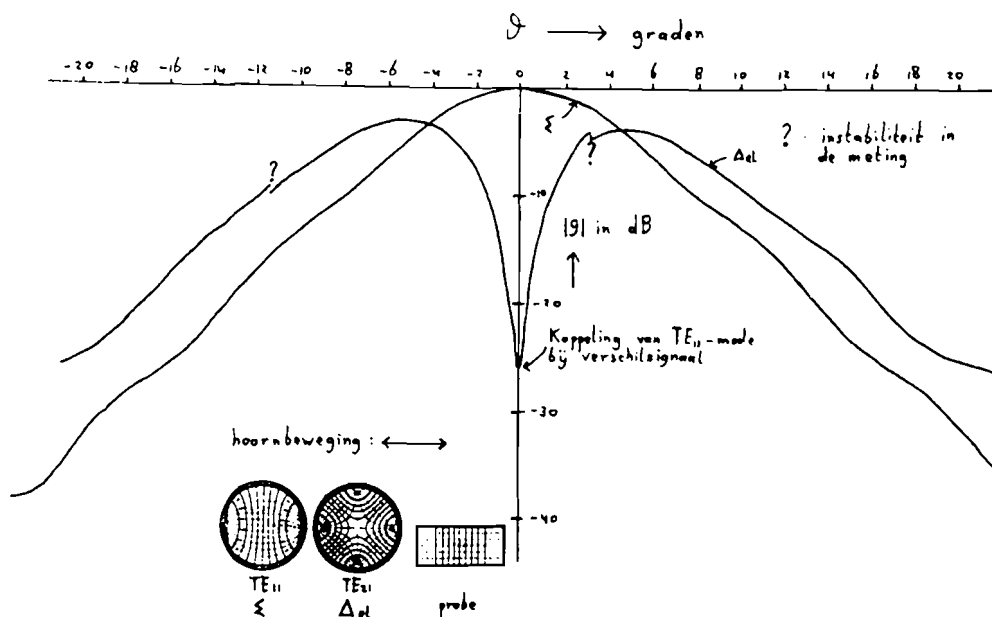
Uit het feit, dat de fase van het som-patroon ongeveer constant is voor $-10^\circ \leq \theta \leq 10^\circ$ volgt, dat het draaipunt met het fase-centrum overeenkomt. Uit de afnemende fase van het verschil-patroon kan afgeleid worden, dat het fase-centrum van het verschil-patroon inderdaad verder van de apex ligt dan het fasecentrum van het som-patroon.

De in de "azimuth"- en "elevatie"-richting gemeten amplitude-diagrammen zijn weergegeven in figuur 50 en figuur 51.



Figuur 50: Gemeten stralingsdiagram van de ECS-belichter op 11,451 GHz rond het fase-centrum van de HE₁₁-mode in het E-vlak ("azimuth", want het 11,451 GHz baken-sigitaal van de satelliet ECS is horizontaal gepolariseerd). Σ : HE₁₁-mode, Δ_{el} : HE₂₁-mode.

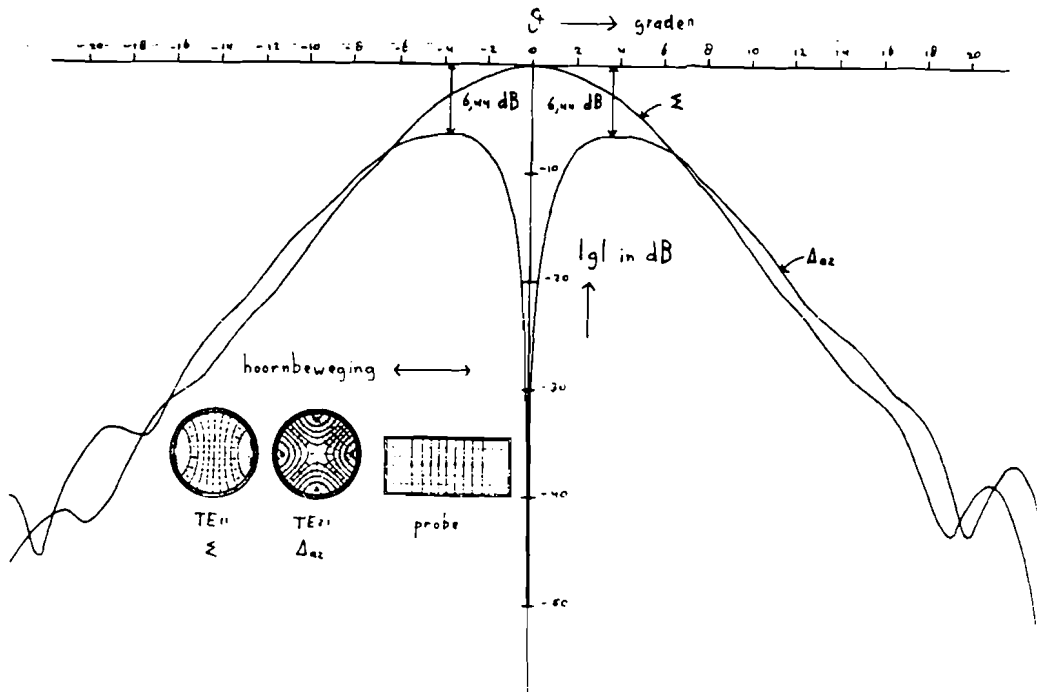
Het gemeten "azimuth"-verschil-patroon en de gemeten som-patronen komen goed overeen met de in paragraaf 3.1.3. berekende patronen. In het "azimuth"-verschil-patroon is een asymmetrie herkenbaar, die duidt op een "in-fase koppeling" met het som-sigitaal van ongeveer -25 dB (zie paragraaf 4.2.3.). Het nivo van het "azimuth"-verschil-patroon ten opzichte van het som-patroon is bij de metingen 0,2 & 0,3 dB lager dan het berekende nivo. Dit is te wijten aan uitkoppel-verliezen in de "coaxiale-trilholte-uitkoppelaar" (zie hoofdstuk 4), die voor de uitkoppeling van de verschil-signalen gebruikt is. Van de "orthomode-uitkoppelaar", die voor de uitkoppeling van het som-sigitaal gebruikt is, is bekend, dat de verliezen kleiner dan 0,2 dB zijn, zodat het uitkoppel-verlies voor het verschil-sigitaal hooguit 0,5 dB is.



Figuur 51: Gemeten stralingsdiagram van de ECS-belichter op 11,451 GHz rond het fase-centrum van de HE₁₁-mode in het H-vlak ("elevatie", want het 11,451 GHz baken-sigitaal van de satelliet ECS is horizontaal gepolariseerd). Σ : HE₁₁-mode, Δ_{e1} : HE₂₁-mode.

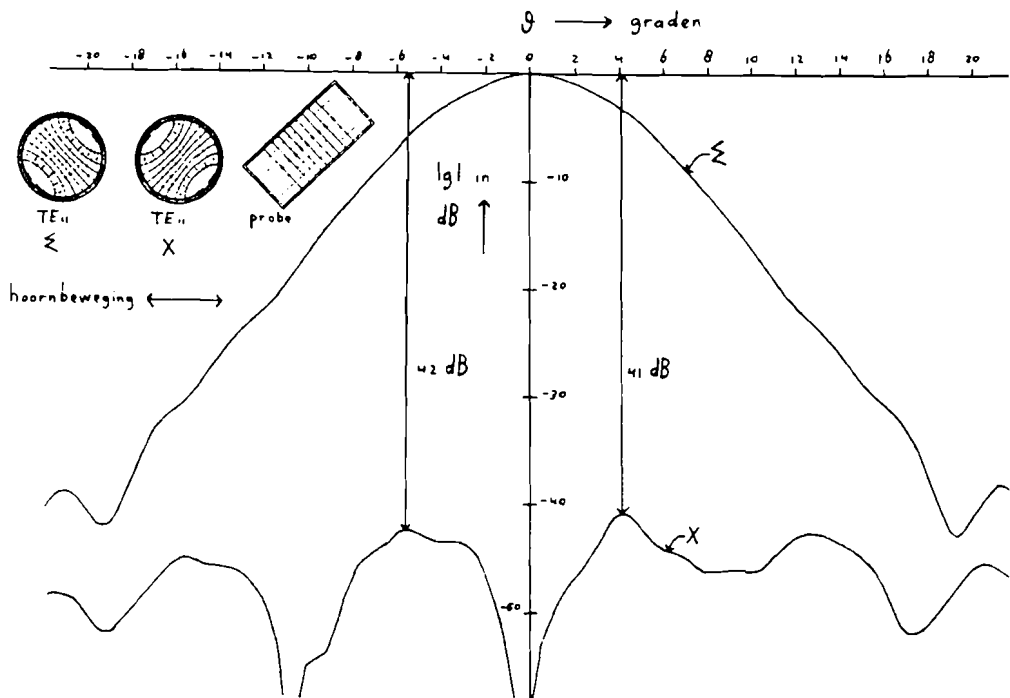
Bij het "elevatie"-verschil-patroon is de nuldoorgang in de voorwaartse richting "volgelopen", dit duidt op een "quadratuur koppeling" met het som-sigitaal van ongeveer -25 dB (zie paragraaf 4.2.3.). In de meting van het elevatie-verschil-patroon zijn instabiliteiten opgetreden, waarschijnlijk veroorzaakt door het verspringen van een kabel tijdens de meting.

Bij alle metingen aan de Olympus-belichter is de apex van de hoorn als draaipunt genomen, omdat de fasecentra van de 20 GHz en 30 GHz hoofdpolarisatiepatronen samenvallen met de apex. Er zijn vanwege de beperkte meettijd geen fase-metingen uitgevoerd. Alle hoofdpolarisatie- en kruispolarisatiepatronen zijn direkt aan de belichter gemeten via geschikte overgangen van ronde naar rechthoekige golfpijp. Het 12,5 GHz verschil-sigitaal is uitgekoppeld met een coaxiale trilholte-uitkoppelaar. De resultaten zijn weergegeven in figuur 52 t/m 55.



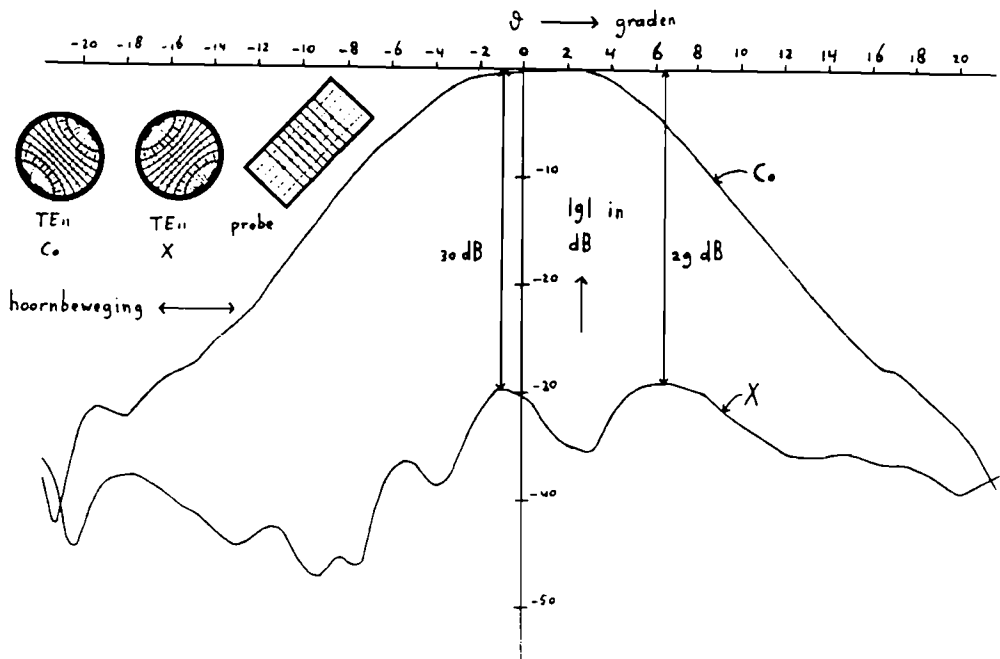
Figuur 52: Gemeten stralingsdiagrammen van de Olympus-belichter op 12,501 GHz rond de apex in het H-vlak ("azimuth", want het 12,501 GHz baken-sigitaal van de satelliet Olympus is vertikaal gepolariseerd). Σ : HE11-mode, Δ_{az} : HE21-mode.

De vormen van het gemeten som-patroon en het gemeten verschil-patroon op 12,501 GHz komen precies overeen met de in paragraaf 3.1.3. berekende vormen. Het nivo van het verschil-patroon ten opzichte van het som-patroon is bij de meting 1,6 dB lager dan het berekende nivo. Aangezien er bij de som-uitkoppelaar geen verliezen zijn geconstateerd is het verlies van de verschil-uitkoppelaar 1,6 dB. Het gemeten verschil-patroon is vrijwel symmetrisch (binnen de meet-nauwkeurigheid). Dit en de "diepte" van de nuldoorgang in de voorwaartse richting duiden op een ont koppeling van het verschil-sigitaal met het som-sigitaal groter dan 50 dB.



Figuur 53: Gemeten stralingsdiagrammen van de Olympus-belichter op 12,501 GHz rond de apex in het 45-graden-vlak, Σ : HE11-mode, X: EH11-mode.

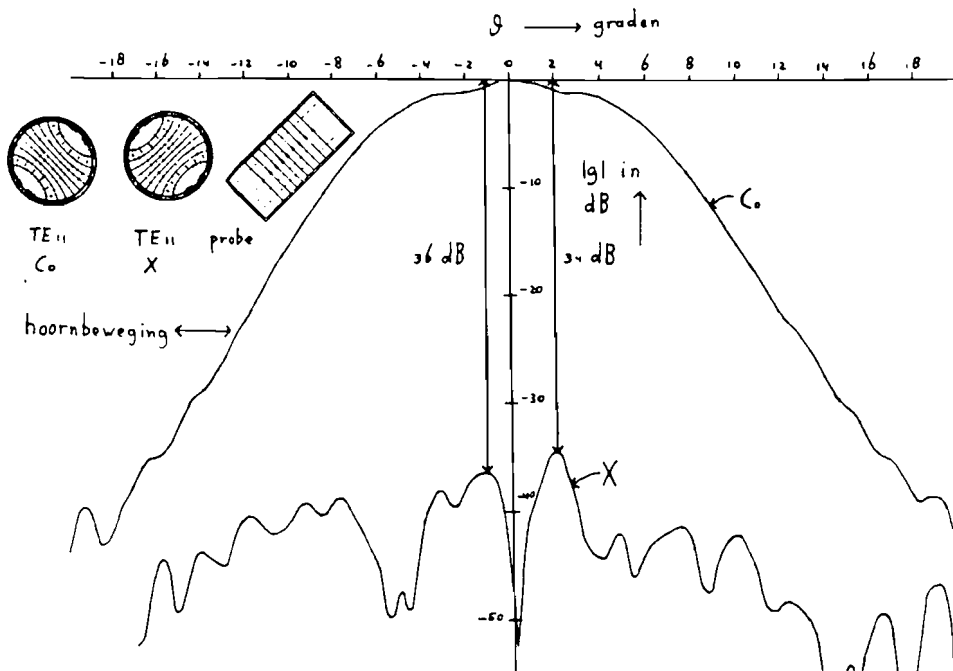
De kruispolarisatie-ontkoppeling van de Olympus-belichter is op 12,501 GHz beter dan 40 dB, dit is voor een gegroefde hoorn een goede waarde. Het is moeilijk het gemeten kruispolarisatie-patroon te vergelijken met het berekende, onder andere omdat de invloed van reflecties in de meetkamer bij kruispolarisatie-metingen relatief groot is. Volgens de berekeningen moet het maximum van het kruispolarisatie-patroon optreden bij een hoek van ongeveer 5 graden. Dit komt overeen met de gemeten plaat van het maximum.



Figuur 54: Gemeten stralingsdiagrammen van de Olympus-belichter op 19,770 GHz rond de apex in het 45-graden-vlak, Co: HE₁₁-mode, X: EH₁₁-mode.

De gemeten hoofdpolarisatie-patternen van de Olympus-belichter op 19,770 GHz en 29,656 GHz komen minder goed overeen met de berekende hoofdpolarisatie-patternen. De vormen klopten ongeveer, maar de gemeten patronen zijn 5% respectievelijk 10% breder dan de berekende. Ook de kruispolarisatie-ontkoppeling is voor 19,770 GHz en 29,656 GHz minder goed dan voor 12,501 GHz, in beide gevallen ongeveer 30 dB.

De afwijking bij de 19,770 GHz patronen valt te verklaren met vergelijking (41). Voor een frequentie van 19,770 GHz en een groefdiepte van 18,75 mm wordt niet voldaan aan de eis, dat de groeven een capacitieve impedantie moeten hebben (het capacitieve gebied begint pas bij 20,0 GHz).



Figuur 55: Gemeten stralingsdiagrammen van de Olympus-belichter op 29,656 GHz rond de apex in het 45-graden-vlak, Co: HE11-mode, X: EH11-mode.

De afwijking bij de 29,656 GHz patronen valt te verklaren met de groefperiodiciteit. Deze is namelijk 1 groef per 4 mm en voor 29,656 GHz komt dat overeen met ongeveer 2,5 groeven per vrije ruimte golflengte, terwijl voor de goede werking de groefperiodiciteit minstens 4 groeven per vrije ruimte golflengte dient te zijn.

De geconstateerde afwijkingen in de belichter-patronen maken de belichter overigens geenszins onbruikbaar voor de propagatie-metingen, omdat deze afwijkingen relatief klein zijn.

Geconcludeerd mag worden, dat beide belichters zich redelijk goed volgens de theorie gedragen. De Olympus-belichter kan gebruikt worden in de 5,5 meter Cassegrain-antenne voor de propagatie-metingen.

4. Mode-uitkoppeling met coaxiale trilholtes

In hoofdstuk 3 is behandeld, hoe verschillende modes in een ronde golfpijp als som- en verschil-signalen gebruikt worden. Deze moeten gescheiden worden om ze te kunnen detecteren. Dit gebeurt meestal met een aantal spleten in de wand van de golfpijp. De som- en verschil-signalen worden apart gereconstrueerd door de signalen, die met de spleten worden uitgekoppeld, op de juiste wijze te combineren. Dit combineren kan gebeuren met allerlei microgolf-componenten, zoals kruiskoppelaars, richtkoppelaars, magic-T's, samen met fase draaiers en verzwakkers (zie appendix H). Een zeer compacte uitkoppelaar is een "coaxiale-trilholte-uitkoppelaar". Voor de in dit verslag beschreven uitvoering van de coaxiale-trilholte-uitkoppelaar is octrooi aangevraagd [37] door de uitvinder ervan, ir. J.R. Schmidt (PTT, Dr. Neher Laboratorium, Leidschendam).

4.1. Uitkoppeling met spleten

4.1.1. Theorie

Voor de stroomdichtheid langs een oneindig goed geleidende wand, veroorzaakt door een "langslopende" elektro-magnetische golf, geldt als randvoorwaarde [38, p. 1.32]

$$\underline{n} \times \underline{H} = \underline{n} \times \underline{H}_t = \underline{J}_s \quad (50)$$

Hierin is

\underline{n} : de normaalvector op de wand,

\underline{H} : de magnetische veldsterkte in Ampere per meter,

\underline{J}_s : de oppervlakte-stroomdichtheid in Ampere per meter en

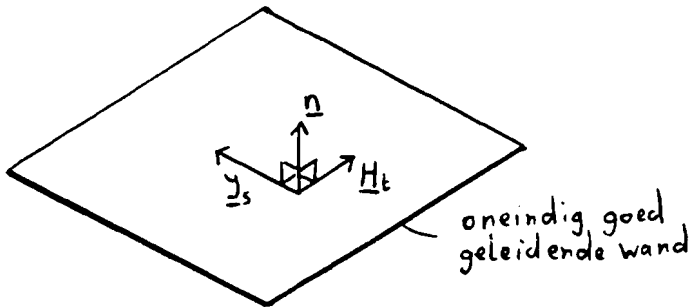
\underline{H}_t : de component van het magnetische veld langs het oppervlak.

In figuur 56 zijn de richtingen van deze vectoren aangegeven.

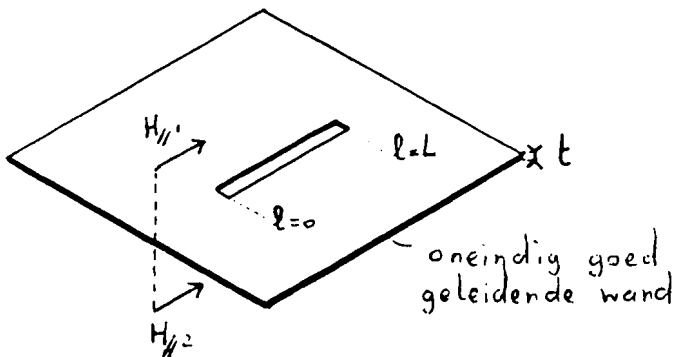
Er kan vermogen uitgekoppeld worden door met een smalle spleet de stroom "door te snijden". Bij de spleet geldt dan de randvoorwaarde

$$\underline{H}_{//1} = \underline{H}_{//2} \quad (51)$$

Hierin zijn $\underline{H}_{//1}$ en $\underline{H}_{//2}$ de componenten van het magnetische veld evenwijdig met de spleet aan beide kanten van de spleet, zie figuur 57. De spleet-uitkoppeling wordt om deze reden ook wel magnetische uitkoppeling genoemd.



Figuur 56: Definitie van de richtingen van de magnetische veldsterkte, de stroomdichtheid en de normaalvector.



Figuur 57: De component van het magnetische veld, parallel aan een smalle spleet in een wand, is continu.

Een methode, waarmee het uitkoppelingsprobleem opgelost kan worden, wordt gegeven door Stevenson [39]. Deze methode is samengevat in appendix I.

Door Watson [40] wordt opgemerkt, dat vaak voor de spleetlengte de helft van de vrije ruimte golflengte gebruikt wordt. Bij deze spleetlengte treedt er, indien de spleet relatief smal is, resonantie op in de spleet (de equivalente serie-impedantie, waarmee de spleet-uitkoppeling gekarakteriseerd kan worden is dan puur resistief) en is de "spanning" over de spleet bij benadering sinusoidaal in de lengte-richting van de spleet.

Indien de spleetlengte kleiner dan de helft van de vrije ruimte golflengte is, dan treden er reflecties op vanwege afsnij-effecten. Volgens Harvey [41] wordt deze extra spleetdemping in dB gegeven door

$$L_{1t} = (54,6 \cdot t \cdot A / \lambda_c) \cdot \sqrt{(1 - (\lambda_c - \lambda)^2)} \quad \text{dB} \quad (52)$$

Hierin is

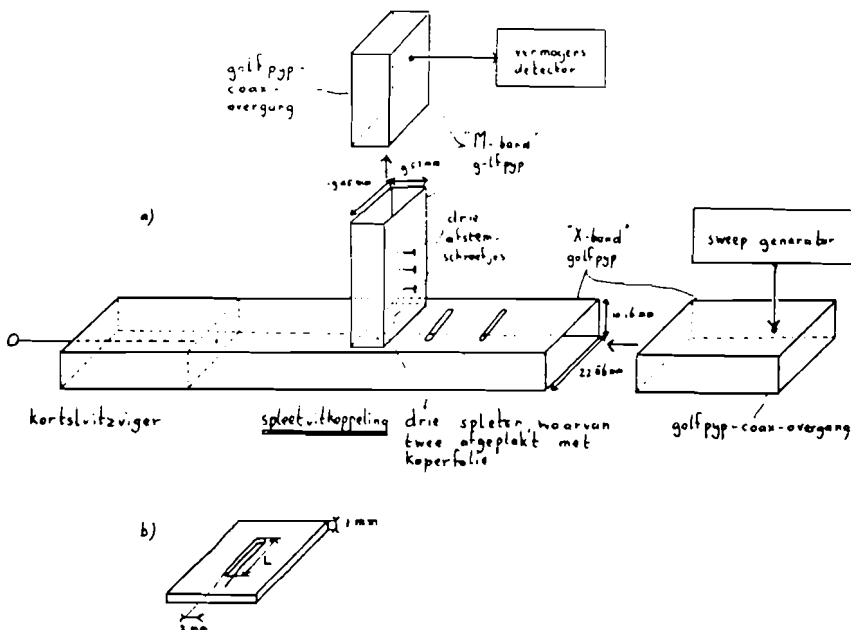
t : de dikte van het materiaal,
 $\lambda_c = 2 \times L$: de afsnij-golflengte van de spleet en
 A_c : een constante tussen 1 en 3.

De spleet-breedte dient kleiner dan een tiende van de spleetlengte te zijn en is verder niet van invloed. Voor grote t geldt $A=1$, dit komt overeen met de demping van de TE₀₁-mode in een rechthoekige golfpijp met lengte t en breedte L . Voor kleine t is A ongeveer gelijk aan 3 [41].

4.1.2. Metingen

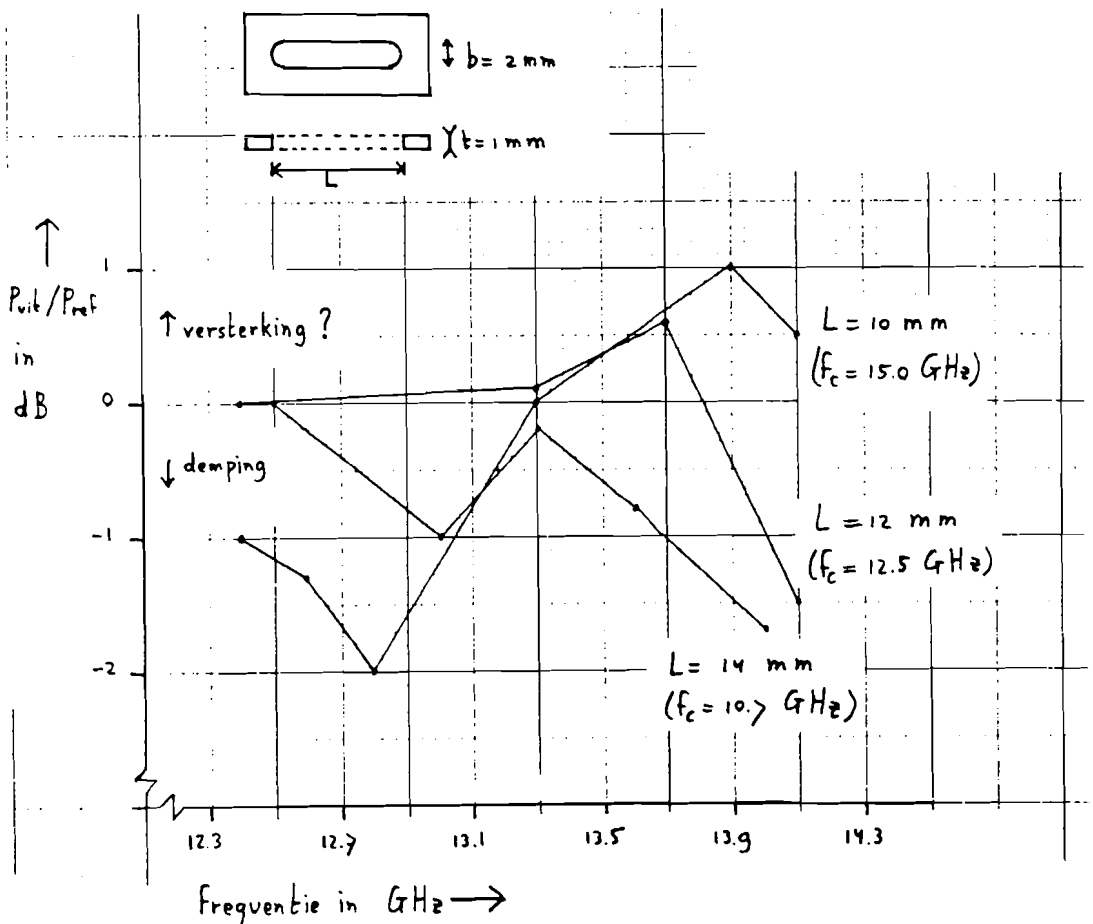
Bij een meting door van der Steen [8] is een spleet-uitkoppeling gebruikt met een lengte van 9,4 mm en een dikte van 3,0 mm bij een frequentie van 8,88 GHz en er werd een uitkoppelveerlies van ongeveer 40 dB geconstateerd. Aangezien de vrije ruimte golflengte groter dan de afsnij-golflengte van de spleet was, is de demping door de spleet vanwege afsnij-effecten (52) al meer dan 20 dB.

Voor het verkrijgen van inzicht in spleet-uitkoppelingen is gemeten aan de opstelling van figuur 58.



Figuur 58: a) Meetopstelling, b) maten van de spleten ($L=10$ mm, $L=12$ mm of $L=14$ mm)

Allereerst is als referentie het vermogen in de golfpijp gemeten als functie van de frequentie met een coaxiale vermogensdetector op een golfpijp-coax-overgang. Vervolgens is met dezelfde vermogensdetector, maar met een andere golfpijp-coax-overgang (vanwege de verschillen in golfpijp-maten), het uit de spleet gekoppelde vermogen gemeten. Voor de verschillende frequenties en de verschillende spleetlengten zijn de kortsluitzuiger en de afstemschroefjes zodanig ingesteld, dat het uitgekoppelde vermogen maximaal was. Aangezien $\frac{H}{\lambda}$ bij de kortsluitzuiger nul is [25], moet de spleet zich op een oneven veelvoud van $\frac{1}{2}\lambda_g$ van de kortsluitzuiger bevinden. De afstemschroefjes dienen voor impedantie-aanpassing van de spleet naar de uitkoppel-golfpijp. In figuur 59 is het resultaat weergegeven.



Figuur 59: Het relatief uitgekoppelde vermogen door de spleetuitkoppeling als functie van de frequentie met de spleetlengte als parameter.

Op sommige plaatsen in de grafiek blijkt het uitgekoppelde vermogen groter te zijn dan het referentie vermogen. Dit wordt waarschijnlijk veroorzaakt door de verschillen tussen de twee gebruikte coax-golfpijpovertgangen. De spleet met $L=10$ mm (afsnijfrequentie: 15,0 GHz) heeft een slechte uitkoppeling voor frequenties onder 13,3 GHz, terwijl de spleet met $L=14$ mm (afsnijfrequentie: 10,7 GHz) juist slecht uitkoppelt voor frequenties boven 12,5 GHz. In het eerste geval was de spleet dus te kort (afsnij-effecten), terwijl in het tweede geval de spleet blijkbaar te lang was.

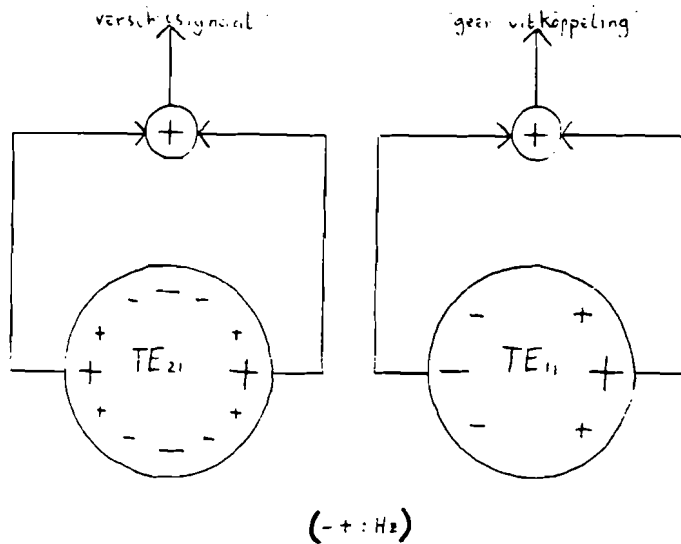
Uit deze meting kan geconcludeerd worden, dat de helft van de vrije ruimte golflengte inderdaad een geschikte spleetlengte vormt en dat de demping van de uitkoppelaar vergelijkbaar is met die van een golfpij-coax-overgang (demping < 1 dB).

4.2. Theorie van uitkoppeling met coaxiale trilholtes

4.2.1. Werking

In hoofdstuk 3 werd uitgelegd, dat de ϕ -afhankelijkheid van de veldcomponenten (E_r , E_ϕ , E_z , H_r , H_ϕ en H_z) voor de TE₁₁-mode volgens $\cos(\phi)$ of $\sin(\phi)$ verloopt (hoofd- of kruis-polarisatie), terwijl deze voor volgens de TE₂₁-mode $\cos(2\phi)$ of $\sin(2\phi)$ verloopt ("azimuth" of "elevatie"). De velden aan weerszijden van de golfpijp zijn dus in tegenfase voor de som-mode en in fase voor de verschil-mode. Door aan weerszijden van de golfpijp uit te koppelen en deze signalen in fase bij elkaar op te tellen, wordt het verschil-signaal uitgekoppeld, maar het som-signaal niet, zie figuur 60.

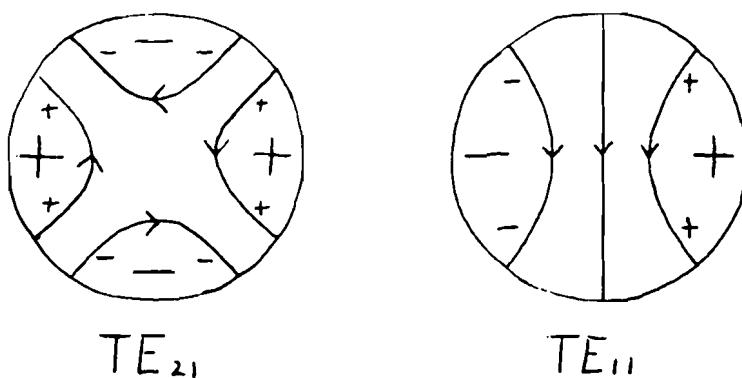
Met spleten in de golfpijpwand kan de component van het magnetische veld evenwijdig aan de spleet uitgekoppeld worden (zie paragraaf 4.1.). Aangezien de TM₀₁-mode in de golfpijp aanwezig kan zijn, maar niet uitgekoppeld dient te worden, moeten de spleten in de z-richting staan. Bij TM-modes is namelijk de z-component van het magnetische veld per definitie nul, bovendien kan de TE₂₁-mode dan wel uitgekoppeld worden.



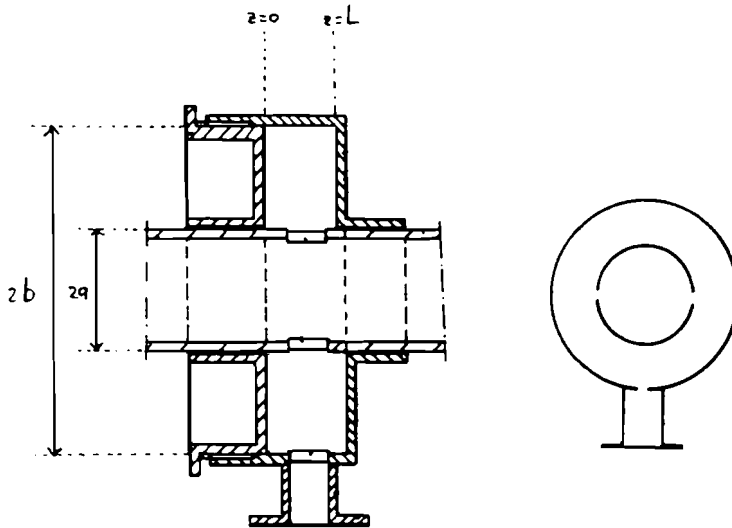
Figuur 60: Uitkoppeling van het verschilsignaal.

In figuur 61 is de verdeling van H_z aan de rand van de golfpijp weergegeven. (de r -component van het E -veld is voor de TE -modes in een ronde golfpijp evenredig met de tijd-afgeleide van H_z , zie appendix F.) In [37] wordt de opbouw van een coaxiale-trilholte-uitkoppelaar beschreven, zie figuur 62.

→ : E veld
 - + : H_z



Figuur 61: Verdeling van de z -component van het magnetische veld aan de wand van een ronde golfpijp.



Figuur 62: Opbouw van een coaxiale-trilholte-uitkoppelaar [37].

Deze uitkoppelaar bestaat uit een ronde golfpijp met twee of meer spleten in de z -richting. Om de golfpijp is een coaxiale trilholte aangebracht, waarvan de lengte nauwkeurig ingesteld kan worden met een deksel met fijne schroefdraad. In de buitenwand van de trilholte is een spleet in de z -richting aangebracht, waarmee het signaal vanuit de trilholte naar een rechthoekige golfpijp wordt gekoppeld. In deze rechthoekige golfpijp is een aantal (drie) schroefjes geplaatst voor de impedantie-aanpassing tussen de trilholte en de golfpijp.

Analoog aan een golfpijp kunnen er zich verschillende modes voortplanten in een coaxiale structuur. Deze modes zijn onder te verdelen in de TM_{mn} -mode, de TE_{mn} -modes en de TEM -mode (ook wel de TM_{00} -mode genoemd). De mode-index m ($m=0, 1, 2, \dots$) geeft de ϕ -afhankelijkheid aan ($\cos(m\cdot\phi)$ of $\sin(m\cdot\phi)$) en de mode-index n ($n=1, 2, \dots$) geeft de r -afhankelijkheid aan. (Voor de TM -modes is n het aantal nuldoorgangen van E_r tussen $r=a$ en $r=b$, voor de TE -modes is dat $n-1$.) De golflengte van de mode is

$$\lambda_g = 2\pi/k = \lambda \cdot \frac{1}{\sqrt{(1 - (\lambda/\lambda_c)^2)}} \quad (53)$$

In appendix F worden de velden van de coaxiale modes gegeven.

Indien de lengte L van de coaxiale trilholte gelijk is aan $\lambda_g/2$ of een veelvoud daarvan, dan kan deze mode in de trilholte resoneren. Een resonerende mode wordt aangeduidt met drie indexen: m , n en p . De extra index p geeft de z -afhankelijkheid van de mode aan ($\sin(\pi pz/L)$ of $\cos(\pi pz/L)$). Voor de TM_{mnp} -modes geldt $p=0, 1, 2, \dots$, voor de TE_{mnp} -modes geldt $p=1, 2, \dots$. De afsnij-golflengte λ_c wordt gegeven door [25]

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{X_{mn}} \cdot a \quad (54a)$$

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{X'_{mn}} \cdot a \quad (54b)$$

Hierin zijn X_{mn} en X'_{mn} de n -de oplossing van respectievelijk

$$J_m(X) \cdot N_m(X \cdot b/a) - J_m(X \cdot b/a) \cdot N_m(X) = 0 \quad (55a)$$

$$J'_m(X) \cdot N'_m(X \cdot b/a) - J'_m(X \cdot b/a) \cdot N'_m(X) = 0 \quad (55b)$$

In deze vergelijkingen zijn

$J_m(u)$: de Bessel-functie van u van de orde m en de eerste soort,

$J'_m(u)$: de afgeleide van $J_m(u)$ naar u

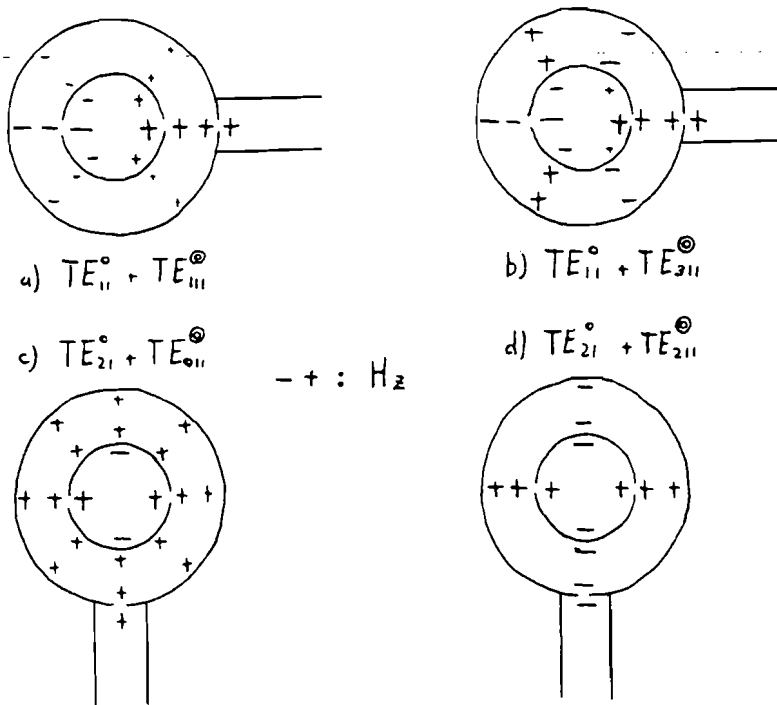
$N_m(u)$: de Bessel-functie van u van de orde m en de tweede soort, (ook wel de Neumann-functie genoemd),

$N'_m(u)$: de afgeleide van $N_m(u)$ naar u ,

a : de straal van de binnenwand en

b : de straal van de buitenwand.

In figuur 63 is voor de verschillende modes de afsnij-golflengte als functie van de straal van de buitenwand geschetst. Voor toenemende straal van de buitenwand nadert de afsnij-golflengte voor alle modes, behalve de TM_{0n} -modes asymptotisch naar de afsnijgolflengte van een ronde golfpijp met dezelfde straal (de TM_{0n} -modes in een ronde golfpijp voldoen niet aan de door de binnengeleider opgelegde voorwaarde $E_z(r=0)=0$).



Figuur 64: Uitkoppeling van de som-mode met a) de TE_{111} -mode of b) de TE_{311} -mode; uitkoppeling van de verschil-mode met c) de TE_{011} -mode of d) de TE_{211} -mode.

Door het kiezen van $p=1$ (p is de mode-index, die de z -afhankelijkheid van de trilholte-mode aangeeft) volgt

$$H_z(r, \phi, z) = H_z(r, \phi) \cdot \sin(\pi \cdot z/L) \quad (56)$$

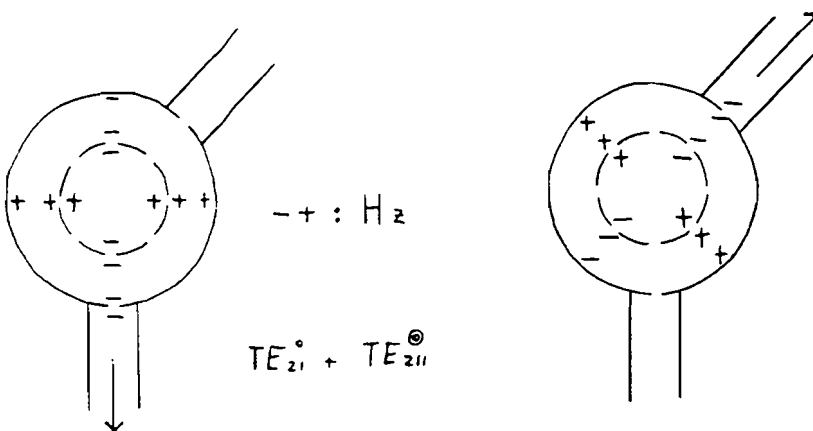
Voor de r -afhankelijkheid wordt gekozen $n=1$. Voor $n>1$ zijn de velden van de mode meer aan de wanden van de trilholte geconcentreerd, waardoor er bij een niet oneindig goed geleidende wand meer dissipatie plaats zal vinden. Ook uit dit oogpunt is $n=1$ een goede keuze.

Voor de uitkoppeling van de som-mode moet m (de ϕ -afhankelijkheid) oneven zijn en voor de uitkoppeling van de sommode moet m even zijn.

De keuze van $m=0$ voor de verschil-uitkoppeling heeft als voordeel, dat de dissipatie-verliezen in de trilholte klein zullen zijn, omdat overal het E -veld evenwijdig met de wand loopt. De TE_{0n} -modes staan bekend om hun lage dissipatie [42, p.64]. Echter uit figuur 63 en (37), (48) en (49) volgt, dat er veel modes zijn, die ongeveer dezelfde afsnijgolfvlengte in een coaxiale structuur hebben, waardoor de TE_{011} -mode

minder geschikt is voor uitkoppeling.

De keuze $m=2$ voor de verschil-uitkoppeling heeft als voordeel, dat er met één trilholte twee signalen simultaan uitgekoppeld kunnen worden, zie figuur 65. De tweede uitkoppelspleet ligt 135 graden van de eerste verschoven. Een andere mogelijkheid was op 45 graden, maar de constructie met 135 graden is eenvoudiger te maken en er wordt vermoed, dat er minder onderlinge beïnvloeding is, wanneer de twee uitkoppelspleten verder van elkaar vandaan liggen.



Figuur 65: Simultane uitkoppeling van de "azimuth"- en "elevatie"-verschil-signalen met 8 spleten in de golfpijp voor inkoppeling naar de trilholte.

Bij de som-uitkoppeling kunnen voor alle TE_{m11} -modes met oneven m de hoofd- en de kruis-polarisatie-signalen simultaan uitgekoppeld worden. Echter door m zo laag mogelijk te kiezen (d.w.z. $m=1$) heeft een afwijking in de plaats van de uitkoppelspleten de minste gevolgen voor de ont koppeling tussen hoofd- en kruis-polarisatie. Stel, dat bijvoorbeeld de uitkoppelspleet in de buitenwand van de trilholte 0,1 graad foutief is aangebracht. Voor de koppeling tussen de hoofd- en kruis-polarisatie-signalen geldt dan

$$K_0 = 20 \cdot \log(\sin(0,1 \text{ graad})) = -55 \text{ dB} \quad \text{voor } m=1 \text{ en}$$

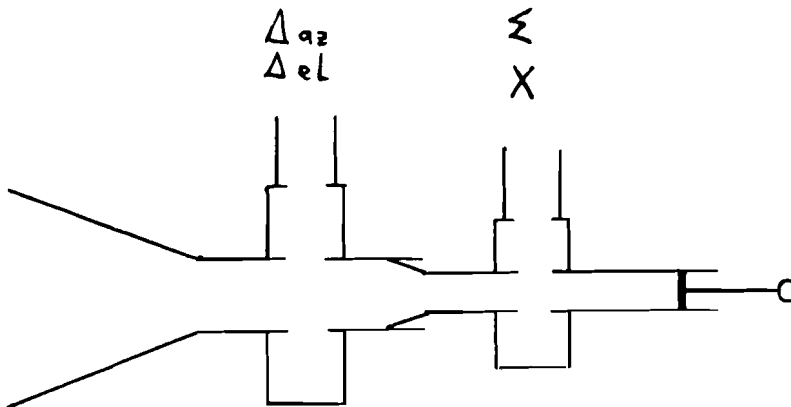
$$K_0 = 20 \cdot \log(\sin(3 \times 0,1 \text{ graad})) = -46 \text{ dB} \quad \text{voor } m=3. \quad (57)$$

In principe kan de kwaliteit van de uitkoppeling met de theorie van Stevenson bepaald worden [39] (zie appendix I), maar vanwege het grote aantal overgangen (van ronde golfpijp naar de inkoppelspleten, van deze spleten naar de trilholte, van de trilholte naar de uitkoppelspleet en van deze spleet naar de rechthoekige golfpijp) is deze berekening niet uitgevoerd.

Geconcludeerd mag worden, dat voor de uitkoppeling van het som-sigitaal en het verschil-sigitaal respectievelijk de TE111-mode en de TE211-mode van de trilholte het meest in aanmerking komen.

4.2.2. Dimensionering

In figuur 66 is de globale opbouw van een uitkoppelaar voor de som- en verschil-signalen weergegeven.



Figuur 66: Globale opbouw van een uitkoppelaar voor de som- en verschil-signalen [37].

De diameter van de eerste golfpijp moet zodanig gekozen worden, dat de TE21-mode zich kan voortplanten, maar de eerstvolgende mode, de TE01-mode, niet. Met tabel 31 volgt voor de (binnen)diameter:

$$0,97\lambda < 2a < 1,22\lambda \quad (58)$$

Een goede keuze (midden tussen de grenzen) is $2a=1,1\lambda$.

De diameter van de tweede golfpijp moet zodanig gekozen worden, dat de TE11-mode zich kan voortplanten, maar de eerstvolgende mode, de TM01-mode, niet. Met tabel 31 volgt voor de (binnen)diameter:

$$0,59\lambda < 2a < 0,77\lambda \quad (59)$$

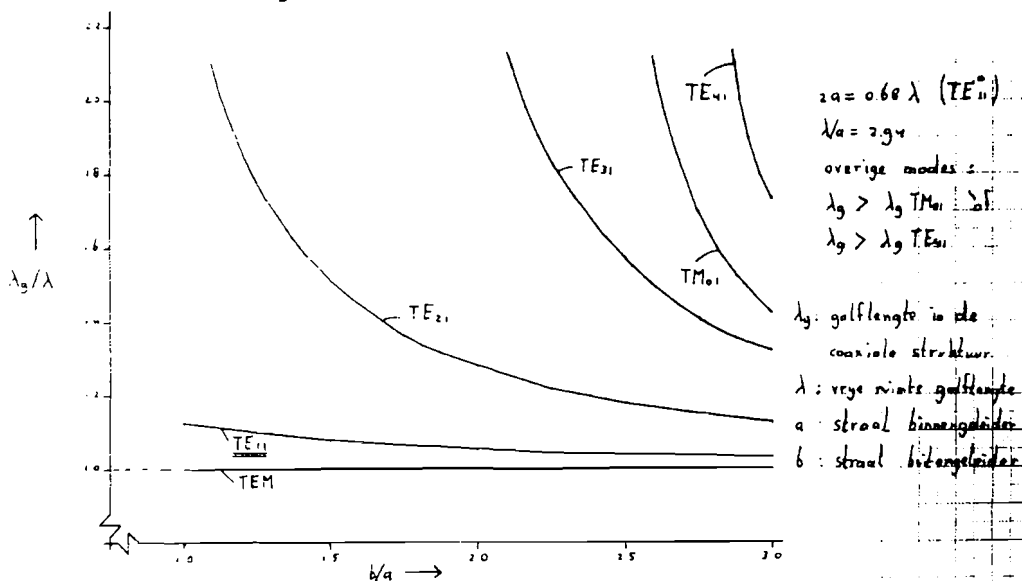
Een goede keuze (midden tussen de grenzen) is $2a=0,68\lambda$.

De overgang van de eerste naar de tweede golfpijp moet zodanig geleidelijk zijn, dat er voor de TE11-mode nauwelijks reflectie optreedt. Voor de TE21-mode vormt deze overgang een kortsluiting en voor optimale uitkoppeling moet deze overgang zich op (een veelvoud van) $\frac{1}{2}\lambda_g$ van de spleet-uitkoppeling naar de trilholte bevinden.

Voor alle spleetlengten dient $L=\frac{1}{2}\lambda$ gekozen te worden

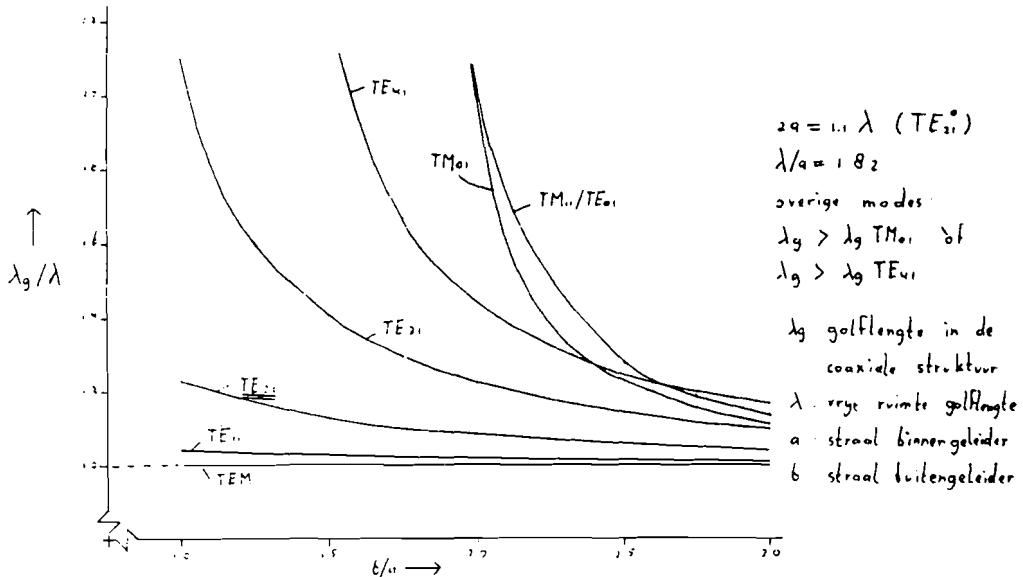
(zie paragraaf 4.1.).

De binnendiameter van de coaxiale trilholte wordt bepaald door de diameter van de ronde golfpijp en de wanddikte van die golfpijp. De buitendiameter moet nog gekozen worden. In figuur 67 en figuur 68 is voor respectievelijk $2a=0,68\lambda$ (som-mode) en $2a=1,1\lambda$ (verschil-mode) λ_g als functie van b uitgezet.



Figuur 67: Golflengte in een coaxiale structuur als functie van de straal van de buitengeleider voor $2a=0,68\lambda$ (som-mode) [25], [43].

Uit deze figuren blijkt, dat b niet te groot gekozen moet worden, zodat de trilholte met maar één mode kan resoneren. Voor b/a zijn waarden tussen 2 en 3 gekozen, zodat er ook experimenten met uitkoppeling met de TE_{311} -, de TE_{411} - en de TE_{011} -mode uitgevoerd konden worden. (Achteraf gezien bleek deze keuze fout te zijn, b/a dient kleiner te zijn, zie paragraaf 4.3.3.)



Figuur 68: Golfengte in een coaxiale structuur als functie van de straal van de buitengeleider voor $2a = 1,1\lambda$ (verschil-mode) [25], [43].

4.2.3. Opstellen van de specificaties

Voor het afregelen van de coaxiale-trilholte-uitkoppelaar dient nagegaan te worden welke eisen er aan deze uitkoppelaar gesteld moeten worden. In deze paragraaf zullen een aantal specificaties besproken worden.

Een belangrijke specificatie is de bandbreedte-specificatie, omdat trilholtes in principe smalbandige componenten zijn [41, hoofdstuk 5]. De noodzakelijke bandbreedte wordt bepaald door de variatie in de bakenfrequentie, de verstemming van de trilholte door uitzetting bij verwarming en de maximaal toegestane afname van de signaal-sterkte door deze effecten.

De relatieve variatie in de bakenfrequenties over de levensduur van de satelliet Olympus (7 jaar) is maximaal $1,0 \text{ E-}5$ [2]. Dit komt overeen met een variatie van 125 kHz in het 12,5 GHz baken. De relatieve lineaire uitzettingscoëfficiënt van messing (het materiaal, waarvan de trilholtes gemaakt zijn) is $2,1 \text{ E-}5$ per Kelvin voor $273 \text{ K} < T < 373 \text{ K}$ [44]. De trilholte kan in de open lucht hangen (maximale temperatuur-variatie: 80 K, tussen -20 graden Celsius en +60 graden Celsius), deze kan op temperatuur gehouden worden met een eenvoudige verwarming (maximale temperatuur-variatie: 10 K) of met een nauwkeurige regeling (maximale temperatuur-variatie: 0,5 K). De relatieve

lineaire uitzetting is voor deze gevallen respectievelijk $1,7 \text{ E-}3$, $2,1 \text{ E-}4$ en $1,1 \text{ E-}5$. De verandering in resonantie-frequentie van de 12,5 GHz trilholtes wordt dan respectievelijk 21 MHz, 2,6 MHz en 140 kHz. De verstemming door temperatuur-variatie is dus in alle gevallen groter dan de variatie van de satelliet-frequentie.

Door de OPEX (Olympus Propagation EXperimentors) wordt gestreefd naar een totale ontvanger-stabiliteit van 0,2 dB [62, p. 4.1]. De afname van de signaal-sterkte door de beperkte bandbreedte moet kleiner zijn dan deze waarde, bijvoorbeeld 0,05 dB. (Ook van belang is de maximale fase-draaiing, die door de beperkte bandbreedte optreedt, naar een fase-specificatie dient nog onderzoek gedaan te worden.)

Een andere belangrijke specificatie is de inkoppeling van het som-signaal bij het verschil-signaal. Dit houdt in dat een deel van het som-signaal bij het verschil-signaal opgeteld wordt, veroorzaakt door door asymmetrieën in de uitkoppeling. Deze optelling kan in-fase en quadratuur (90 graden faseverschil) zijn. De inkoppeling kan gemodelleerd worden met

$$g_{\Delta k}(\theta_v) = g_{\Delta}(\theta_v) + (K_i + jK_q) \cdot g_{\Sigma}(\theta_v) \quad (60)$$

Hierin is

$g_{\Sigma}(\theta_v)$: stralingsdiagram van het som-signaal (zie hoofdstuk 2),

$g_{\Delta}(\theta_v)$: stralingsdiagram van het verschil-signaal zonder koppeling,

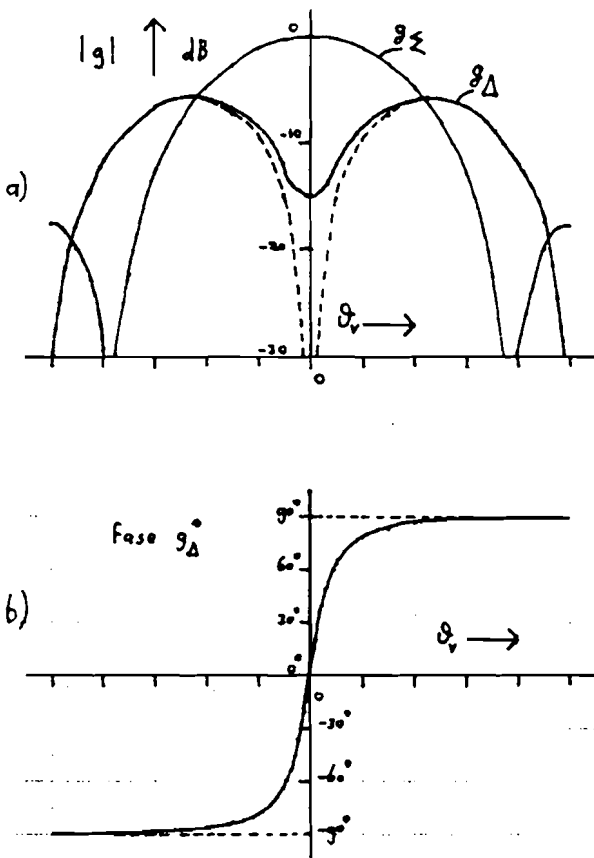
$g_{\Delta k}(\theta_v)$: stralingsdiagram van het verschil-signaal met koppeling,

K_i : de in-fase-koppeling en

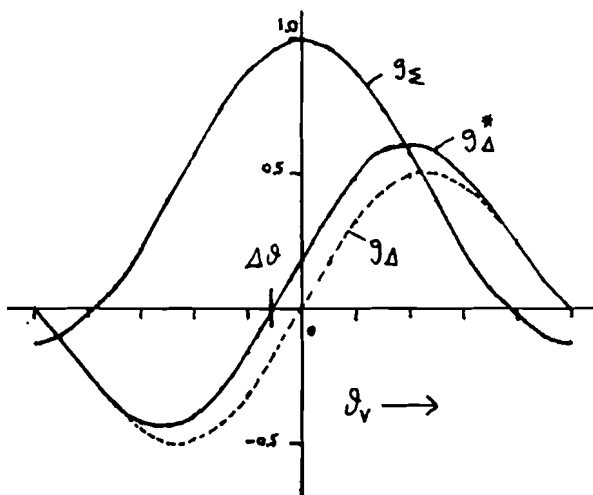
K_q : de quadratuur-koppeling.

Het effect van de quadratuur-koppeling is het "vollopen" van de nuldoorgang van het verschilpatroon zie figuur 69. Aangezien het verschilsignaal coherent gedetecteerd wordt, heeft de quadratuur-koppeling geen direkt effect op de richtnauwkeurigheid.

Door in-fase-koppeling wordt de nuldoorgang van het verschil-patroon verplaatst, zie figuur 70.



Figuur 69: Effect van quadratuur-koppeling met $20 \cdot \log(Kq) = -15$ dB. a): amplitude, b): fase.



Figuur 70: Effect van in-fase-koppeling met $20 \cdot \log(Ki) = -15$ dB.

Het is eenvoudig in te zien, dat voor de verplaatsing van de nuldoorgang $\Delta\theta$ geldt

$$\Delta\theta = K_i \cdot \frac{g_\Sigma}{DS} \quad (61)$$

Voor het 5,5 meter antenne-systeem voor Olympus-ontvangst geldt (zie paragraaf 2.3.2.)

$DS = 2,52 \text{ E}3$ per graad en

$g_\Sigma = 6,22 \text{ E}2$.

Met deze waarden kan tabel 71 opgesteld worden.

Tabel 71: De verplaatsing van de nuldoorgang in het 12,5 GHz verschil-patroon voor het 5,5 meter antenne-systeem voor Olympus-ontvangst als functie van de in-fase koppeling K_i .

20. log(K_i)	$\Delta\theta$
-30 dB	0,0078 graad
-40 dB	0,0025 graad
-50 dB	0,00078 graad

De in-fase koppelings-specificatie is gesteld op -50 dB, omdat deze hoge waarde haalbaar blijkt te zijn [70]. Vanwege de grote samenhang tussen de in-fase en de quadratuur koppeling wordt ook de quadratuur koppelings-specificatie gesteld op -50 dB.

De koppeling van de twee orthogonale polarisaties (kruispolarisatie) door de trilholte (K_o) moet bij voorkeur kleiner zijn dan de onvermijdelijke koppeling van beide in de belichter. Dit geldt vooral voor de 20 GHz uitkoppelaar, omdat het 20 GHz baken-sigitaal geschakeld wordt tussen beide polarisaties [2]. De OPEX (Olympus Propagation EXperimentors) streeft naar een koppeling kleiner dan -55 dB. Hieruit volgt de eis, dat de uitkoppel-spleten met een nauwkeurigheid beter dan 0,1 graad gemaakt moeten worden:

$K_o = 20 \cdot \log(\sin(0,1 \text{ graad})) = -55 \text{ dB}$.

Met gebruik van zogenaamde "static cancellation" [3] kan de ont koppeling verder verbeterd worden. Het voordeel van de compactheid van de uitkoppelaar verdwijnt echter daardoor.

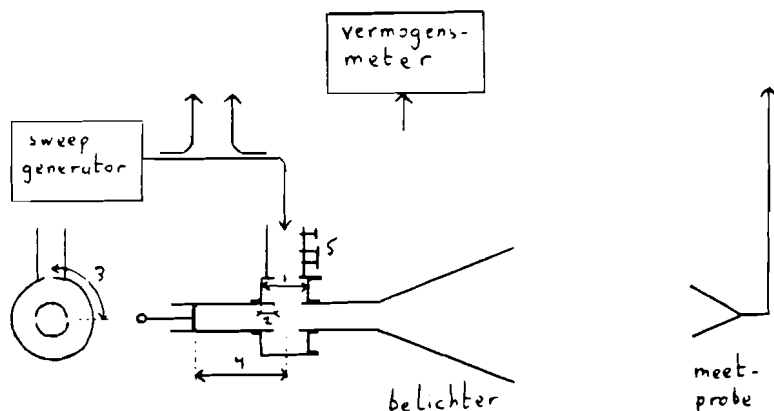
De eis voor de koppeling tussen de twee verschil-signalen (azimuth en elevatie) onderling kan veel minder streng gekozen worden dan de eis voor de koppeling tussen de twee orthogonale polarisaties, omdat de verschil-signalen vergelijkbaar zijn qua sterkte. Er kan bijvoorbeeld geëist worden, dat de koppeling kleiner dan -20 dB moet zijn.

Het maximaal toelaatbare verlies door de trilholte-uitkoppeling wordt bepaald door de marge, die er in de signaal-ruis-verhouding zit. Vaak wordt gesteld, dat deze kleiner dan 1 dB of 0,5 dB moet zijn.

4.3. Metingen aan de uitkoppeling met coaxiale trilholtes

4.3.1. Meetopstelling

Voor het afregelen van de mode-uitkoppelaars moeten de verschillende modes in de ronde golfpijp opgewekt kunnen worden. Voor de TE₁₁-mode kan dit gedaan worden met een overgang van rechthoekige naar ronde golfpijp, maar voor de TE₂₁-mode was er geen dergelijke mode-inkoppelaar beschikbaar. De meest eenvoudige oplossing voor dit probleem was het gebruiken van een deel van de belichter als mode-opwekker, zoals deze in het antenne-systeem ook gebruikt zal worden. In figuur 72 is de meetopstelling geschetst.



Figuur 72: Meetopstelling voor de trilholte-afregeling.

Bij de metingen is de belichter als zend-antenne gebruikt, omdat het gereflecteerde vermogen ook gebruikt kan worden bij de afregeling, er zal namelijk weinig vermogen reflecteren op de resonantie-frequentie, waarop de trilholte is ingesteld. Tabel 73 geeft de maten van de trilholtes, die gebruikt zijn bij de experimenten. De constructie-tekeningen zijn weergegeven in appendix J.

Tabel 73: Maten van de trilholtes, tussen haakjes de niet gewenste modes.

naam	freq. (GHz)	2a' (mm)	2a (mm)	2b (mm)	b/a	Lmin (mm)	Lmax (mm)	mode:lengte L (mm)
ECS- verschil (aantal: 2)	11,451	28,0	30,0	75,0	2,50	14,0	18,0	(TE11:13,28) TE21:13,81 (TE31:14,73) TE41:16,19 TE01:16,37 (TE12:16,86)
Olympus- verschil (aantal: 2)	12,501	26,0	28,0	56,0	2,00	11,0	17,5	TE11:12,21 (TE21:12,89) TE31:14,26 (TE41:16,94)
Olympus- som	12,501	18,0	20,0	56,0	2,80	11,0	16,0	TE11:12,26 (TE21:13,07) TE31:14,55
Olympus- som	19,770	11,2	12,4	34,8	2,81	7,0	11,5	TE11: 7,76 (TE21: 8,29) TE31: 9,28
Olympus- som	29,656	7,2	8,0	22,0	2,75	4,0	8,0	TE11: 5,19 (TE21: 5,58) TE31: 6,36

In deze tabel is

2a': de binnen-diameter van de ronde golfpijp,

2a : de buiten-diameter van de ronde golfpijp,

2b : de binnen-diameter van de buitenwand van de trilholte en

L : de (binnen-)lengte van de trilholte, instelbaar tussen Lmin en Lmax.

De verhouding b/a is telkens vrij groot genomen, zodat er verschillende trilholte-modes voor de uitkoppeling gekozen en onderling vergeleken kunnen worden.

4.3.2. Afregelprocedure

Per trilholte zijn er vijf afregelpunten (zie figuur 72):

- 1): de (binnen-)lengte van de trilholte,
- 2): de plaats van de trilholte ten opzichte van de spleten in de golfpijpwand,
- 3): de hoek van de uitkoppelaar ten opzichte van de ronde golfpijp,
- 4): de afstand van de kortsluitzuiger tot de spleten in de golfpijpwand en
- 5): de stand van de afstemschroefjes in de rechthoekige uitkoppel-golfpijp.

De plaats 2) van de trilholte ten opzichte van de ronde golfpijp is vooraf al bekend, omdat de trilholte zich precies midden boven de spleten in de golfpijpwand moet bevinden. De stand van de trilholte 3) wordt bepaald door de golfpijp-mode en de trilholte-mode. Ook de kortsluitzuiger 4) kan vooraf al globaal ingesteld worden op $\frac{1}{2}\lambda_g$ of een veelvoud daarvan, waarbij λ_g de golflengte van de gewenste mode (TE₁₁ of TE₂₁) in de golfpijp is. De trilholte-lengte 1) kan globaal ingesteld worden op de gewenste trilholte-mode (zie tabel 73) en moet vervolgens afgeregeld worden op minimaal reflecterend vermogen en voor de verschilmode tevens op minimaal uitgezonden vermogen in de voorwaartse richting. Daarbij moet de meetprobe zich zo nauwkeurig mogelijk recht voor de belichter bevinden. Vervolgens kunnen de kortsluitzuiger 4) en eventueel ook de plaats 2) en stand 3) van de trilholte afgeregeld worden op maximaal uitgezonden vermogen. Uiteindelijk kunnen de afstemschroefjes 5) en de trilholte-lengte 1) nauwkeurig afgestemd worden op maximaal uitgezonden vermogen.

De bandbreedte-specificatie kan direkt geverifieerd worden met het uitgezonden vermogen als functie van de frequentie. De specificaties van de koppeling tussen de twee orthogonale polarisaties, de koppeling van het som-signaal en het verschil-signaal en het verlies van de som-uitkoppelaar kunnen geverifieerd worden door via een overgang van rechthoekige golfpijp naar ronde golfpijp een zuivere TE₁₁-mode op te wekken en op verschillende plaatsen het vermogen te meten. De verschillende koppelingen kunnen ook uit de stralingsdiagrammen afgeleid worden (zie paragraaf 4.2.). Met de stralingsdiagrammen kan ook het verlies van de verschil-uitkoppelaar bepaald worden door het uitgezonden vermogen te integreren over een bol rond de zendende belichter en dit te vergelijken met het ingekoppelde vermogen.

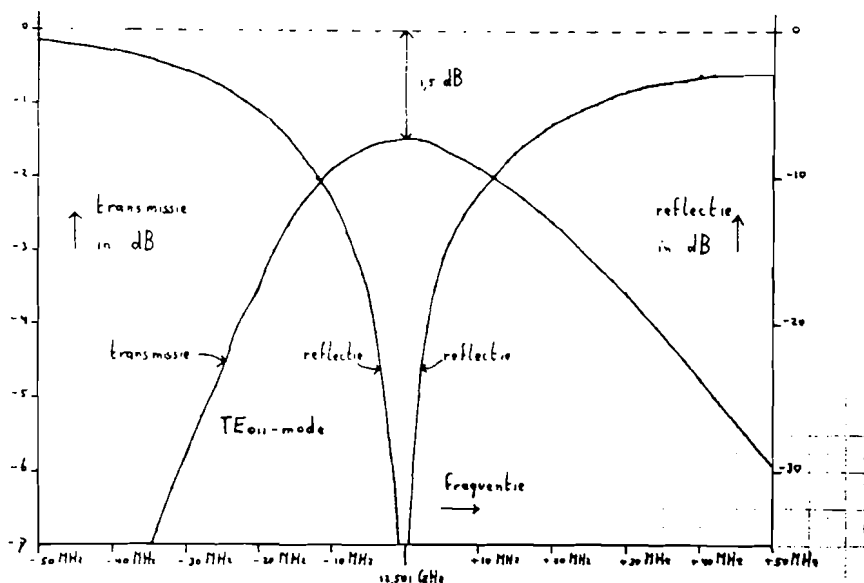
4.3.3. Resultaten

Er zijn alleen experimenten uitgevoerd met de ECS-verschil-trilholtes rond 11,451 GHz en met de Olympus-trilholtes rond 12,501 GHz, omdat voor de hogere frequenties niet genoeg meet-apparatuur aanwezig was. Voor een goede afregeling moeten namelijk tegelijkertijd de transmissie, de reflectie en een referentiesignaal gemeten worden.

Het afregelen van de verschillende trilholtes op verschillende trilholte-modes bleek zeer nauwkeurig te moeten gebeuren, vooral de lengte van de trilholte en

de plaats van de kortsluitzuiger waren zeer kritisch. De afstemschroefjes hoefden nauwelijks ingedraaid te worden, de winst, die met betere afstemming van deze schroefjes werd verkregen was minimaal (hooguit 0,1 dB). Met de afstemschroefjes werd wel de reflectie verder verkleind.

De uitkoppelverliezen bleken te variëren tussen 0,5 en 2 dB, er waren geen trilholte-modes, die duidelijk voor een betere of slechtere uitkoppeling zorgden. In figuur 74 is ter illustratie de gemeten reflectie en transmissie voor de Olympus-trilholte geschetst voor uitkoppeling van een TE₂₁-mode in de ronde golfpijp met de TE₀₁₁-mode in de trilholte.



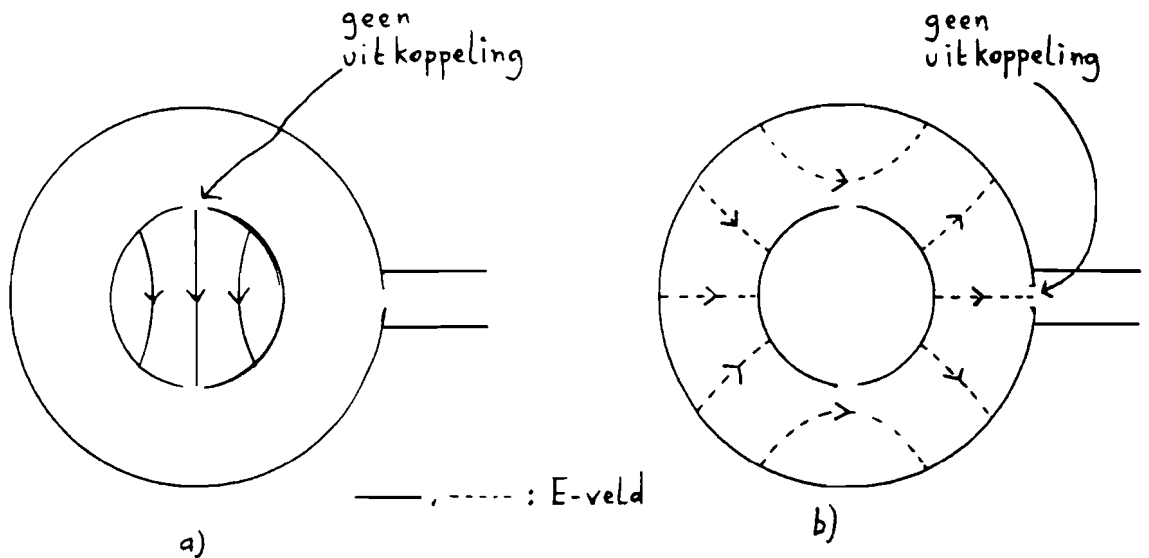
Figuur 74: Transmissie en reflectie bij uitkoppeling van de TE₂₁-mode in een ronde golfpijp met de TE₀₁₁-mode in de Olympus-verschil-trilholte.

Het uitkoppelverlies van 1,5 dB werd bepaald door het maximum in het gemeten verschil-patroon ten opzichte van het maximum in het gemeten som-patroon te vergelijken met het berekende. Bandbreedtes van de uitkoppeling:

- 3 dB bandbreedte: 60 MHz,
- 0,5 dB bandbreedte: 15 MHz en
- 0,05 dB bandbreedte: 4 MHz.

Temperatuur-stabilisatie van de trilholtes is dus zeker nodig.

In één geval was de ont koppeling van een som-signaal en een verschil-signaal beter dan 50 dB. Hierbij zijn de polarisatie-richting van de TE₁₁-mode en de plaatsen van de spleten zeer nauwkeurig ingesteld volgens figuur 75. Door deze instelling kan er praktisch geen inkoppeling van het som-signaal naar de trilholte en vanuit de trilholte naar buiten optreden. Alle geslaagde metingen van de verschil patronen zijn met deze instelling gedaan.



Figuur 75: Uitkoppeling van een verschil-signaal met hoge ont koppeling met het som-signaal. a): geen uitkoppeling van het som-signaal naar de trilholte en b): geen uitkoppeling van het som-signaal van de trilholte naar buiten.

In alle andere gevallen was de ont koppeling slechter dan 30 dB. Deze slechte koppeling wordt veroorzaakt door het feit, dat de (resonantie-) lengtes van de trilholtes voor de verschillende trilholte-som-modes (TE₁₁₁-mode, TE₃₁₁-mode, ...) zeer weinig verschillen met die van de verschillende trilholte-verschil-modes (TE₂₁₁-mode, TE₄₁₁-mode, TE₀₁₁-mode, ...). Aangezien de bandbreedte van de trilholte niet oneindig klein is, kan naast de verschil-mode ook een (ongewenste) som-mode enigszins resoneren in de trilholte. Een oplossing voor dit probleem is b/a zo klein mogelijk te kiezen bij de verschillende trilholtes (de trilholtes worden dan dun en lang), zodat de resonantie-lengtes onderling meer verschillen en ongewenste modes eventueel "afgesneden" worden.

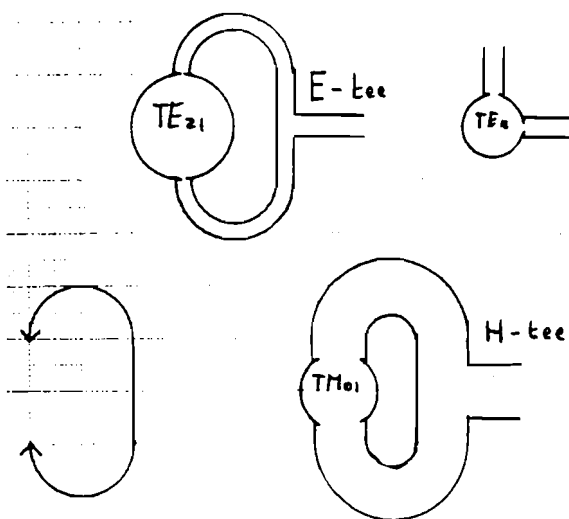
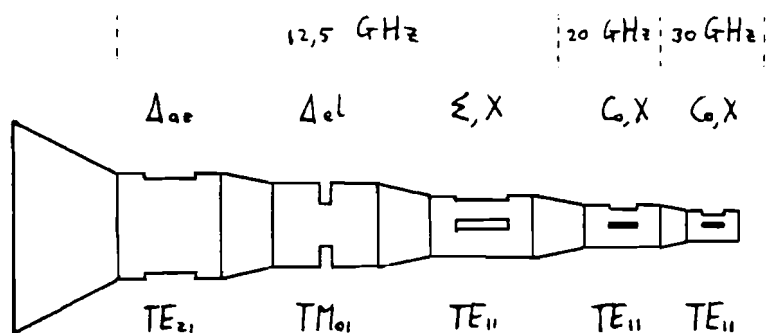
Voor de gevallen, waar ongewenste doorkoppeling van het som-signaal naar een trilholte plaatsvond, bleek een deel van het vermogen in de trilholtes gedissipeerd te worden. Er zijn dempingen van het "langslappende" som-signaal van 2 dB tot zelfs 10 dB gemeten. Met metingen is vastgesteld, dat het vermogen wel naar de trilholte werd gekoppeld, maar niet eruit, zodat inderdaad dissipatie de oorzaak van het verlies is. Het is bekend, dat trilholtes bij resonantie veel vermogen kunnen dissiperen [42], sommige frequentiemeters maken gebruik van dit verschijnsel. De dissipatie zou verminderd kunnen worden door materialen te gebruiken, die beter geleiden dan messing (bijvoorbeeld goud) of het dompelen van de uitkoppelaar in vloeibaar helium. Het is duidelijk, dat een dergelijke oplossing niet praktisch uitvoerbaar is.

De spleten in de golfpijpwand op 45 graden, nodig voor uitkoppeling van het elevatie-verschil-signaal, bleken de lineaire polarisatie van de TE₁₁-mode om te zetten in elliptische polarisatie. In sommige gevallen is een kruispolarisatie-ontkoppeling slechter dan 10 dB door dit verschijnsel gemeten.

Uit wetenschappelijk oogpunt zou een nader onderzoek naar de coaxiale-trilholte-uitkoppelaar interessant zijn, maar voor het Olympus-ontvangst-systeem zijn ze onbruikbaar, te meer omdat de problemen op 12,5 GHz al onoverkomelijk lijken, terwijl er ook signalen van 20 GHz en 30 GHz, die door de 12,5 GHz uitkoppelaars niet verstoord mogen worden, door de golfpijp zullen gaan.

Aanbevolen wordt het werk aan de coaxiale-trilholte-uitkoppelaars te beperken en naar andere methodes voor mode-uitkoppeling te zoeken. Voorbeelden van mode-uitkoppelaars uit de literatuur zijn weergegeven in appendix H.

Een eenvoudig en geschikt principe is weergegeven in figuur 76. Een TE₂₁-mode doet hierin dienst als azimuth-verschil-mode en de TM₀₁-mode doet dienst als elevatie-verschil-mode. Er zijn golfpijp-filters nodig om de hogere frequentie(s) te weren uit de uitkoppelaars op 12,5 GHz en 20 GHz. Verder dient op 12,5 GHz de elektrische afstand tussen twee verschil-uitkoppelspleten via de "tee" (een veelvoud van) 360 graden te zijn voor de TM₀₁-uitkoppelaar en een (oneven veelvoud van) 180 graden voor de TE₂₁-uitkoppelaar, dit om de reflectie van het 12,5 GHz hoofdpolarisatie- en het 12,5 GHz kruispolarisatie-signaal beperkt te houden. De afregeling kan gebeuren met variabele fase-draaiers, bijvoorbeeld "knijp-secties" [42].



Figuur 76: Suggestie voor een nieuwe mode-uitkoppelaar.

Het ontwerp van de voorgestelde uitkoppelaar is vrijwel identiek aan de uitkoppelaar van Nakahashi e.a. [27]. Deze uitkoppelaar wordt gekarakteriseerd door een hoge som-verschil ontkoppeling (beter dan 35 dB), lage uitkoppel-verliezen (minder dan 0,45 dB), een lage "insertion loss" van de TE_{11} -mode door de uitkoppel-secties voor de verschil-modes (0,05 dB) en een -3 dB bandbreedte van 15 MHz (geschaald naar 12,5 GHz).

Een bijkomend voordeel van de voorgestelde uitkoppelaar ten opzichte van de uitkoppelaar van Nakahashi e.a. is een grotere kruispolarisatie-ontkoppeling, omdat er geen storende spleten op 45 graden nodig zijn voor het elevatie-verschil-sig-naal.

5. Opbouw van de Olympus-propagatie-ontvanger

In het nabije verleden is veel werk verricht aan het ontwerp van de ontvangers voor de propagatie-experimenten met de satelliet Olympus ([3], [45],...). Voor de ontvangst van de verschil-signalen wordt in principe een zelfde ontvanger gebruikt als voor de propagatie-experimenten. Voor een algemene inleiding in de termen en principes, die in dit hoofdstuk gebruikt worden, wordt verwezen naar [13, hoofdstuk 12] en [47]. Vele van de ideeën voor het ontwerp zijn afkomstig van verschillende medewerkers en studenten van de vakgroep Telecommunicatie. In dit hoofdstuk wordt in het kort de nieuwste versie van het ontvanger-ontwerp beschreven, waarbij opgemerkt moet worden, dat deze versie waarschijnlijk niet de definitieve versie is.

5.1. Specificatie van de ontvanger

5.1.1. De linkbudgets

In tabel 77 zijn de linkbudgets voor het ontvanger-systeem weergegeven. Het linkbudget voor de verschil-signalen wordt in paragraaf 6.4. behandeld.

Tabel 77: De linkbudgets bij heldere hemel (eng: clear sky) voor het 5,5 meter Olympus-ontvanger-systeem.

-frequentie	12,501 GHz	19,770 GHz	29,656 GHz
-EIRP [2]	>10 dBW	>24 dBW	>24 dBW
-Free Space Loss [3]	206,2 dB	210,2 dB	213,7 dB
-atmosferische verliezen [45]	0,2 dB	0,5 dB	0,6 dB
-verlies door richtfouten (paragraaf 6.4.4.)	0,00 dB	0,01 dB	0,02 dB
-antennewinst (paragraaf 2.3.2.)	55,9 dB	60,1 dB	63,7 dB
-uitkoppelaar verliezen (paragraaf 4.3.3.)	0,5 dB	0,5 dB	0,5 dB
-extra verliezen door het schakelen van het 20 GHz baken [45]	-	6 dB	-
-ontvangen vermogen	-110,8 dBm	-103,1 dBm	97,1 dBm

5.1.2. Voorgenomen metingen en mogelijke specificaties

Er zijn acht amplitude- en vier fase-metingen voorgenomen voor de propagatie-experimenten op de afzonderlijke frequenties [1]. Tevens is een fase-meting tussen de frequenties 20 GHz en 30 GHz voorgenomen [46]. De multimode richting-meting vereist twee amplitude- en twee fase-metingen. (azimuth en elevatie). De voorgenomen metingen zijn samengevat in tabel 78 en tabel 79.

Tabel 78: Voorgenomen amplitude-metingen bij de Olympus-propagatie-experimenten. (de polarisatie-richtingen V en H komen overeen met een polarisatie-richting van het zendende baken loodrecht op en evenwijdig aan het equatoriale vlak, "vertikaal" en "horizontaal".)

nr.	naam	frequentie	polarisatie-richting	
			zenden	ontvangen
1	12,5A(TV,RV)	12,5 GHz	V	V (som)
2	12,5A(TV,RA)	12,5 GHz	V	Azimuth (verschil)
3	12,5A(TV,RE)	12,5 GHz	V	Elevatie (verschil)
4	12,5A(TV,RH)	12,5 GHz	V	H
5	20A(TV,RV)	20 GHz	V	V
6	20A(TV,RH)	20 GHz	V	H
7	20A(TH,RH)	20 GHz	H	H
8	20A(TH,RV)	20 GHz	H	V
9	30A(TV,RV)	30 GHz	V	V
10	30A(TV,RH)	30 GHz	V	H

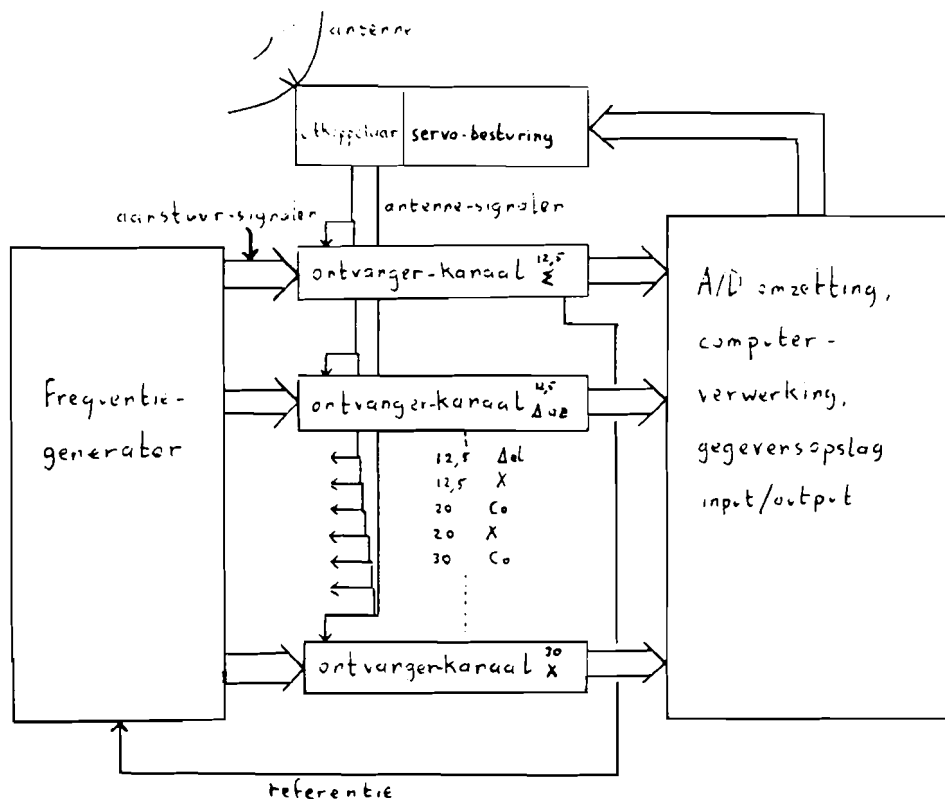
Tabel 79: Voorgenomen fase-metingen bij de Olympus-propagatie-experimenten.

nr.	naam	frequentie	polarisatie-richting	
			signaal 1	signaal 2
11	12,5F(TV,RA)	12,5 GHz	V (som)	Azimuth (verschil)
12	12,5F(TV,RE)	12,5 GHz	V (som)	Elevatie (verschil)
13	12,5F(TV,RH)	12,5 GHz	V	H
14	20F(TV,RH)	20 GHz	V	H
15	20F(TH,RV)	20 GHz	H	V
16	30F(TV,RH)	30 GHz	V	H
17	20/30F(TV,RV/TV,RV)		V (20 GHz)	V (30 GHz)

De stabiliteit van de ontvanger moet bij voorkeur beter zijn dan de stabiliteit van de bakens. De amplitude-stabiliteit van de bakens is $\pm 0,05$ dB over een seconde en $\pm 0,5$ dB over 24 uur. De fase-fluctuaties liggen binnen $0,1$ radiaal RMS (= 6 graden RMS) [2]. Verder wordt geëist, dat de ontvanger een dynamisch bereik heeft van 40 dB. Een dynamisch bereik van 40 dB houdt in, dat signalen, die 40 dB gedempt worden (bijvoorbeeld ten gevolge van neerslag), nog ontvangen en gemeten kunnen worden [3].

5.1.3. Blokschema van de propagatie-ontvanger

In figuur 80 is een globaal blokschema van de propagatie-ontvanger weergegeven.



Figuur 80: Globaal blokschema van de propagatie-ontvanger.

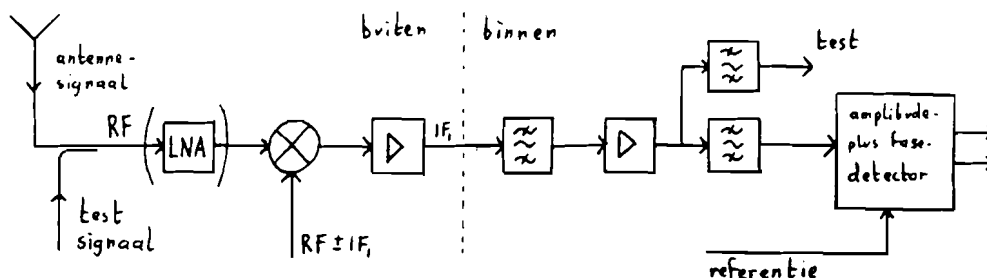
De ontvanger-kanalen dienen de zwakke antenne-signalen te versterken en fase (ten opzichte van een referentie-signaal) en de amplitude nauwkeurig te bepalen. De frequentie-generator dient voor de aansturing van de mixers in de ontvanger-kanalen en voor het genereren van stabiele test-signalen. Deze test-signalen worden noodzakelijk gezocht voor het bereiken van de stabiliteitseisen. Alle meetgegevens worden door een computer verwerkt.

Het 12,5 GHz som-signaal wordt in de ontvanger gebruikt als fase-referentie voor coherente detectie van de overige signalen. Het 12,5 GHz som-signaal is gekozen als fase-referentie, omdat een bepaalde hoeveelheid neerslag voor hogere frequenties meer demping geeft dan voor lagere frequenties [3], zodat de totale ontvanger ook bij grotere (regen-)demping "in-lock" blijft.

5.2. De ontvanger-kanalen

5.2.1. Opbouw van een ontvanger-kanaal.

In figuur 81 is het schema van een ontvanger-kanaal weergegeven.



Figuur 81: schema van een ontvanger-kanaal.

Allereerst wordt in dit schema een test-signaal opgeteld bij het antenne-signaal. De frequentie van dit test-signaal bevindt zich vlakbij de frequentie van het antenne-signaal. Het test-signaal dient zeer stabiel te zijn in amplitude en fase, zodat fluctuaties in de parameters van een ontvanger-kanaal gecompenseerd kunnen worden. Eventueel kan het signaal versterkt worden met een lage-ruis voorversterker (eng: Low Noise Amplifier, LNA). Met een mixer wordt het hoogfrequente signaal (eng: Radio Frequency, RF) teruggemengd naar de eerste middenfrequentie (eng: Intermediate Frequency, IF). Het signaal wordt op deze frequentie fors versterkt, de bandfilters dienen oversturing van de versterkers door ruis (eng: noise

loading) te voorkomen en het test-signaal weer van het antenne-signaal te scheiden. Vervolgens wordt het signaal verder teruggemengd en versterkt en worden de amplitude en fase van het signaal gedetecteerd.

5.2.2. Frequentie-keuze en ruis-berekeningen

De keuze van de midden-frequenties wordt voornamelijk bepaald door de al aanwezige apparatuur en door de prijs en kwaliteit (eventueel ook de levertijd) van nieuwe apparatuur en componenten. In het verleden is in de vakgroep Telecommunicatie vaak 55 MHz als eerste midden-frequentie gebruikt en 10 MHz als tweede midden-frequentie [51]. Gezien de grote hoeveelheid ontvanger-kanalen voor de Olympus-propagatie-ontvanger is er voor gekozen alle signalen direkt naar 10 MHz terug te mengen [45]. In de vakgroep Telecommunicatie is een grote hoeveelheid 10 MHz-propagatie-ontvangers aanwezig [48], [49].

In het schema van de vorige paragraaf moeten nog een aantal keuzes worden gedaan voor de verschillende frequenties:

- wel of geen LNA ,
 - een gewone mixer of een "image reject mixer" (IR-mixer) en
 - de overige specificaties van de componenten.
- Deze keuzes worden onder andere bepaald door de antenne-ruis en de systeem-ruis.

Er zullen vier mogelijke keuzes vergeleken worden:

- 1): Geen LNA, een gewone mixer (conversie-verlies: 6 dB, "single sideband"-ruisgetal: 9 dB) en een versterker (ruisgetal: 2 dB, versterking: 60 dB).
- 2): Wel een LNA (ruisgetal: 2 dB, versterking 25 dB) en dezelfde mixer plus versterker.
- 3): Geen LNA, een IR-mixer (conversie-verlies: 6 dB, "single sideband"-ruisgetal: 6 dB) en dezelfde versterker.
- 4): Dezelfde LNA en de IR-mixer plus versterker.

Het begrip "single sideband"-ruisgetal wordt nader toegelicht door Maas [68, pp. 135-145]. Voor de gewone mixer is het "single sideband"-ruisgetal hoger als voor de IR-mixer, omdat door de gewone mixer de spiegelbeeld ruis (eng: image noise) bij de gewone ruis opgeteld wordt. Vanwege dezelfde reden moet bij de componenten, die zich voor de gewone mixer bevinden, gerekend worden met een equivalente ruistemperatuur, die twee keer zo groot is als de eigen equivalente ruis-temperatuur. Uitgedrukt in ruisgetallen:

$$F' = 1 + \frac{2T_e}{T_0} = 2 \left(1 + \frac{T_e}{T_0}\right) - 1 = 2F - 1 \quad (62)$$

Hierin is

F' : het ruisgetal behorende bij de dubbele equivalente ruis temperatuur $2 \times T_e$.

In tabel 82 is de systeem-ruis-temperatuur T_s weergegeven (deze is inclusief de antenne-ruis-temperatuur), berekend met de formule van Friis [47, paragraaf 3.7.4]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{g_1} + \frac{F_3 - 1}{g_1 g_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{g_1 g_2 \dots g_m} \quad (63)$$

Hierin is

F : het ruisgetal van het totale ontvanger-kanaal,

F_m : het ruisgetal van de m-de component in het ontvanger-kanaal en

g_m : de versterkingsfactor van de m-de component in het ontvanger-kanaal.

Aangezien de opstelling vooral bedoeld is voor extreme situaties (grote demping door regen) wordt de antenne-ruis-temperatuur T_a gelijk aan de omgevingstemperatuur T_0 genomen:

$T_a = T_0 = 290$ K.

Tabel 82: Systeem-ruis-temperaturen bij vier keuzes voor de opbouw van een ontvangerkanaal.

Keuze	Systeem-ruis-temperatuur	Ruisgetal
1) geen LNA, gewone mixer,	$T_s = 2420$ K + 2. $T_a = 3000$ K	$F = 10,1$ dB
2) wel LNA, gewone mixer,	$T_s = 460$ K + 2. $T_a = 1040$ K	$F = 5,5$ dB
3) geen LNA, IR-mixer,	$T_s = 1550$ K + $T_a = 1840$ K	$F = 8,0$ dB
4) wel LNA, IR-mixer.	$T_s = 230$ K + $T_a = 520$ K	$F = 2,5$ dB

Uit dit voorbeeld kan geconcludeerd worden, dat een IR-mixer het best in combinatie met een LNA gebruikt kan worden. Er bestaan LNA's voor 12,5 GHz en IR-mixers, geschikt voor 12,5 GHz en een eerste middenfrequentie van 10 MHz. Voor 20 GHz en 30 GHz zijn er (nog) geen IR-mixers geschikt voor een eerste middenfrequentie van 10 MHz en (nog) geen LNA's met voldoende stabiliteit voor gebruikt bij propagatie-experimenten (voor een redelijke prijs) in de handel.

5.3. De frequentie-generator

In de Olympus-propagatie-ontvanger zijn veel signalen met verschillende frequenties aanwezig. Alle mixers moeten een aanstuur-frequentie krijgen, waarmee de verschillende AF-signalen alle naar dezelfde 10 MHz midden-frequentie teruggemengd worden. Vanwege de eis, dat de ontvanger alleen "gelocked" hoeft te worden op het 12,5 GHz signaal, moeten de aanstuur-frequenties van één bron worden afgeleid (net als in de satelliet, zie figuur 1). Dit laatste geldt ook voor de frequenties van de test-signalen, die zich vlak naast de frequenties van de antenne-signalen moeten bevinden (op enkele tientallen kHz afstand). In deze paragraaf zullen een aantal methodes voor frequentie-synthese en de voorgestelde opbouw van de frequentie-generator besproken worden.

5.3.1. Frequentie-synthese

In figuur 83 zijn drie verschillende methodes voor frequentie-synthese geschetst:

-Frequentie-vermenigvuldiging:

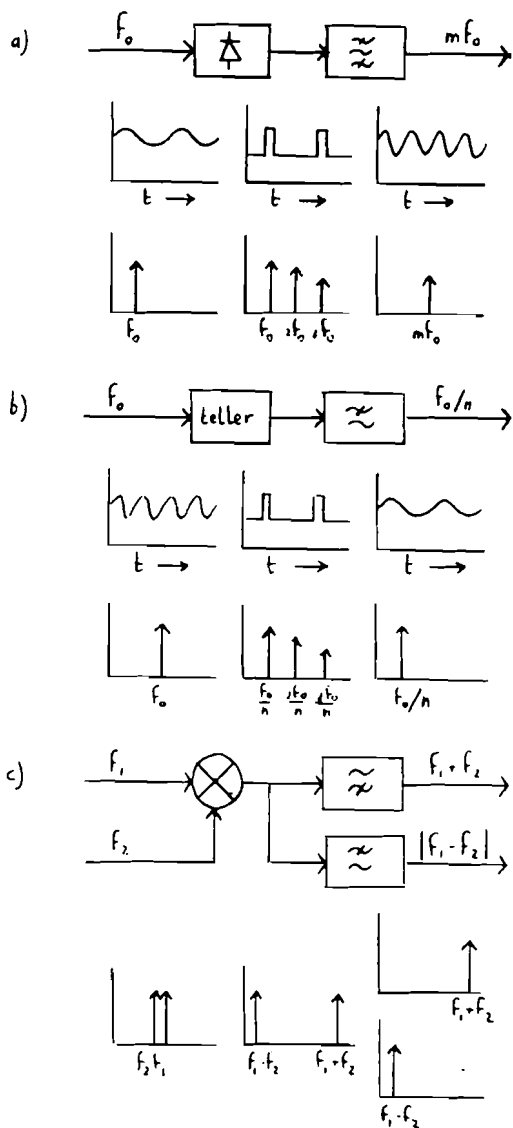
Door een niet-lineaire component (bijvoorbeeld een diode) wordt een harmonisch signaal niet-lineair vervormd. Het spectrum van dit vervormde signaal bevat naast de grondharmonische ook een aantal hogere harmonischen, waarvan de frequentie exact een factor 2, 3, 4, ... hoger is dan de frequentie van het oorspronkelijke signaal. Met een band-doorlaat-filter kan de gewenste harmonische geselecteerd worden [47, p. 288].

-Frequentie-deling:

Een teller telt de periodes van een harmonisch signaal en geeft na elke n periodes een puls af. Door deze rij pulsen door een laag-doorlaat-filter te sturen ontstaat een harmonisch signaal, waarvan de frequentie exact een factor n kleiner is dan de frequentie van het oorspronkelijke signaal. Dit principe kan gecombineerd worden met het frequentie-vermenigvuldigen door een band-doorlaat-filter in plaats van een laag-doorlaat-filter te gebruiken.

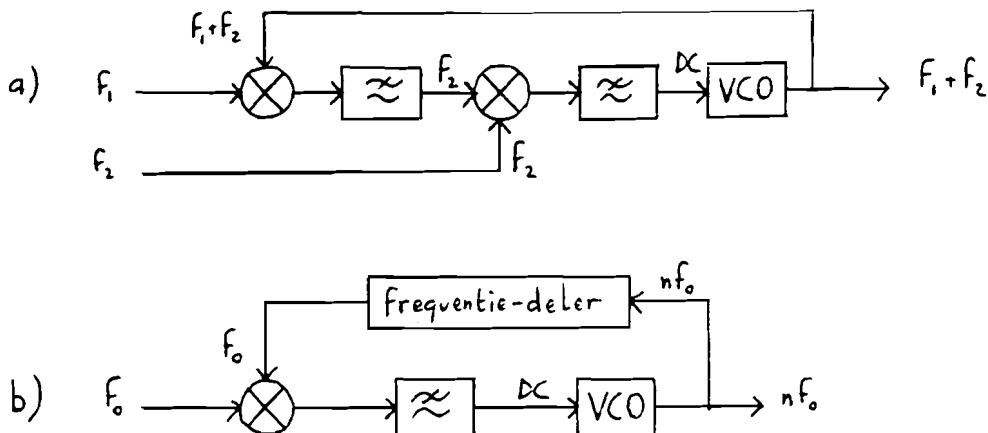
-Frequentie-optelling en -aftrekking:

Met een spannings-vermenigvuldiger (of een mixer) kunnen twee harmonische signalen met elkaar vermenigvuldigd worden. Het resulterende signaal bestaat uit twee harmonische signalen, de één met als frequentie de som van de twee oorspronkelijke frequenties, de ander met het verschil. Met filters kunnen beide signalen van elkaar gescheiden worden [47, p. 32].



Figuur 83: Verschillende methodes voor frequentie-synthese. a) Frequentie-vermenigvuldiging, b) frequentie-deling en c) frequentie-optelling en -aftrekking. De verschillende grafieken geven de signalen in het tijd-domein en in het frequentie-domein weer.

Met een spannings-gestuurde oscillator (eng: Voltage Controlled Oscillator, VCO) en een terugregel-circuit kan een schoner uitgangssignaal met meer vermogen verkregen worden. In figuur 84 zijn twee voorbeelden met een Phase Locked Loop (PLL) weergegeven.



Figuur 84: Twee voorbeelden van frequentie-synthese met een Phase Locked Loop. a) Frequentie-optelling en b) frequentie-vermenigvuldiging.

5.3.2. Het voorgestelde schema

In figuur 85 is het voorgestelde schema voor de frequentie-generator weergegeven. In het schema zijn details als de filters, de opbouw van de PLL's en de amplitude-stabilisatie voor de test-signalen weggelaten. In het schema wordt ten behoeve van de overzichtelijkheid gewerkt met drie frequenties:

$f_h = 0,29074107$ GHz, de veelvouden van f_h

43 $\cdot f_h = 12,501866$ GHz,

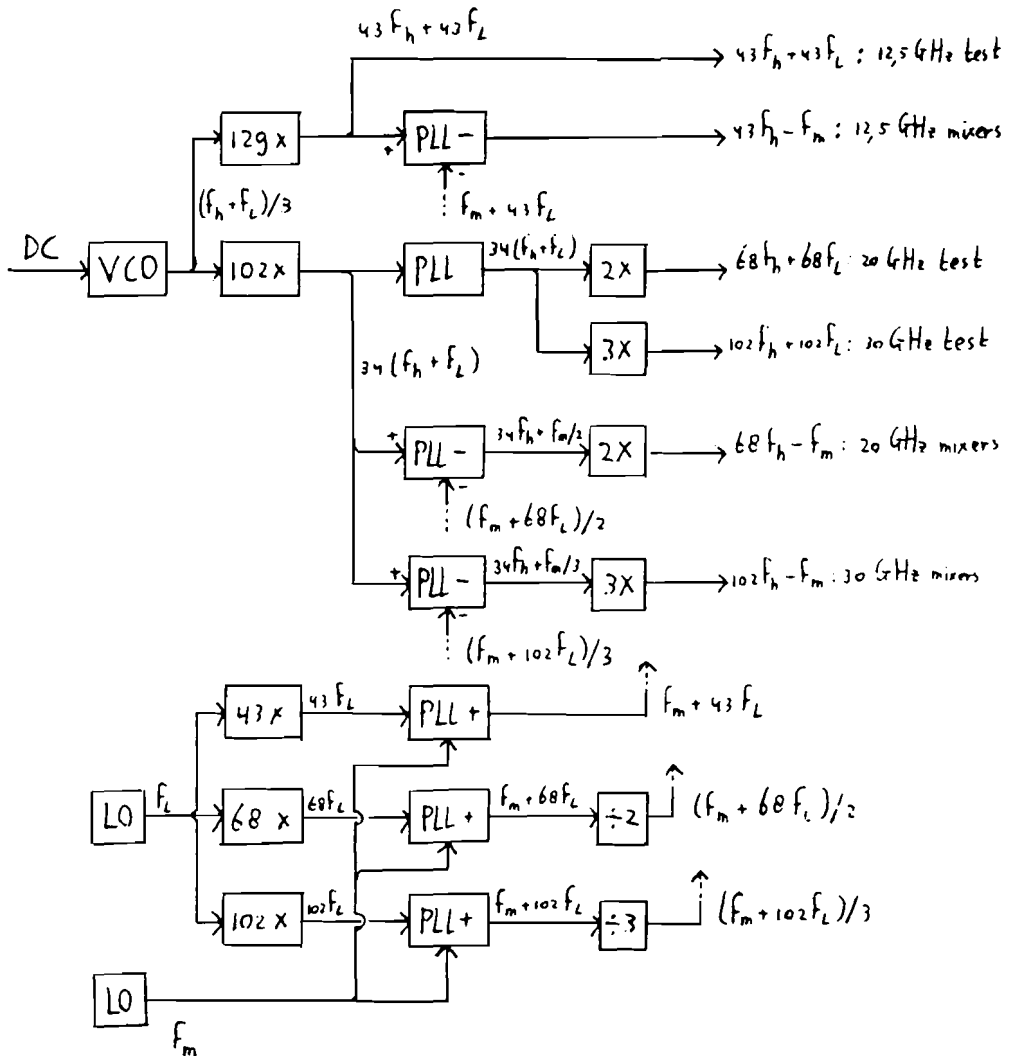
68 $\cdot f_h = 19,770393$ GHz en

102 $\cdot f_h = 29,655589$ GHz

komen precies overeen met de satelliet-frequenties,

$f_m = 10$ MHz: de eerste midden-frequentie en

$f_l = 500$ Hz (bijvoorbeeld): een lage frequentie, waarmee de afstand in frequentie van de antenne-signalen en de test-signalen bepaald wordt.



Figuur 85: Voorgesteld schema voor de frequentie-generator.

Dit ontwerp heeft de volgende eigenschappen:

- Alle frequenties "lopen mee" met de veranderingen in de satelliet-frequenties (door Doppler-verschuiving, veroudering, ... , zie [2]), omdat de frequentie-generator spannings-gestuurd is. De generator wordt gestuurd door het signaal van de fasedetector van het 12,5 GHz hoofd-polarisatie-signaal, waardoor de generator en het 12,5 GHz hoofd-polarisatie-ontvangerkanaal samen als één grote phase locked loop werken ("Long Loop", zie [50, p. 145]).
- Alle midden-frequenties zijn exact gelijk aan f_m (10 MHz), waardoor de bandfilters op 10 MHz zeer smalbandig gekozen kunnen worden (er bestaan zogenaamde kristal-filters met een -3 dB bandbreedte van 2 kHz

- op 10 MHz). Er treden ook geen fase-fouten op door verandering van de satelliet-frequenties, omdat de midden-frequent-signalen alle op dezelfde plaats in de filters blijven.
- De verschillende test-frequenties bevinden zich door het Long-Loop-principe op een vaste plaats naast de satelliet-frequenties en de test-frequenties kunnen daardoor relatief vrij dicht bij de satelliet-frequenties gekozen worden.
 - De stabiliteit van de fase-meting tussen 20 GHz en 30 GHz (20/30F(TV,RV/TV,RV)) wordt vrijwel alleen bepaald door de stabiliteit van de frequentie-vermenigvuldigers voor de 20 GHz - en 30 GHz test-signalen.
 - Geen van de frequenties van de generator (of hogere harmonischen daarvan) komt overeen met een van de frequenties van de satelliet, zodat er geen storing door directe instraling kan optreden. Er is niet gecontroleerd of twee signalen door instraling op een niet-lineaire component een derde signaal kunnen opwekken, dat stoort. Dat probleem is een typische EMC-probleem (eng: Electro-Magnetic Compatibility).
 - In dit schema komen vier PLL's voor, die alle rond 10 GHz werken. Dit is gedaan, omdat stabiele VCO's met frequenties rond 20 GHz en 30 GHz moeilijk te maken of te kopen zijn. Tevens wordt er zo een mogelijkheid geboden voor quantum-korting bij de aanschaf van oscillators en mixers rond deze frequentie.
 - De VCO aan het begin van de keten werkt op $(f_h + f_l)/3 \approx 100$ MHz en niet op $(f_h + f_l) \approx 300$ MHz, omdat de oscillators rond 100 MHz kwalitatief de beste blijken te zijn en veel componenten (daarom) standaard in de buurt van deze frequentie gemaakt worden.

6. Richtnauwkeurigheid bij de som-en-verschil-methode

In de voorgaande hoofdstukken is besproken hoe de richting van een satelliet gemeten kan worden. Dit hoofdstuk behandelt de theorie van een regelsysteem, dat met behulp van de monopuls-positie-meting de antenne naar de satelliet richt. Als voorbeeld wordt de richtnauwkeurigheid van het Olympus-richt-systeem berekend.

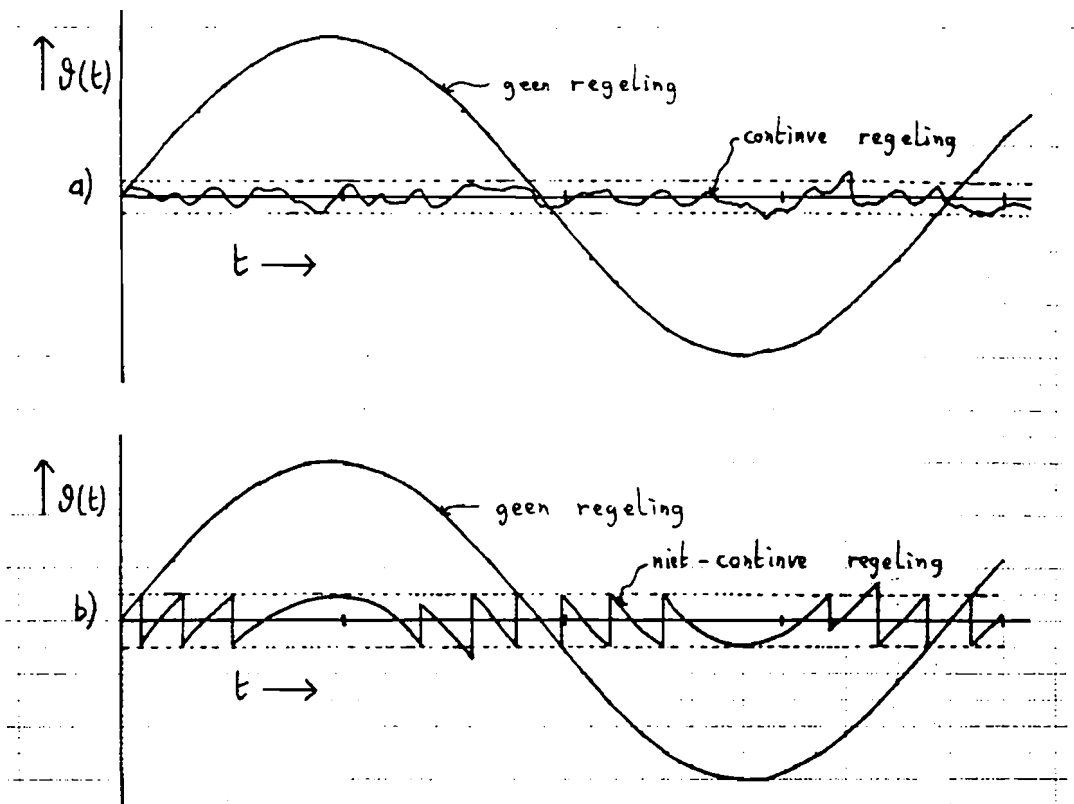
6.1. Formulering van het regel-probleem

6.1.1. Mogelijke regelsystemen

In de inleiding werd al opgemerkt, dat de satellietbeweging bestaat uit een dagelijkse schommeling en een driftbeweging. Een gebruikelijk volg-systeem is een continue regeling [52], [53]. Bij een dergelijke regeling worden de gedetecteerde verschil-signalen direkt teruggekoppeld naar de servo-motoren van de antennebesturing. Aangezien de satelliet-beweging een trage beweging is, hebben dergelijke regelsystemen een grote tijdconstante. De optimalisatie van een continu regelsysteem naar vang- en volg-eigenschappen is analoog aan de optimalisatie van een phase locked loop.

Het Olympus-richt-systeem is niet geschikt voor een continue regeling, omdat de assen van de stappenmotoren voor de antennebesturing niet bestand zijn tegen de slijtage, die ontstaat bij continue regeling. Verder lenen stappenmotoren zich toch al beter voor niet-continue digitale regeling. Niet-continue regeling houdt in, dat er een tijd wordt gemeten, vervolgens wordt de antenne bijgestuurd (of niet als dat niet nodig blijkt) en begint de volgende meting. Ter illustratie staan in figuur 86 de richtfout als functie van de tijd weergegeven voor een continue en een niet-continue regeling.

In dit hoofdstuk zullen de berekeningen vooral voor het één-dimensionale geval uitgevoerd worden (meting en regeling slechts in één richting). De resultaten zijn eenvoudig toepasbaar op het twee-dimensionale geval (azimuth én elevatie).



Figuur 86: Illustratie van de richtfout bij a) continue regeling en b) niet-continue regeling.

6.1.2. Kriterium voor de richtnauwkeurigheid bij niet-continue regeling

Voor de berekeningen zullen een aantal nieuwe variabelen en parameters ingevoerd worden, zie figuur 87:

$\theta(t)$: de richtfout (in graden of in radialen), $\theta(t)$ is het verschil tussen de satelliet-richting en de antenne-richting,

$\tilde{\theta}(t)$: schatting van $\theta(t)$ door het meetsysteem,

t_r : tijdstip, waarop bijgeregeld gaat worden,

θ_{max} : de richtfout op tijdstip t_r , θ_{max} is een stochastische variabele, omdat bij de vorige regeling een meetfout en dus een regelfout is gemaakt en die meetfout is een stochastische variabele,

μ : de verwachtingswaarde van θ_{max} ,

σ^2 : de variantie van θ_{max} ,

r : de richtnauwkeurigheid in graden of in radialen.

Er geldt [54, p. 39]

$$\mu = E(\theta_{max}) \quad (64)$$

$$\sigma^2 = E((\theta_{max} - \mu)^2) \quad (65)$$

Voor de richtnauwkeurigheid r zal nog een criterium gekozen moeten worden. Dit criterium moet gelden voor de slechtst mogelijke toestand, dat is de grootste satelliet-hoeksnelheid ten opzichte van de ontvangende antenne en de grootste atmosferische demping, waarbij het richtsysteem nog moet werken. Voor continue regelsystemen wordt vaak het RMS-kriterium (eng: Root Mean Square) gebruikt als richtnauwkeurigheds-kriterium:

$$r = \sqrt{E(\theta^2(t))} \quad (66)$$

Dit criterium is niet geschikt voor niet-continue regelsystemen, omdat dan het criterium tijdafankelijk is. Het richtnauwkeurigheds-kriterium dient op θ_{\max} gebaseerd te zijn. Een RMS-kriterium, dat op θ_{\max} gebaseerd is, is

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{E(\theta_{\max}^2)} = E(((\theta_{\max} - \mu) + \mu)^2) = \\ &E((\theta_{\max} - \mu)^2 + 2 \cdot \mu \cdot E(\theta_{\max} - \mu) + \mu^2) \\ &E((\theta_{\max} - \mu)^2 + 0 + \mu^2) = \sqrt{(\sigma^2 + \mu^2)} \end{aligned} \quad (67)$$

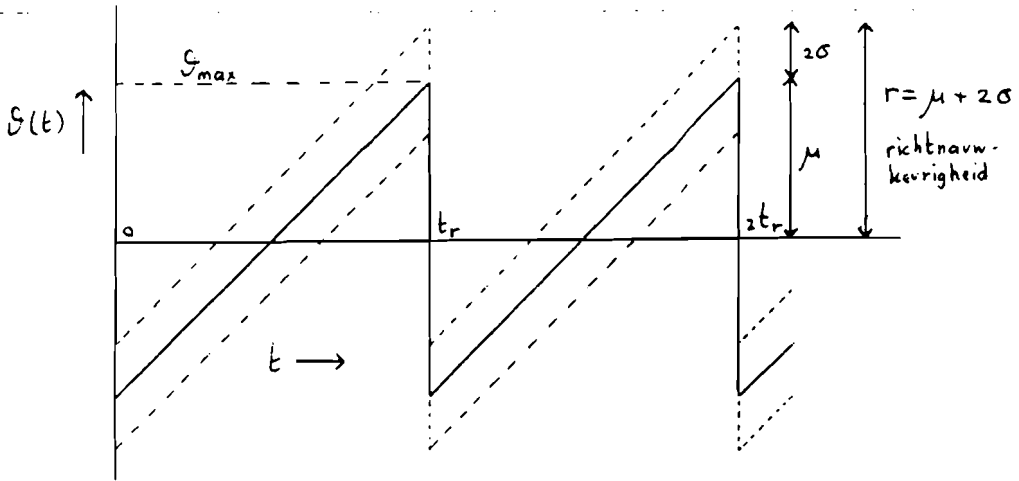
Ook dit criterium is niet geschikt, omdat de kans op overschrijding bij dit criterium nog onbepaald is als μ en σ niet afzonderlijk bekend zijn. Wel geschikt als richtnauwkeurigheds-kriterium is

$$r = \mu + 2\sigma \quad (68)$$

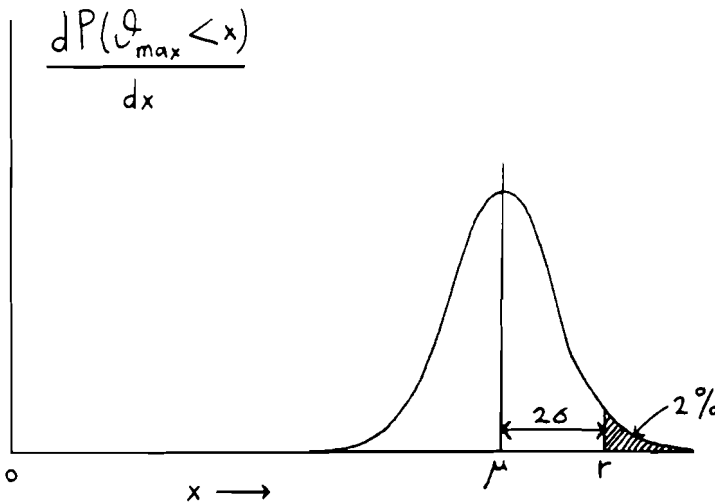
Aangezien de meetfout Gaussisch verdeeld verondersteld kan worden [47, p. 107], [13, hoofdstuk 12] is de kans, dat θ_{\max} het richtnauwkeurigheds-kriterium overschrijdt gelijk aan [47, appendix D]

$$P(\theta_{\max} > r) = Q(2) \cong 2\% \quad (69)$$

De weegfactor voor σ in het richtnauwkeurigheds-kriterium moet niet te groot of te klein zijn, omdat zowel μ als σ van belang zijn, lijkt (68) een goede keuze. Dit alles wordt geïllustreerd in figuur 87 en figuur 88.



Figuur 87: Verwachtingswaarde en variantie van θ_{max} .



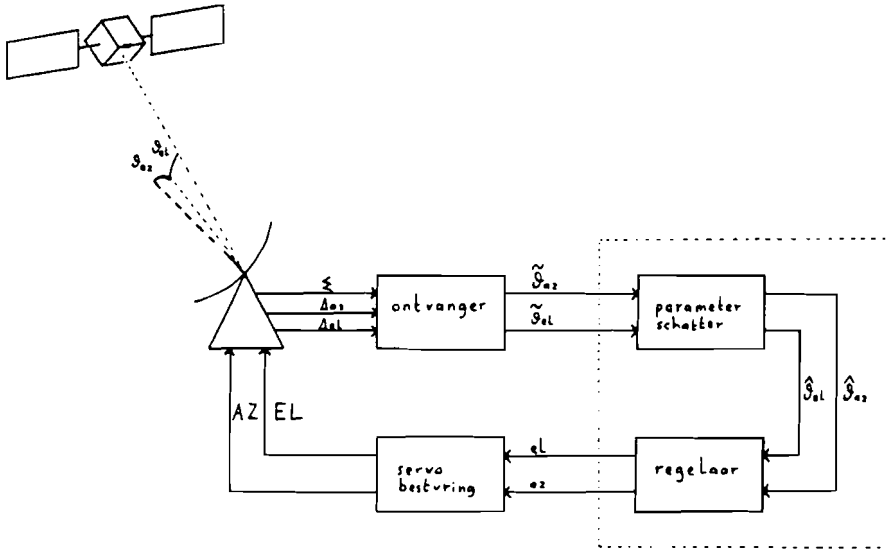
Figuur 88: Kansdichtheidsfunctie van θ_{max} .

6.2. Modellingering van het richtsysteem

Een blokschema voor het richtsysteem wordt gegeven in figuur 89.

De parameter-schatting en de regelaar kunnen tijd-discreet gerealiseerd worden met een laag-doorlaatfilter, een analoog/digitaal-omzetter (eng: A/D-converter) en een computer (zie [47, p. 512]). De tijd-continue en de tijd-discrete uitvoering zullen in dit hoofdstuk als equivalent beschouwd worden. Voor de tijd-discrete uitvoering worden de volgende variabelen en parameters ingevoerd:

- t_s : de sample-tijd van de A/D-omzetter in seconde,
 $B = 1/2t_s$: (Nyquist-)bandbreedte van het laag-doorlaat-filter voor de A/D-omzetter in Hertz,
 $K = t_m/t_s$: aantal samples gedurende de meettijd t_m en
 k : index van het sample ($k = 1, 2, \dots, K$).



Figuur 89: Blokschema van het richtstelsel.

6.2.1. Het meetsysteem

Het meet-systeem bestaat uit de satelliet, het (monopuls) antenne-systeem en de ontvanger. Het meetsysteem wordt gekarakteriseerd door een vijftal parameters [13], [12]:

- kT_s : de konstante van Boltzmann maal de systeemruistemperatuur in Watt per Hertz,
 FSL : het "vrije ruimte verlies" (eng: Free Space Loss) tussen de satelliet en de ontvangende antenne, dimensieloos, in dB,
 $EIRP$: het effectief isotroop uitgezonden vermogen door de satelliet (eng: Effective Isotropic Radiated Power) in Watt (of in dBW),
 L_{atm} : het (gespecificeerde) atmosferische verlies, dimensieloos, in dB,
 DS : de helling van het verschil-signaal (eng: Difference Slope), waarmee de antenne naar de satelliet gericht gaat worden in per graad of in per radiaal (zie hoofdstuk 2, figuur 6).

De enkelzijdige ruis-dichtheid ("witte" Gaussisch verdeelde ruis) in het verschil-signaal wordt gegeven door [13, hoofdstuk 12]

$$G_{nn}(f) = \eta_s = kT_s \quad (70)$$

Het verschil-signaal wordt met het som-signaal genormeerd tot een richtfout $\theta(t)$ in graden of in radialen. De signaal-ruis-dichtheid (C/N in Hertz) kan omgerekend worden naar een ruisdichtheid in het genormeerde verschil-signaal. Deze ruisdichtheid kan uitgedrukt worden in graden kwadraat per Hertz of in radialen kwadraat per Hertz:

$$G'_{nh}(f) = \eta'_s = kT_s \cdot \frac{FSL.L}{EIRP.DS^2} \text{ atm} \quad (71)$$

Gedurende een meting ($0 \leq t \leq t_m$, $0 \leq k \leq K$) wordt de gemeten richtfout gegeven door

$$\tilde{\theta}(t) = \theta(t) + n'(t) \quad (72a)$$

$$\tilde{\theta}(k) = \theta(k) + n'(k) \quad (72b)$$

Hierin is

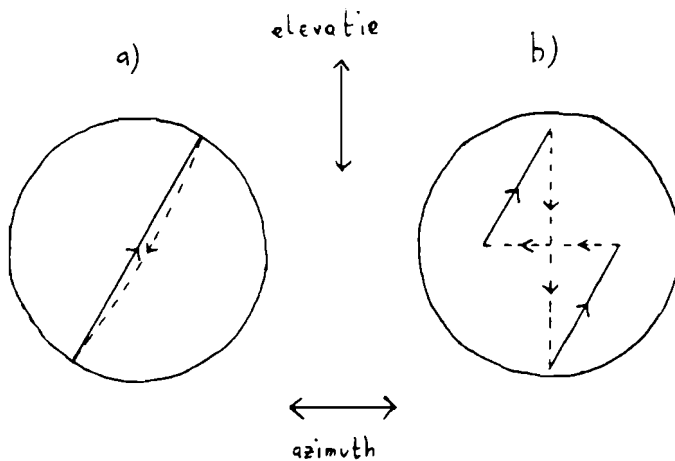
$n(t)$: "witte" Gaussisch verdeelde ruis met een ruisdichtheid gegeven door (71),

$n(k)$: samples van de ruis na het laag-doorlaat-filter, de samples zijn onderling ongecorreleerd en

σ_n^2 : de variantie van de samples $n(k)$ in graden kwadraat of in radialen kwadraat:

$$\sigma_n^2 = \eta_s \times B = \eta_s / 2t_m \quad (73)$$

In de ontvanger kunnen het azimuth- en het elevatiekanaal gecombineerd worden door met behulp van een schakelaar telkens of het azimuth- of het elevatiekanaal te meten. Dit schakelen kan het best "langzaam" gedaan worden, waarbij de richtfout eerst in de azimuth-richting gemeten en bijgesteld wordt, vervolgens in de elevatie-richting, dan weer in de azimuth richting, zie figuur 90. Deze methode heeft als gevolg, dat voor elke meting de meettijd korter is en zo de variantie in de meting groter is.



Figuur 90: a) Simultane meting en regeling in de azimuth- en de elevatie-richting, b) meting en regeling om-en-om in de azimuth- en de elevatie-richting. (getrokken lijnen: beweging van de satelliet, stippellijnen: correctie door het niet-continue richtsysteem).

6.2.2. De parameter-schatting

Uit de meetwaarden $\tilde{\theta}(t)$ of $\tilde{\theta}(k)$ moet de parameter $\theta_{\max} = \theta(t_r)$ (de positie van de satelliet aan het einde van de meting) geschat worden. Als schatting kan eenvoudig het gemiddelde van de meetwaarden worden genomen:

$$\hat{\theta}_{\text{mid}} = \frac{1}{t_m} \int_0^{t_{m\sim}} \theta(t) dt \quad (74a)$$

$$\hat{\theta}_{\text{mid}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) \quad (74b)$$

Bij deze schatting (een zogenaamde nulde orde schatting) wordt de satelliet-beweging verwaarloosd. Deze satelliet-beweging bestaat, zoals eerder gezegd, uit een dagelijkse schommeling en een drift-beweging. Indien de meettijd zo kort is, dat de satelliet-beweging bij benadering eenparig is (meetijd hooguit een uur), dan komt $\hat{\theta}_{\text{mid}}$ overeen met de satelliet-positie halverwege de meting en wordt de verwachtingswaarde van de fout (een zogenaamde eerste orde fout) in de schatting gegeven door

$$E(\theta_{\max} - \hat{\theta}_{\text{mid}}) = \theta_{\max} - \theta_{\text{mid}} = \omega_{\text{sat}} \cdot t_m \quad (75)$$

Hierin is ω_{sat} de hoeksnelheid van de satelliet ten opzichte van de ontvang-antenne-richting, uitgedrukt in graden per seconde of in radialen per seconde. In de schatting $\hat{\theta}_{\text{mid}}$ zit ook een fout, die veroorzaakt wordt door de ruis ($n'(t)$, $n'(k)$). De variantie van $\hat{\theta}_{\text{mid}}$ wordt gegeven door

$$\begin{aligned} E((\hat{\theta}_{\text{mid}} - \theta_{\text{mid}})^2) &= E\left(\left(\frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K n'(k)\right)^2\right) = \frac{1}{K^2} \cdot \sum_{k=1}^K E(n'(k))^2 = \\ &= \frac{1}{K^2} \cdot K \cdot \sigma_{n'}^2 = \frac{\eta'_s}{2Kt_s} = \frac{\eta'_s}{2t_m} \end{aligned} \quad (76)$$

De berekening voor het tijd-continue geval geeft hetzelfde resultaat, omdat het equivalent is met het tijd-discrete geval (limiet voor K naar oneindig).

De satelliet-positie op $t = t_m$ kan ook geschat worden door de satelliet-beweging als eenparig te beschouwen:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}_{\text{max}} - \hat{\omega}_{\text{sat}} (t - t_m) \quad (77)$$

Met de kleinste-kwadraten-methode [14, p. 299] kan $\hat{\theta}_{\text{max}}$ geschat worden. Bij deze methode moet de som van de kwadraten van het verschil tussen de gemeten $\tilde{\theta}(k)$ en de schatting $\hat{\theta}(k)$ minimaal zijn. Die som is:

$$\sum_{k=1}^K (\tilde{\theta}(k) - \hat{\theta}(k))^2 = \sum_{k=1}^K (\tilde{\theta}(k) - \hat{\theta}_{\text{max}} + \hat{\omega}_{\text{sat}} \cdot t_s \cdot (K-k))^2 \quad (78)$$

Het minimum wordt gevonden door de afgeleide van de som (78) naar $\hat{\theta}_{\text{max}}$ en $\hat{\omega}_{\text{sat}}$ nul te stellen. Het resultaat is een tweetal vergelijkingen met twee onberekenden:

$$\hat{\theta}_{\text{max}} - \frac{1}{2}(K-1) \cdot \hat{\omega}_{\text{sat}} \cdot t_s = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) \quad (79a)$$

$$\frac{1}{2}(K-1) \cdot \hat{\theta}_{\text{max}} - \frac{1}{6}(2K^2 - 3K + 1) \cdot \hat{\omega}_{\text{sat}} \cdot t_s = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K (K-k) \cdot \tilde{\theta}(k) \quad (79b)$$

Hierbij is onder andere gebruik gemaakt van de sommatie-formules

$$\sum_{k=1}^K 1 = K \quad (80a)$$

$$\sum_{k=1}^K k = \frac{1}{2} \cdot K \cdot (K+1) \quad (80b)$$

$$\sum_{k=1}^K k^2 = \frac{1}{6} \cdot K \cdot (k+1) \cdot (2K+1) \quad (80c)$$

De oplossing van (79) is

$$\tilde{\omega}_{sat} = \frac{1}{t_s} \cdot \left(\frac{12}{K \cdot (K^2+1)} \cdot \sum_{k=1}^K k \cdot \tilde{\theta}(k) - \frac{6 \cdot (K-1)}{K \cdot (K^2+1)} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) \right) \quad (81a)$$

en

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_{max} &= \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) + \frac{1}{2} \cdot (K-1) \cdot \tilde{\omega}_{sat} \cdot t_s = \\ &= \frac{6 \cdot (K-1)}{K^2+1} \cdot \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K k \cdot \tilde{\theta}(k) - \frac{2 \cdot (K^2-4)}{K^2+1} \cdot \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) \end{aligned} \quad (81b)$$

Deze formules voor het tijd-discrete geval zijn geen "mooie" formules, omdat het feit meespeelt, dat een sample aan het eind van het sample-interval wordt genomen en niet halverwege. Voor grote K kan dit effect verwaarloosd worden en geldt:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_{max} &= \hat{\theta}_{mid} + \frac{1}{2} \cdot \tilde{\omega}_{sat} \cdot t_m \\ &= \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K \tilde{\theta}(k) \cdot \left(6 \cdot \frac{k}{K} - 2 \right) \end{aligned} \quad (82a)$$

Voor het tijd-continue geval geldt dan

$$\hat{\theta}_{max} = \frac{1}{t_m} \cdot \int_0^{t_m} \tilde{\theta}(t) \cdot \left(6 \cdot \frac{t}{t_m} - 2 \right) dt \quad (82b)$$

Aangezien de satelliet-beweging niet eenparig is, wordt bij deze schatting (een zogenaamde eerste orde schatting) een (tweede orde) fout gemaakt. Als de meettijd kort is (hooguit een uur) kan de satelliet-beweging bij benadering als eenparig beschouwd worden en is deze fout relatief klein vergeleken met de beweging van de satelliet gedurende de meting:

$$E(\theta_{max} - \hat{\theta}_{max}) \cong 0 \quad (83)$$

De variantie van $\hat{\theta}_{\max}$ wordt gegeven door

$$\begin{aligned}
 E((\theta_{\max} - \hat{\theta}_{\max})^2) &= E\left(\frac{1}{K} \cdot \sum_{k=1}^K n'(k) \cdot \left(6\frac{k}{K} - 2\right)\right)^2 \\
 &= \frac{1}{K^2} \cdot \sum_{k=1}^K \left(6\frac{k}{K} - 2\right)^2 \cdot E(n'(k))^2 \\
 &= \frac{1}{K} \cdot \left(4 + \frac{6}{K} + \frac{6}{K^2}\right) \cdot \sigma_{n'}^2 \\
 &\cong \frac{4\sigma_{n'}^2}{K} = 2 \cdot \frac{\eta_s'}{t_m} \qquad (84)
 \end{aligned}$$

Uit (75) en (83) blijkt, dat de nulde orde schatting een meetfout ter grootte $\frac{1}{2} \cdot \omega_{\text{sat}} \cdot t_m$ introduceert, welke niet aanwezig is bij de eerste orde schatting. Echter de variantie van de eerste orde schatting is vier keer zo groot als de variantie van de nulde orde schatting (zie (76) en (84)), omdat de eerste orde schatting impliciet (zie (82)) ook een schatting van de satelliet-beweging gebruikt.

6.2.3. De regelaar

Om de slijtage aan de assen van de servo-motoren beperkt te houden wordt de antenne-richting slechts op bepaalde tijdstippen ($t = 0, t_r, 2t_r, \dots$) bijgesteld. Er zal gesteld worden, dat de meettijd gelijk of kleiner is dan de tijd tussen het regelen ($t_m \leq t_r$), dat wil zeggen, dat na elke regeling opnieuw een parameter-schatting gestart wordt. De satelliet-verplaatsing in het interval van bijregelen wordt gegeven door

$$\theta_{\max} - \theta_{\min} = \omega_{\text{sat}} \cdot t_r \qquad (85)$$

De satelliet-hoeksnelheid ω_{sat} wordt constant verondersteld, omdat de lengte van het regelinterval t_r hooguit een uur is.

Indien de richting van de satelliet-beweging bekend is (bijvoorbeeld uit vorige metingen), dan kan de regelaar de antenne naar "de andere kant van de satelliet" sturen, zodat door de satelliet-beweging de richtfout eerst afneemt en daarna weer toeneemt. Een dergelijke regelaar zal "dynamisch" genoemd worden. Dit in tegenstelling tot een "statische" regelaar, die de richtfout naar nul probeert terug te brengen.

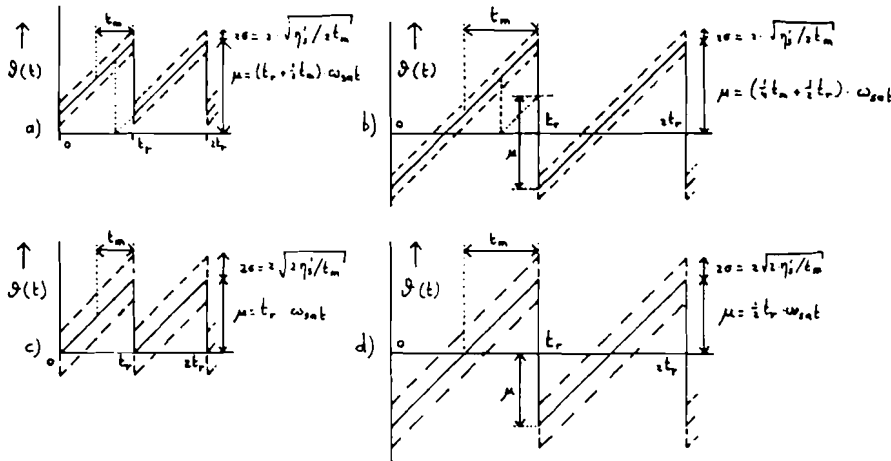
6.3. Berekening van de richtnauwkeurigheid

6.3.1. Normeringen en richtkriteria

In paragraaf 6.2. zijn een aantal keuzes naar voren gekomen, die voor het richtsysteem gemaakt moeten worden:

- Het ontvanger ontwerp: moeten de verschilsignalen simultaan ($t_m = t_r$) of om-en-om ($t_m = \frac{1}{2}t_r$) gemeten worden ?
- De parameter-schatting: wordt een nulde of eerste orde schatting gebruikt ? en
- De regelaar: wordt er "statisch" of "dynamisch" geregeld ?

In figuur 91 is de richtfout als functie van de tijd ($\vartheta(t)$) voor de verschillende mogelijkheden weergegeven.



Figuur 91: De richtfout als functie van de tijd voor
 a) statische regelaar met nulde orde schatter
 b) dynamische regelaar met nulde orde schatter
 c) statische regelaar met eerste orde schatter
 d) dynamische regelaar met eerste orde schatter
 - $t_m = t_r$ voor simultane meting
 - $t_m = \frac{1}{2}t_r$ voor om-en-om meting
 De stippellijnen geven de 2σ grenzen van de richtfout aan.

In deze figuur zijn duidelijk de effecten te zien, die volgen uit de verschillende keuzes. Bij de nulde orde parameter-schatting is telkens de statische meetfout herkenbaar. Bij de dynamische regelaar heeft de richtfout in ieder regel-interval een nuldoorgang.

In alle gevallen blijken μ en σ geschreven te kunnen worden als

$$\mu = \mu_p \cdot \omega_{\text{sat}} \cdot t_r = \mu_p \cdot \mu_0 \quad (86)$$

en

$$\sigma = \sigma_p \cdot \sqrt{\frac{\eta'_s}{\omega_{\text{sat}}^2}} = \sigma_p \cdot \sigma_0 \quad (87)$$

Hierin zijn μ_p en σ_p dimensieloze getallen en μ_0 en σ_0 normerings-constanten in graden of in radialen. Om een eenvoudige vergelijking van de effecten van de verschillende keuze-mogelijkheden mogelijk te maken zouden ook de richtnauwkeurigheid r (in graden) en de lengte van het regel-interval t_r (in seconden) genormeerd moeten worden. Deze twee kunnen genormeerd worden op η'_s en Ω_{sat} .

η'_s is het gespecificeerde maximum van η'_s , waarvoor de richtnauwkeurigheidseis gehaald moet worden (maximaal atmosferisch verlies, maximale systeemruis-temperatuur, enz.): $0 < \eta'_s \leq \eta'_s$ en

Ω_{sat} is de maximale hoeksnelheid van de satelliet ten opzichte van de antenne: $-\Omega_{\text{sat}} \leq \omega_{\text{sat}} \leq \Omega_{\text{sat}}$.

Uit dimensie-overwegingen volgt, dat er maar één logische mogelijkheid tot normering is:

$$t_r = t_{rn} \cdot \left(\frac{\eta'_s}{\Omega_{\text{sat}}^2} \right)^{\frac{1}{3}} = t_{rn} \cdot t_0 \quad (88)$$

$$r = r_n \cdot (\eta'_s \cdot \Omega_{\text{sat}})^{\frac{1}{3}} = r_n \cdot r_0 \quad (89)$$

Hierin zijn t_{rn} en r_n dimensieloze getallen en t_0 en r_0 zijn de normerings-constanten met dezelfde dimensies als t_r en r . Het is eenvoudig in te zien, dat voor het slechtste geval binnen de specificaties ($\eta'_s = \eta'_s$ en $\omega_{\text{sat}} = \Omega_{\text{sat}}$) geldt:

$$r_n = \mu_p \cdot t_{rn} + 2 \cdot \frac{\sigma_p}{\sqrt{t_{rn}}} \quad (90)$$

en dat in alle andere gevallen r_n kleiner is, omdat μ_p en/of σ_p kleiner is.

Naast het door (68) gegeven richtnauwkeurigheds-kriterium zijn er nog verschillende richtkriteria mogelijk:

- Het snelheids-kriterium: hoe snel kan een bepaalde richtnauwkeurigheid bereikt worden (vind een zo klein mogelijke t_{rn} bij een gegeven r_n),
- Het nauwkeurigheds-kriterium: optimaliseer de richtnauwkeurigheid (minimaliseer r_n naar t_{rn}) en
- Het slijtage-kriterium: hoelang kan het bijregelen uitgesteld worden totdat een bepaald richtkriterium overschreden wordt (vind een zo groot mogelijke t_{rn} bij een gegeven r_n).

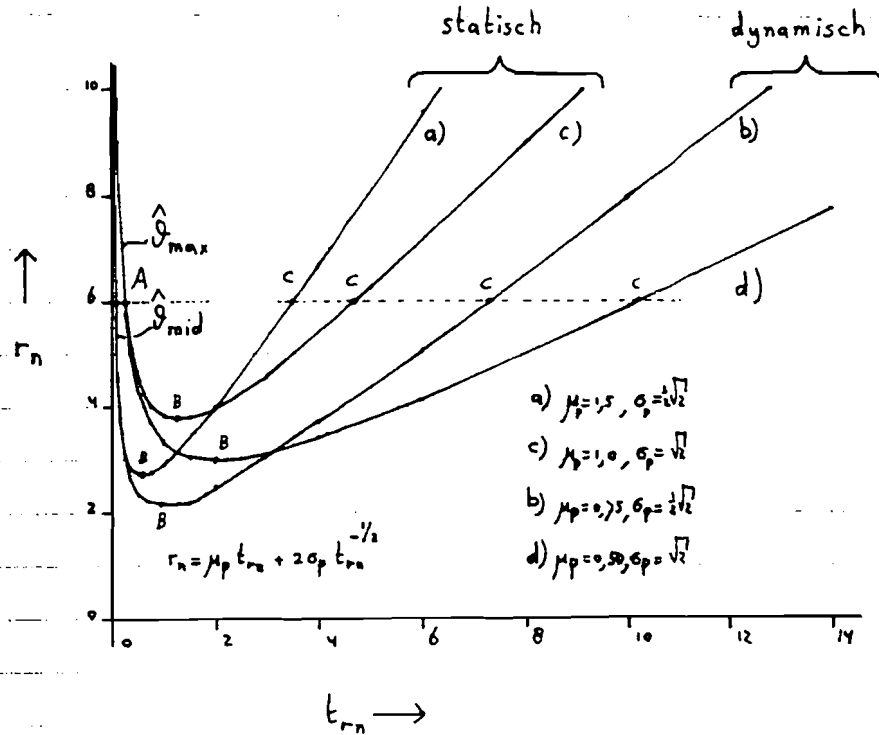
Door de afgeleide van r_n naar t_{rn} in (90) nul te stellen, volgt voor het nauwkeurigheds-kriterium

$$t_{rn} = \left(\frac{\sigma_p}{\mu_p} \right)^{\frac{2}{3}} \quad (91)$$

$$r_n = 3 \cdot (\mu_p \cdot \sigma_p^2)^{\frac{1}{3}} \quad (92)$$

6.3.2. Beschouwing van de richtnauwkeurigheid

In figuur 92 is de genormeerde richtnauwkeurigheid r_n weergegeven als functie van de genormeerde tijd tussen het regelen t_{rn} volgens vergelijking (90) bij de verschillende keuze-mogelijkheden voor de parameterschatting en de regelaar (de beide verschil-signalen worden simultaan gemeten). De verschillende richtkriteria zijn aangegeven. In tabel 93 zijn de genormeerde richtnauwkeurigheid en het genormeerde regel-interval uitgezet voor de verschillende mogelijkheden voor de het ontvanger-systeem, de parameterschatting, de regelaar en het richt-kriterium.



Figuur 92: De genormeerde richtfout als functie van de genormeerde tijd tussen het regelen voor
 a) een "statische" regelaar met nulde orde schatter
 b) een "dynamische" regelaar met nulde orde schatter
 c) een "statische" regelaar met eerste orde schatter
 d) een "dynamische" regelaar met eerste orde schatter

Richtkriteria:

A: het snelheids-kriterium,

B: het nauwkeurigheds-kriterium en

C: het slijtage-kriterium.

De keuze $r_n = 6$ voor het snelheids- en het slijtage-kriterium is vrij willekeurig genomen.

$$t_m = t_r$$

Tabel 93: De genormeerde richtnauwkeurigheid en het genormeerde regelinterval voor de verschillende richt-kriteria.

Richt-systeem			Richtkriteria						
			Snelh.		Nauwk.		Slijtk.		
N/O/P/R	μ_p	σ_p	t_{rn}	r_n	t_{rn}	r_n	t_{rn}	r_n	
1	- 0 S	1,50	0,707	.0,057	6	.0,606	2,726	. 3,496	6
2	W 0 S	1,250	1,000	.0,117	6	.0,862	3,232	. 4,000	6
3	- 1 S	1,000	1,414	.0,241	6	.1,260	3,780	. 4,695	6
4	W 1 S	1,000	2,000	.0,536	6	.1,587	4,762	. 4,000	6
5	- 0 D	0,750	0,707	.0,056	6	.0,961	2,163	. 7,302	6
6	W 0 D	0,625	1,000	.0,114	6	.1,368	2,565	. 8,503	6
7	- 1 D	0,500	1,414	.0,231	6	.2,000	3,000	.10,231	6
8	W 1 D	0,500	2,000	.0,482	6	.2,520	3,780	. 9,389	6

Ontvanger : - = simultane meting van azimuth en elevatie,
W = om-en-om meting van azimuth en elevatie,
Parameter-schatting: 0 = nulde orde schatting
1 = eerste orde schatting
Regelaar : S = statisch,
D = dynamisch,
Richt-kriterium : Snelh. = snelheids-kriterium,
Nauwk. = nauwkeurigheds-kriterium en
Slijtk. = slijtage-kriterium.

Uit vergelijking (89), blijkt, dat de richtnauwkeurigheid evenredig is met de derde-machts-wortel van η_s' . Dit houdt in, dat bij een afname/toename van de signaal-ruis-verhouding met 3 dB (verdubbeling/halvering van η_s') de richtnauwkeurigheid slechts met een factor 1,26 (de derde-machts-wortel van 2) verslechtert/verbetert. Dit heeft als gevolg, dat voor een kleine verbetering in de richtnauwkeurigheid een onevenredig grote verbetering in de signaal-ruis-verhouding nodig is.

Uit figuur 92 en tabel 93 kan geconcludeerd worden, dat voor snel of nauwkeurig regelen beter de gemiddelde waarde gebruikt kan worden voor de schatting van de satelliet-positie. Als het richten met zo min mogelijk slijtage moet gebeuren (grote tijd tussen het regelen), kan de satelliet-positie beter met een eerste orde schatting geschat worden.

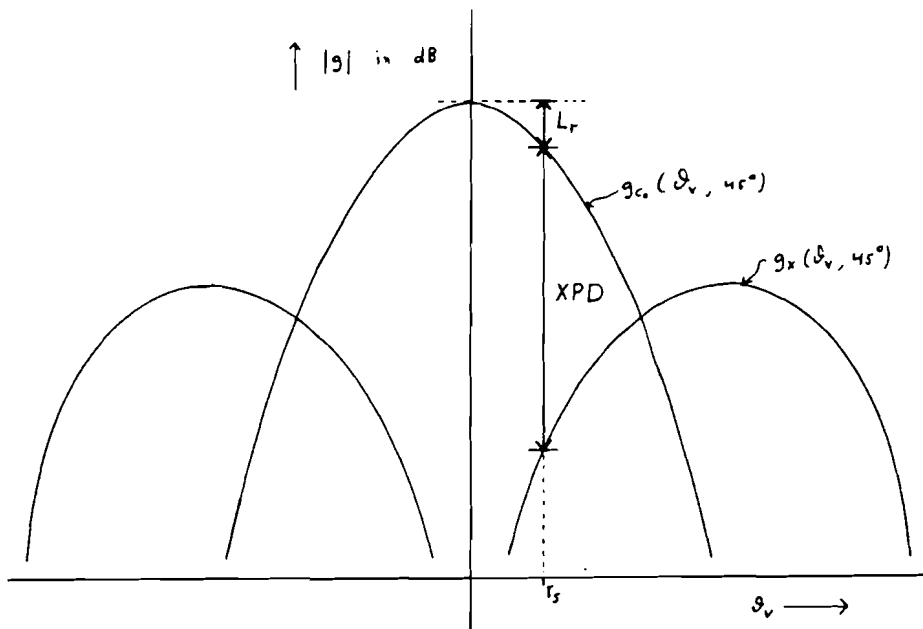
Het uitsparen van een ontvanger-kanaal door het azimut- en het elevatie-verschil-signaal om-en-om te meten blijkt in alle gevallen een verslechtering van maximaal een factor 1,26 in de richtnauwkeurigheid te geven.

Het "dynamisch" richten blijkt vooral voordelig te zijn als er nauwkeurig of met weinig slijtage gericht moet worden.

6.4. Een voorbeeld: Het Olympus-richtsysteem

6.4.1. De vereiste richtnauwkeurigheid

De richtnauwkeurigheid, die nodig is voor de propagatie-metingen met de 5,5 m Cassegrain-antenne en de satelliet Olympus wordt door twee zaken bepaald, namelijk de afname van het hoofdpolarisatie-signaal (L_r) en de afname van de kruispolarisatie-discriminatie (XPD) ten gevolge van de richtfout, zie figuur 94,



Figuur 94: Illustratie van het richtverlies L_r en de kruispolarisatie XPD.

In deze figuur is $g_{co}(\theta_v, \phi_v)$ de wortel van de winstfunctie van het hoofdpolarisatie-signaal (elders in dit verslag vaak som-signaal genoemd) en $g_x(\theta_v, \phi_v)$ de wortel van de winstfunctie van het kruispolarisatie-signaal. Voor kleine θ_v kunnen $g_{co}(\theta_v, \phi_v)$ en $g_x(\theta_v, \phi_v)$ beschreven worden met een tweede orde Taylor-benadering [61, p. 61]:

$$g_{co}(\theta_v, \phi_v) = C_1 \cdot (1 - C_2 \cdot \theta_v^2) \quad (93)$$

$$g_x(\theta_v, \phi_v) = C_1 C_3 \cdot \theta_v^2 \cdot \sin(2 \cdot \phi_v) \quad (94)$$

Hierin zijn C_1 , C_2 en C_3 constantes, die bepaald worden door (de vorm van) de verschillende stralingsdiagrammen. Met deze benaderingen vallen L_r en XPD te schrijven als

$$L_r \leq -20 \cdot \log(1 - C_2 \cdot r_s) \text{ dB} \quad (95)$$

en

$$XPD \geq 20 \cdot \log \left(\frac{1}{C_3 r_s^2} \right) \text{ dB} \quad (96)$$

Hierin is r_s de maximaal toegestane richtfout:

$$-r_s \leq \theta_v \leq r_s$$

Met de berekende stralingsdiagrammen van paragraaf 2.3.2. kunnen C_1 , C_2 en C_3 voor de 12,5 GHz-, de 20 GHz- en de 30 GHz-stralingsdiagrammen bepaald worden, zie tabel 95. De kruispolarisatie-ontkoppeling van de belichter en de bijbehorende microgolftechniek is op 30 dB gesteld (de werkelijke waarde is nog niet bekend, zie paragraaf 3.2.2.).

Tabel 95: Constantes voor de tweede orde Taylor-benaderingen van de verschillende stralingsdiagrammen.

Frequentie in GHz	C_1 dimensieloos	C_2 in per graad kwadraat	C_3 in per graad kwadraat
12,5	623	15,4	$17,2/\sqrt{1000}=0,54$
20	1007	38,3	$33,8/\sqrt{1000}=1,07$
30	1528	86,9	$76,5/\sqrt{1000}=2,42$

Door de OPEX (Olympus Propagation EXperimentors) wordt een totale ontvanger-stabiliteit van 0,2 dB aanbevolen [62, p. 4.1]. Het richtverlies dient veel kleiner te zijn dan deze waarde, omdat andere zaken (onder andere de stabiliteit van de ontvanger en de stabiliteit van de mode-uitkoppeling) ook de totale stabiliteit beïnvloeden. Er is gekozen voor een richtverlies van

$$L_r \leq 0,02 \text{ dB} \quad (97)$$

Door de OPEX wordt verder aanbevolen de atmosferische XPD te meten vanaf 35 dB. De XPD van de ontvanger zal 20 dB beter moeten zijn om de fout in de XPD-meting te beperken tot ± 1 dB. Hieruit volgt de richt-specificatie voor de kruispolarisatie-ontkoppeling [62, p. 5.4.]:

$$\text{XPD} \geq 55 \text{ dB} \quad (98)$$

In tabel 96 is de maximaal toegestane richtfout voor de verschillende frequenties en eisen weergegeven.

Tabel 96: De maximaal toegestane richtfout, r_s .

Frequentie in GHz	Eis	Maximaal toegestane richtfout r_s in graden
12,5	$L_r \leq 0,02$ dB	0,012
20	$L_r \leq 0,02$ dB	0,008
30	$L_r \leq 0,02$ dB	0,005
12,5	XPD ≥ 55 dB	0,06
20	XPD ≥ 55 dB	0,04
30	XPD ≥ 55 dB	0,03
Minimum		0,005

Er volgt dus als eis voor de richtnauwkeurigheid $r \leq r_s = 0,005$ graden (99)

Deze eis volgt uit het maximaal toegestane richtverlies op 30 GHz. Uit de specificaties voor de XPD's blijken veel minder zware richtnauwkeurigheidseisen te volgen dan uit de specificaties voor de richtverliezen. Dit laatste blijft ook gelden als de XPD van de belichter en de bijbehorende microgolfttechniek niet 30 dB, maar 15 dB zou zijn. (Alleen de aanstoting van de EH11-mode in de gegroefde hoorn is beschouwd als oorzaak van kruispolarisatie.)

6.4.2. De positie en beweging van de satelliet

De positie van de satelliet Olympus is na lancering $19 \pm 0,07$ graden westerlengte en $\pm 0,07$ graden noorderbreedte [2]. Aangezien de dagelijkse noord-zuid schommeling van de satelliet door inclinatie maximaal $\pm 0,07$ graden is, is de maximale satelliet-hoeksnelheid (gezien vanaf het middelpunt van de aarde):

$$2\pi \times 0,07 \text{ graden} / 86163 \text{ seconde} \\ = 5,1 \text{ E-6 graden per seconde}$$

(86163 seconde is de lengte van een "siderische" dag [4]). Op 19 graden westerlengte is de driftversnelling van geostationaire satellieten ongeveer $3,2 \text{ E-14}$ graden per seconde kwadraat westwaarts [4]. Daaruit volgt, dat de oost-west drift maximaal

$$\sqrt{(2 \times 0,14^\circ \times 3,2 \text{ E-14 } / \text{s}^2)} = 9,5 \text{ E-8 graden per seconde}$$

is (indien de satelliet aan de oostkant van zijn "hok" "losgelaten" wordt en met een versnelling van $3,2 \text{ E-14}$

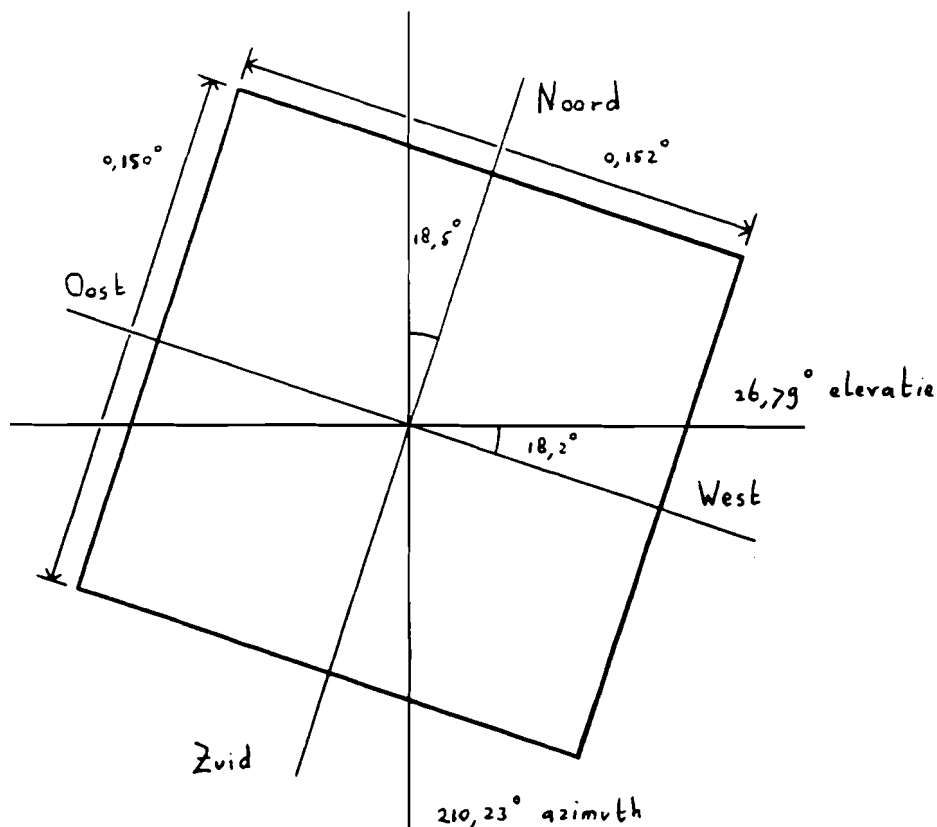
graden per seconde kwadraat westwaarts drift tot de westkant van zijn "hok"). Dit is beduidend minder dan de maximale noord-zuid schommeling. Aangezien de maximale eccentriciteit van de satellietbaan niet opgegeven is, kan de maximale dagelijkse oost-west schommeling niet berekend worden. Er kan aangenomen worden, dat deze niet groter is dan de maximale noord-zuid schommeling.

Gezien vanaf Eindhoven (5,50 graden OL, 51,45 graden NB) komt de positie van de satelliet overeen met 26,78 graden elevatie en

210,23 graden azimuth, gerekend vanaf noord via oost [4], [45]. Het "hok" van 0,14 bij 0,14 graden is vanaf Eindhoven gezien vrijwel vierkant en meet ongeveer 0,15 bij 0,15 graden, zie figuur 97. De maximale satelliet-hoeksnelheid (gezien vanaf Eindhoven) is

$$\Omega_{\text{sat}} = 0,15 \text{ graden} / 0,14 \text{ graden} \cdot 5,1 \text{ E-6 graden per seconde}$$

$$= 5,5 \text{ E-6 graden per seconde (} 9,7 \text{ E-8 radialen per seconde)}.$$



Figuur 97: Uitzicht vanaf Eindhoven op het "hok" met de satelliet Olympus.

6.4.3. Het linkbudget voor het richtsysteem

In tabel 98 is het linkbudget samengevat.

Tabel 98: Het richt-linkbudget

Frequentie (zie paragraaf 1.1.)	f	12,501866 GHz
EIRP (zie paragraaf 5.1.1.)	EIRP	> 10 Watt
Free Space Loss (zie paragraaf 5.1.1.)	FSL	206,2 dB
Atmosferisch verlies (specificatie OPEX [62])	L_{atm}	< 30 dB
Uitkoppel-verliezen (zie paragraaf 4.3.3.)		0,5 dB
Systeem-ruis- temperatuur (zie paragraaf 5.2.2.)	T_s	520 Kelvin
Nominale helling (zie paragraaf 2.1.2.)	DS_0	2,60 E5 per radiaal (4,53 E3 per graad)
Hellingsrendement (zie paragraaf 2.3.2.)	η_{Δ}	30,9%
Genormeerde ruis- dichtheid (zie paragraaf 6.2.1.)	η'_s	1,6 E-8 radialen kwadraat per Hertz (5,3 E-5 graden kwa- draat per Hertz)

6.4.4. De resulterende richtnauwkeurigheid

Met (88), (89) en de berekende waarden

$$\Omega_{sat} = 5,5 \text{ E-6 graden per seconde en}$$

$$\eta'_s = 5,3 \text{ E-5 graden kwadraat per Hertz volgt}$$

$$t_0 = 120 \text{ seconde en}$$

$$r_0 = 6,6 \text{ E-4 graad.}$$

Indien het richtkriterium "zo nauwkeurig mogelijk" is, dan volgt voor de richtnauwkeurigheid (zie tabel 93)

$$r = 2,163 \cdot r_0 = 0,0014 \text{ graad}$$

en voor de lengte van het regelinterval

$$t_r = 0,961 \cdot t_0 = 115 \text{ seconde (ongeveer 2 minuten).}$$

In paragraaf 6.4.1. werd gespecificeerd:

$$r \leq 0,005 \text{ graad}$$

Het richtsysteem heeft dus een marge, welke gebruikt kan worden voor het richten volgens het slijtagekriterium en het uitsparen van een ontvanger-kanaal door de twee verschil-signalen (azimuth en elevatie)

om-en-om te meten. Het best kan de satelliet-richting dan geschat worden met een eerste orde schatting en dient de antenne-richting "dynamisch" geregeld te worden (combinatie 8 uit tabel 93).

Aanbevolen wordt 15 minuten als lengte van het regel-interval te nemen. Dat houdt in, dat 7,5 minuten in de azimuth-richting wordt gemeten, gevolgd (indien nodig) door een correctie in de azimuth-richting. Vervolgens wordt 7,5 minuten in de elevatie-richting gemeten, gevolgd (indien nodig) door een correctie in de elevatie-richting, enzovoort.

Met

$t_r = 900$ seconde (15 minuten),
 $t_0 = 120$ seconde en
 $r_0 = 6,6 \text{ E-4}$ graad volgt
 $t_{rn} = 900/120 = 7,5$ en daaruit
 $r_n = 5,2$ en
 $r = 5,2 \cdot r_0 = 0,0035$ graad.

De werkelijke richtnauwkeurigheid zal slechter zijn dan deze berekende 0,0035 graad, vanwege onder andere:

- beperkte resolutie/stapgrootte van de stappen-motoren voor de antenne-besturing ($\pm 0,0003$ graad [63]),
- koppeling tussen het som-signaal en de verschil-signalen (0,0008 graad, zie paragraaf 4.2.3.),
- baancorrectie van de satelliet tijdens een meting,
- variaties in de versterkingsfactoren van de ontvangers,
- verstemming van de uitkoppelaars,
- (mogelijke) misaanpassing tussen de uitkoppelaars en de ontvanger-ingangen,
- oppervlaktefouten in het reflector-oppervlak en
- eventuele "multiple scattering" [65].

Verwacht wordt, dat aan de richtspecificaties voldaan zal worden en dat een richtnauwkeurigheid van 0,005 graad bereikt zal worden.

- De richtnauwkeurigheid zou theoretisch verbeterd kunnen worden door:
- te richten volgens het nauwkeurigheidskriterium,
 - relatief minder meettijd te gebruiken voor de azimuth richting, omdat de maximale oost-west beweging van de satelliet kleiner is dan de noord-zuid beweging,
 - opheffen van fouten, geïntroduceerd door koppeling van een verschil-signaal met het som-signaal, met software-correctie en
 - de schattingen van de satelliet-positie en -beweging over een langere periode dan één regel-interval te gebruiken (het programma van Philipsen [6] kan de baan van de satelliet voor een aantal dagen achtereen voorspellen).

Voor het "invangen" van de satelliet in de antennebundel kan ook het monopuls-meetsysteem gebruikt worden. Echter een precieze vergelijking van het som-signaal en de verschil-signalen lijkt niet verstandig, omdat voor grotere θ_v het quotiënt van een verschil-signaal en het som-signaal niet meer evenredig met θ_v is. Beter is alleen het teken van dit quotiënt te beschouwen en hiermee de bundel met een constante snelheid (maximaal 0,01 graad per seconde [63]) naar de satelliet te sturen en te stoppen zodra "het teken omklapt". Als de sampletijd 0,1 seconde is, dan is de variantie van de richtfout direkt na het invangen (73) $\sigma^2 = \sqrt{(5,3 \text{ E-}5 \text{ }^\circ^2/\text{Hz} / (2 \cdot 0,1 \text{ s}))} = 0,016 \text{ graad}$. Dit is nabij het lineaire gebied van de stralingsdiagrammen en de niet-continue regeling kan gestart worden. Bij het invangen moet overigens wel gelet worden op de amplitude van het som-signaal, opdat het richtsysteem niet invangt op een andere nuldoorgang van een verschil-signaal dan de nuldoorgang in de voorwaartse richting. Er kunnen geen dubbelzinnigheden optreden als de richtfout voor het invangen kleiner dan 0,35 graden is, omdat de eerste nuldoorgang van het som-patroon zich voorbij bij $\theta_v = 0,35 \text{ graden}$ bevindt (zie paragraaf 2.3.2.).

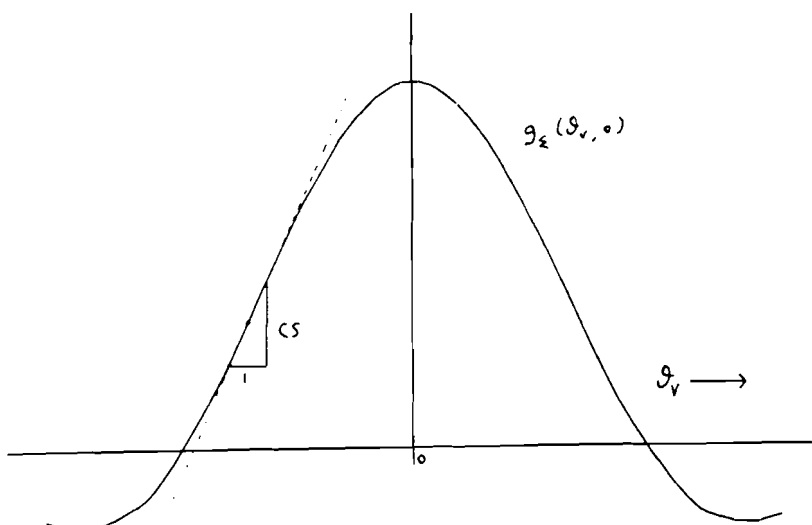
6.5. Vergelijking met sequentiaal scan methodes

6.5.1. De richtnauwkeurigheid van de sequentiaal scan methodes

De richtnauwkeurigheid van sequentiaal scan methodes (waarbij de antenne gericht wordt door het maximum in het ontvangen vermogen te zoeken) is lastig theoretisch te bepalen. Dit komt doordat bij sequentiaal scan algoritmes (zie paragraaf 1.2.) de richtnauwkeurigheid van veel zaken afhangt, zoals de toestand van de atmosfeer, de vorm van het stralingsdiagram, de richtfout op het moment dat het algoritme opgestart wordt

en de methode van het zoeken ("curve-fitting", "gradient search", "step-track",... [60]). Met computersimulaties kan voor veel gevallen een verwachtingswaarde van de richtnauwkeurigheid bepaald worden [60], [64].

Het is wel mogelijk theoretisch een bovengrens voor de richtnauwkeurigheid vast te stellen door de plaats van het maximum op een monopuls-achtige wijze te bepalen. Gedurende een klein deel van de tijd wordt de bundel van de antenne zodanig gestuurd, dat de satelliet zich bevindt in een gebied van het stralingsdiagram, waar de afgeleide van $g_{\Sigma}(\theta_v, \phi_v)$ (de wortel van de winstfunctie van het som-signaal) naar θ_v maximaal is. Deze maximale afgeleide zal CS (eng: Sum Slope, een betere afkorting was niet voorhande) genoemd worden, zie figuur 99.



Figuur 99: Illustratie van het begrip "Sum Slope".

$$CS = \max_{\theta_v} \left[\frac{\partial g_{\Sigma}(\theta_v, \phi_v)}{\partial \theta_v} \right] \quad (100)$$

Voor een optmaal som-patroon (een uniforme verdeling) bij een cirkelvormige apertuur wordt CS gegeven door

$$CS_0 = \max_{\theta_v} \left(\frac{\partial g_{\Sigma}(\theta_v, \phi_v)}{\partial \theta_v} \right) = \frac{\partial u}{\partial \theta_v} \cdot \max_u \left(\frac{\partial \left(\frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{2 \cdot J_1(u)}{u} \right)}{\partial u} \right) \cong$$

$$(u = \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \sin(\theta_v) \cong \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \theta_v, \theta_v \text{ in radialen})$$

$$\cong \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \cdot \max_u \left(\frac{2 \cdot J_2(u)}{u} \right) = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{-2 \cdot J_2(u)}{u} \Big|_{u \cong -2,30} \cong$$

$$\cong 0,360 \cdot \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \text{ per radiaal} \quad (101)$$

Het is niet verbazingwekkend, dat CS_0 kleiner is dan DS_0 (15), aangezien DS_0 de grootst mogelijke helling is bij een gegeven apertuurvorm.

Eerst zal gemeten worden op de plaats, waar de afgeleide naar de azimuth-richting maximaal is (en die naar de elevatie richting nul), daarna op de plaats waar de afgeleide naar de elevatie-richting maximaal is (en die naar de azimuth-richting nul). De gemeten waarde van het somsignaal wordt (net als bij een monopuls-meting) genormeerd op de eerder gemeten maximale waarde van het som-signaal en met deze genormeerde waarde en de bekende vorm van het som-stralingsdiagram kan de plaats van het maximum bepaald worden.

Bij deze methode wordt onder andere verondersteld,
 -dat de vorm van het stralingsdiagram exact bekend is,
 -dat bij de start van het algoritme de richtfout ongeveer nul is,
 -dat er geen dubbelzinnigheden optreden doordat het maximum van de afgeleide vlak bij een nuldoorgang van het som-patroon ligt,
 -dat de ontvanger in die omgeving niet "uit lock" kan vallen en
 -dat het sturen van de antenne geen tijd kost.

In een praktijk-situatie kan niet aan al deze veronderstellingen voldaan worden, zodat de met deze methode berekende richtnauwkeurigheid inderdaad een theoretische bovengrens is.

Evenals in paragraaf 6.2.1. kan de signaal-ruis-dichtheid C/N omgerekend worden naar een enkelzijdige ruisdichtheid uitgedrukt in graden kwadraat per Hertz of in radialen kwadraat per Hertz:

$$G'_{nh'}(f) = \eta'_{s\Sigma} = kT_s \cdot \frac{FSL \cdot L_{atm}}{EIRP \cdot CS^2} \quad (102)$$

Als schatting wordt een nulde orde schatting gebruikt (die neemt het gemiddelde van alle meetwaarden over een meetperiode), omdat de richtingmeting relatief kort moet duren (er moet behoorlijk wat tijd overblijven voor de propagatie-metingen). Met (76) kan de variantie in de schatting bepaald worden:

$$\sigma^2 = \frac{\eta'_{s\Sigma}}{2 \cdot t_m} \quad (103)$$

Hierin is t_m de meettijd, die nodig is voor de azimuth- of de elevatie-richting. De totale meettijd is $2t_m$.

De regeling zal "dynamisch" verondersteld worden (zie paragraaf 6.2.3.). De maximale richtfout (exclusief ruis) wordt dan

$$\mu = \frac{1}{2} \cdot \omega_{sat} \cdot t_r \quad (104)$$

Voor het uitvoeren van een zinnige hoeveelheid propagatie-metingen moet geëist worden, dat de totale meettijd voor het richten veel kleiner is dan de lengte van het regelinterval:

$$2 \cdot t_m = t_r \cdot x \quad (105)$$

Hierin is x een gespecificeerd klein getal (bijvoorbeeld $x = 0,01$). Met (103), (104), (105), (91) en (92) wordt berekend, dat voor deze conditie de optimale richtnauwkeurigheid gegeven wordt door

$$r = 2,381 \cdot (\eta'_{s\Sigma} \cdot \Omega_{sat})^{\frac{1}{3}} \cdot x^{-\frac{1}{3}} \quad (106)$$

en de bijbehorende optimale lengte van het regelinterval door

$$t_r = 1,587 \cdot \left(\frac{\eta'_{s\Sigma}}{\Omega_{sat}^2} \right)^{\frac{1}{3}} \cdot x^{-\frac{1}{3}} \quad (107)$$

6.5.2. Vergelijking van de richtnauwkeurigheden.

Voor zowel het monopuls- als het "sequential scan" richtsysteem kan een "nominale" waarde van de richtnauwkeurigheid berekend worden, met

$$DS = DS_0 = 0,50 \cdot \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \text{ rad}^{-1}$$

$$CS = CS_0 = 0,36 \cdot \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \text{ rad}^{-1}$$

$$T_s = T_0$$

$$L_{\text{atm}} = 0 \text{ dB}$$

$$x = 1$$

De nominale waarden worden dan gegeven door ((102), (106)):

$$r_{\Sigma 0} = 2,381 \cdot \left(\frac{1}{0,36} \right)^{\frac{2}{3}} \cdot \left[kT_0 \cdot \frac{\text{FSL}}{\text{EIRP}} \cdot \left(\frac{\lambda}{\pi D} \right)^4 \cdot \Omega_{\text{sat}} \right]^{\frac{1}{3}} =$$

$$= 4,705 \cdot r_{00} \quad (108)$$

en ((71), (89)):

$$r_{\Delta 0} = 2,163 \cdot \left(\frac{1}{0,50} \right)^{\frac{2}{3}} \cdot r_{00} =$$

$$= 3,434 \cdot r_{00} \quad (109)$$

Hierin is

$$r_{00} = \left[kT_0 \cdot \frac{\text{FSL}}{\text{EIRP}} \cdot \left(\frac{\lambda}{\pi D} \right)^4 \cdot \Omega_{\text{sat}} \right]^{\frac{1}{3}} \quad (110)$$

een normeringsconstante voor de richtnauwkeurigheid. Voor het Olympus-antenne-systeem heeft deze de waarde

$$r_{00} = \left(1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}} \cdot 290 \text{ K} \cdot \frac{10^{20,62}}{10 \text{ W}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{0,024 \text{ m}}{0,5,5 \text{ m}} \right)^4 \text{ rad}^2 \cdot 9,6 \cdot 10^{-8} \frac{\text{rad}}{\text{s}}} \right)^{\frac{1}{3}} =$$

$$= 3,9 \cdot 10^{-7} \text{ radialen} = 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ graden} \quad (111)$$

Voor de berekening van meer werkelijke waarden zullen de volgende zaken verondersteld worden:

-het ruisgetal van de ontvanger is 2,5 dB: $T_s = 2,3 \cdot T_o$,
 -de winstfactor van het sompatroon is $\eta_\Sigma = 0,74$ (zie paragraaf 2.3.2.)

-de bundelverbreeding van het som-patroon (door afname van de winst) is een factor

$$\frac{1}{\sqrt{0,74}} = 1,12$$

-bij het "sequential scan" systeem wordt slechts 1% van de tijd voor richting-meting gebruikt: $x = 0,01$,

-het hellingsrendement van het verschilpatroon is $\eta_\Delta = 0,31$ (zie paragraaf 2.1.3.) en

-voor het monopuls-systeem is de regeling dynamisch, de parameter-schatting is een nulde orde schatting en er wordt om-en-om azimuth en elevatie gemeten: $r_n = 2,565$.

Er volgt (bij 0 dB atmosferische demping)

$$r_\Sigma = r_{\Sigma 0} \cdot (2,3 \cdot 1,12^2 / 0,74)^{\frac{1}{3}} \cdot 0,01^{-\frac{1}{3}}$$

$$= r_{00} \cdot 36 \quad (112)$$

en

$$r_\Delta = r_{\Delta 0} \cdot (2,3 / 0,31)^{\frac{1}{3}}$$

$$= r_{00} \cdot 4,2 \quad (113)$$

Naast de in paragraaf 1.2. genoemde voordelen van monopuls-richtsystemen (geen onderbreking van de metingen, kleine gevoeligheid voor atmosferische signaal-fluctuaties en minder slijtage) kan dus tevens geconcludeerd worden, dat monopuls-systemen nauwkeuriger zijn dan sequential scan systemen.

7. Conclusies en aanbevelingen

7.1. Conclusies

- Een optimaal verschil-patroon bij een monopuls richt-systeem (maximale helling bij de nuldoorgang in de voorwaartse richting) wordt verkregen met een veldverdeling over de apertuur, die oneven en lineair is in de richting van de gevoeligheid van het verschil-patroon. Dit is analoog aan het optimale som-patroon (maximale antenne-winst in de voorwaartse richting), dat verkregen wordt met een uniforme veldverdeling over de antenne-apertuur.
- Bij reflector-antennes is het belichtingsrendement van het verschil-patroon meestal lager dan het belichtingsrendement van het som-patroon, omdat voor het verschil-patroon de belichtingsfunctie breder is (twee hoofdlussen in plaats van één, zoals bij het som-patroon), waardoor het spillover-rendement lager is.
- Modes met een geschikte anti-symmetrie om dienst te doen als verschil-mode zijn de TM₀₁-mode, de TE₂₁-modes en de TE₀₁-mode in een ronde golfpijp. De TM₀₁-mode is vooral geschikt bij het volgen van circulair gepolariseerde bakensignalen en de TE₂₁-modes zijn vooral geschikt voor het volgen van lineair gepolariseerde bakensignalen, zoals de signalen van het ECS-baken en het Olympus-baken. De TE₀₁-mode wordt vanwege zijn relatief kleine afsnijgolf lengte weinig gebruikt.
- Het gebruik van een enkele mode als verschil-mode heeft als gevolg, dat het polarisatie-rendement van het verschil-patroon 50% is bij een lineair gepolariseerd baken-sigitaal en 25% bij een circulair gepolariseerd baken-sigitaal. Dit kan alleen verbeterd worden door de signalen van de TM₀₁-mode, de TE₂₁-modes en de TE₀₁-mode te combineren.
- De coaxiale-trilholte-uitkoppelaar behoort een mode uit een ronde golfpijp te koppelen als de mode in de coaxiale trilholte om de golfpijp "past" bij de mode in de golfpijp en niet in andere gevallen. Deze uitkoppelaar is onbruikbaar voor het Olympus-ontvangst-systeem vanwege grote verliezen, grote koppeling tussen de som- en verschil-signalen, slechte kruispolarisatie-ontkoppeling, kleine bandbreedte, zeer kritische afregeling en de hoge nauwkeurigheidseisen voor de fabricage.

- Bij niet-continue regeling is de richtnauwkeurigheid (uitgedrukt in graden of in radialen) evenredig met de derde-machts-wortel van de hoeksnelheid van de satelliet gedeeld door de signaal-ruis-verhouding. Een niet-continue regeling is nodig, omdat de assen van de stappen-motoren voor de antenne-besturing niet bestand zijn tegen de slijtage, die optreedt bij continue regeling.
- Een monopuls-richtsysteem is volgens de theorie nauwkeuriger dan een sequential scan richtsysteem. Verder treedt er bij een monopuls-richtsysteem minder slijtage op, het richten onderbreekt de metingen niet en een monopuls-richtsysteem is vrij ongevoelig voor (atmosferische) signaal-fluctuaties. Nadelen zijn de grotere complexiteit van de microgolf-schakeling en de kosten van extra apparatuur voor de meting van de verschil-signalen.
- Door het monopuls-richtsysteem bij de 5,5 meter Cassegrain-antenne zal bij 30 dB atmosferische demping een richtnauwkeurigheid van 0,005 graden gehaald worden (multipath scattering buiten beschouwing latend). Hiermee wordt voldaan aan de zwaarste eis voor de richtnauwkeurigheid, namelijk een richtverlies kleiner dan 0,02 dB op 30 GHz.
- De eis voor de kruispolarisatie-ontkoppeling (XPD beter dan 55 dB) stelt minder zware eisen aan het richtsysteem, bij een belichter XPD van 30 dB op 30 GHz volgt een richtnauwkeurigheidseis van 0,03 graden. Hierbij is alleen de aanstoting van de EH11-mode in de gegroefde hoorn als bron van kruispolarisatie beschouwd.

7.2. Aanbevelingen

- Er dient een nieuwe mode-uitkoppelaar geconstrueerd te worden, onder andere, omdat met de trilholte-uitkoppelaar en met sequential scan methodes niet de vereiste richtnauwkeurigheid bereikt kan worden. De nieuwe uitkoppelaar kan het best werken met een TE21-mode voor het azimuth-verschil-signaal en de TM01-mode voor het elevatie-verschil-signaal. De uitkoppeling kan gebeuren met rechthoekige golfpijp op de spleten in de ronde golfpijp en via golfpijp-filters en "tee's".
- De satelliet-richting dient met een eerste orde schatting geschat te worden uit het quotiënt van de verschil-signalen en het som-signaal. Het richtsysteem dient om-en-om 7,5 minuten het azimuth- en 7,5 minuten het elevatie-verschil-signaal te meten. Na elke meting volgt (indien nodig) een richting-correctie in de gemeten richting. De regeling dient "dynamisch" te zijn, dat wil zeggen, dat na een meetperiode de antenne niet naar de satelliet gericht wordt, maar "voorbij de satelliet", zodat door de satelliet-beweging de richtfout eerst afneemt en daarna pas weer toeneemt.
- Voor het "invangen" van de satelliet kan het best een continue regeling gebruikt worden, die alleen meet of het quotiënt van een verschil-signaal (azimuth of elevatie) en het som-signaal positief of negatief is. Het invangen stopt, zodra dit teken omslaat. De aanvankelijke richtfout dient kleiner dan 0,35 graad te zijn om dubbelzinnigheden bij het invangen te voorkomen.
- De voorspelde richtnauwkeurigheid en de berekende stralingsdiagrammen voor het 5,5 m Cassegrain-antennesysteem dienen met metingen geverifieerd te worden. Verder dienen de algoritmes voor het volgen en het "invangen" van de satelliet geïmplementeerd te worden op een computer.

Literatuuropgave

- [1] Dijk J.,
"Microgolf propagatie-metingen met behulp van de satelliet Olympus aan de Technische Universiteit Eindhoven",
interne rapportage TU-Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, Eindhoven, oktober 1986.
- [2] European Space Agency (ESA),
"Olympus Users' Guide",
Estec, Noordwijk, Nederland, UG-6-1, part 1, Propagation Package, issue 2, november 1983.
- [3] Dudok E.W.M.,
"Ontwerp van een ontvangstation voor de propagatie-experimenten van de L-sat",
stageverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, juni 1982.
- [4] Arnbak J.C.,
"Digitale Transmissiesystemen",
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaatsnummer 5.640.0, maart 1985.
- [5] Berkowitz R.S.,
"Modern Radar",
New York: John Wiley & Sons, inc., 1965.
- [6] Philipsen A.,
"Automatisch antenne-volgsysteem voor geo-stationaire satellieten m.b.v. een IBM personal computer",
stageverslag van de TU Eindhoven, Vakgroep Telecommunicatie, augustus 1985.
- [7] Rhodes D.R.,
"Introduction to monopulse",
New York: Mc Graw-Hill Book Company, inc., 1959.
- [8] Steen H.G.W van der,
"Een multimode volgsysteem met antennes voor satellietcommunicatie",
afstudeerverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, januari 1970.
- [9] Coumans C.M.J.,
"Een programmapakket voor de berekening van het veld van een gegroefde hoornantenne",
stageverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, maart 1986.
- [10] Mouthaan M.J.
"Automatisch antennevolgsysteem voor propagatie-experimenten met de satelliet Olympus",
afstudeerverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, februari 1987.

- [11] Worm S.C.J.,
"A multifrequency antenna system for propagation experiments",
interne rapportage van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, verwacht: december 1987.
- [12] Hannan P.W.,
"Optimum feeds for all three modes of a monopulse antenna, I: theory",
IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol AP-9, no. 5, pp. 444-454, september 1961.
- [13] Dijk J. en E.J. Maanders,
"Antennes en propagatie",
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaattnummer S.635.0, oktober 1984.
- [14] "Lineaire algebra en lineaire analyse 3", tweede druk,
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaattnummer 2.333, 1984.
- [15] "Analyse E3", eerste druk,
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaattnummer 2.311, 1982.
- [16] Kirkpatrick G.M.,
"Aperture illumination for radar angle-of-arrival measurements",
IRE Transactions on Aeronautical and Navigational Electronics, vol. AE-9, pp. 20-27, september 1953.
- [17] Kinsey R.R.,
"Monopulse Difference Slope and Gain Standards",
IRE Transactions on antennas and Propagation, vol AP-10, pp. 343-344, mei 1962.
- [18] Abramowitz M. en I.A. Stegun,
"Handbook of Mathematical Functions",
New York: Dover Publications, inc., 1955.
- [19] "Antennes",
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaattnummer S.506, november 1975.
- [20] Hannan P.W.,
"Microwave antennas derived from the Cassegrain telescope",
IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-9, pp. 140-153, maart 1961.
- [21] Powers E.J.,
"Utilization of the Lambda functions in the analysis and synthesis of monopulse antenna difference patterns",
IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol AP-15, no. 6, pp. 771-777, november 1967.
- [22] "Final test data for 30 GHz 10 ft diameter Cassegrain antenna",
rapportage aan de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, 6 september 1975.

- [23] "ECS data book, technical appendix",
ESA Scientific & Technical Publications Branch,
c/o Estec, Noordwijk, Nederland, ESA BR-08:appendix.
- [24] Moens C. en C. Kooter,
"ECS1 in-orbit measurements programme and results",
ESA Journal, vol. 8, no. 1, pp. 73-89, 1984.
- [25] Marcuvitz N.,
"Waveguide handbook",
London: Peter Peregrinus Ltd., 1986. (First published in 1951 by the Mc Graw Book Company inc.)
- [26] Cook J.S. en R. Lowell,
"The autotrack system",
The Bell System Technical Journal, vol. 42, no.4, pt. 2, pp. 1283-1307, juli 1963.
- [27] Nakahashi N., Y. Kakinuma en T. Shirai,
"A multimode autotrack system employing the circular TE₁₁ and TE₂₁ modes",
Journal of the Radio Research Laboratories, vol. 14, no. 73, pp. 129-152, mei 1967.
- [28] Potter P.D.,
"A new horn antenna with suppressed sidelobes and equal beamwidths",
Microwave Journal, vol.7, pp. 71-78, juni 1963.
- [29] Johnson R.C. en H. Jasik,
"Antenna engineering handbook", tweede editie,
New York: Mc Graw Hill, 1984.
- [30] Watson B.K., N.D. Dang en S. Ghosh,
"A mode extraction network for RF sensing in satellite reflector antenna",
IEE Conference Publication Antennas and Propagation, 2nd international conference, part 1: Antennas, University of York, UK, pp. 323-327, 13-16 april 1981.
- [31] Plaats J. van der en W. van Etten,
"Coaxiale kabels en glasvezels", eerste editie,
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaatsnummer S.634.0, november 1984.
- [32] Chu L.J.,
"Calculation of radiation properties of hollow pipes and horns",
Journal of Applied Physics, vol. 11, pp. 603-610, september 1940.
- [33] Thomas B. MacA.,
"A review of the early developments of circular aperture hybrid-mode corrugated horns",
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-34, no. 7, pp. 930-935, juli 1986.

- [34] Gelissen P.J.W.,
"Verwachting en spreiding van de winst van reflectorantennes met oppervlaktefouten en computerprogramma ter bepaling van het stralingsdiagram van gegroefde hoornantennes", stageverslag van de TU Eindhoven, vökgroep Telecommunicatie, juli 1985.
- [35] Thomas B. MacA.,
"Design of corrugated conical horns", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-26, no. 2, maart 1978.
- [36] Clarricoats P.J.B. en A.D. Olver,
"Corrugated horns for microwave antennas", IEE Electromagnetic Waves Series 18, London: Peter Peregrinus Ltd., 1984.
- [37] Schmidt J.R.,
"Inrichting voor het uitkoppelen van hoogfrequente elektromagnetische velden uit een golfgeleider, waarbij de golfgeleider is voorzien van een of meer trilholten, voorzien van uitkoppelopeningen", Octrooiaanvraag in Nederland, nr. 8502770, 10 oktober 1985.
- [38] Scharten Th.,
"Elektromagnetisme voor de telecommunicatie", collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaatsnummer S.648, juni 1985.
- [39] Stevenson A.F.,
"Theory of slots in rectangular wave-guides", Journal of Applied Physics, vol. 19, januari 1948.
- [40] Watson W.H.,
"The physical principles of waveguide transmission and antenna systems", London: Oxford University Press, 1949.
- [41] Harvey A.F.,
"Microwave Engineering", London: Academic Press Ltd., 1963.
- [42] Versnel W.,
"Microgolftechniek", collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaatsnummer S.528.1, 1985.
- [43] Dwight H.B.,
"Table of roots for natural frequencies in coaxial type cavities", Journal of Mathematics and Physics, vol. 27, pp. 84-89, 1948.
- [44] Jansen A.I.,
"Binas, informatieboek VWO-HAVO voor het onderwijs in de natuurwetenschappen", Groningen: Wolters-Noordhof, 1977.

- [45] Meulemans P.A.C.M.,
"System Considerations for a receiving station built for propagation experiments with the Olympus satellite",
afstudeerverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, december 1986.
- [46] Sarma A.D., gesprek,
TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, juni 1987.
- [47] Shanmugam K.S.,
"Digital and analog communication systems",
New York: John Wiley & Sons, 1979.
- [48] Ouderling J.M.G.A.,
"Ontvangersysteem voor propagatiemeting m.b.v. phase locked loops",
afstudeerverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, maart 1978.
- [49] Weersch J.M.J. van,
"Modificatie van een phase locked loop ontvangersysteem voor propagatie metingen met behulp van de Olympus satelliet",
afstudeerverslag van de TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, oktober 1986.
- [50] Gardner F.M.,
"Phaselock techniques", tweede editie,
New York: John Wiley & Sons, 1979.
- [51] Vorst A.C.A. van der, gesprek,
TU Eindhoven, vakgroep Telecommunicatie, juni 1987.
- [52] zie [26]
- [53] zie [27]
- [54] "Waarschijnlijkheids-rekening voor E", eerste druk,
collegediktaat van de TU Eindhoven, diktaatsnummer 2.341.0, 1984.
- [55] Brookner E.,
"Radar Technology", vierde druk,
Dedham, Massachusetts: Artech House inc., 1979.
- [56] Barrow W.L. en W.W. Mieder,
"Natural oscillations of electrical cavity resonators",
Proceedings of the IRE, vol. 28, pp. 184-191, april 1940
- [57] Choung Y.H., K.R. Goudey en L.G. Bryans,
"Theory and design of a Ku-band TE₂₁-mode coupler",
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 30, no. 11, pp. 1862-1866, november 1982.
- [58] Reitzig R.,
"Automatische Eigennachführung von Antennen",
Anlagen zur Nachrichtenübertragung über Satelliten, Nachrichtentechnische Fachberichte, Verlag

- Friedr. Vieweg & Sohn GMBH. Braunschweig, Band 32, pp. 45-51, 1967.
- [59] Noda K.,
"Mode exitors for circular waveguide",
ECL Technical Journal (Japanese), vol. 9, no. 9,
pp. 1065-1075, 1960.
- [60] Richheria M.,
"An improved step-track algoritm for tracking of
geosynchronous satellies",
International Journal of Satellite Communica-
tions, vol.4, pp. 147-156, 1986.
- [61] "Analyse 1", tweede druk,
Collegediktat van de TU Eindhoven, diktaatnummer
2.298, 1983.
- [62] "Handbook of Olympus propagation data preproces-
sing, part 1: Theory and basic information",
Working Group 2 of OPEX/ESA (Olympus Propagation
EXperimentors, European Space Agency), 1986.
- [63] Huisman/Flesch,
"Antenne besturing:", opdracht 6968/098/23,
Stafgroep E/E, Elektronische werkpleats, TU Eind-
hoven.
- [64] Richheria M.,
"Design considerations for an earth station step-
track system",
Space Communication and Broadcasting, vol.4, no.
3, pp. 215-238, 1986.
- [65] Capsoni C., M. Mauri en A. Paraboni,
"Effects of multiple scattering bij raindrops in
a monopuls system at millimeter wavelengths",
presented at the 20th General Assembly of the
URSI, Washington D.C., 10-19 augustus 1981.
- [66] Dragone C.,
"Characteristics of a broadband microwave feed: a
comparison between theory and experiment",
The Bell System Technical Journal, vol. 56, no.6,
pp. 869-888, 1977.
- [67] Thomas B. MacA.,
"Bandwidth properties of corrugated conical
horns",
Electronic Letters, vol. 5, no. 22, pp. 561-563,
1969.
- [68] Maas S.A.,
"Microwave Mixers",
Denham, Massachusetts: Artech House, inc., 1986.
- [69] "Inleiding in de numerieke methoden",
collegediktat van de TU Eindhoven, diktaatnummer
2369, 1985.
- [70] Schmidt J.R., gesprek,
PTT, Dr. Neher Laboratorium, Leidschendam, 1987.

Lijst van symbolen en afkortingen

- 2a : diameter golfpijp (meter)
of binnen-diameter coaxiale trilholte (meter),
A : apertuur-oppervlak (vierkante meter),
2b : buiten-diameter coaxiale trilholte (meter),
Co : hoofdpolarisatie (afkorting),
d : groefdiepte (meter),
D : apertuur-diameter (meter),
DS : Difference Slope, helling van een verschil-
patroon (per graad of per radiaal),
DS₀ : maximum van DS bij een gegeven apertuurvorm
(per graad of per radiaal),
e : eccentriciteit hyperbool-reflector (dimensie-
loos),
E : elektrische veldsterkte (Volt per meter),
EIRP : Effective Isotropic Radiated Power (Watt),
F : brandpuntsafstand (meter),
of ruisgetal (dimensieloos),
F(x,y) : genormeerde apertuur-veldverdeling (complex,
per meter),
F_e : equivalente parabool brandpuntsafstand
(meter),
FSL : Free Space Loss (dimensieloos),
g : versterkingsfactor (dimensieloos),
g(θ,φ) : "wortel van de antennewinst-functie" (com-
plex, dimensieloos),
G : antennewinst (dimensieloos),
G(θ,φ) : antennewinst-functie (dimensieloos),
G₀ : maximum van G bij een gegeven apertuurvorm
(dimensieloos),
H : magnetische veldsterkte (Ampère per meter),
 $\frac{H}{\gamma}$: magnetische veldsterkte evenwijdig aan een
spleet (Ampère per meter),
J_m(u) : Besselfunctie van u van de orde m en de
eerste soort (dimensieloos),
k : golfgetal van een golf in een golfpijp of
coaxiale structuur (per meter)
of constante van Boltzmann (Joule per Kelvin)
of sample-index,
K : maximum van sample-index
of Kelvin,
K_o : koppeling tussen hoofdpolarisatie- en kruis-
polarisatie-signaal (dimensieloos),
K_i : in-fase koppeling tussen som- en verschil-
signaal (dimensieloos),
K_q : quadretuur koppeling tussen som- en verschil-
signaal (dimensieloos),
L : spleetlengte (meter),
L_r : vermogensverlies door richtfout (dimensie-
loos),
m : φ-afhankelijkheid (index),

M : "magnification" van een Cassegrain-antenne (dimensieloos),
n : r-afhankelijkheid (index),
n(t) : ruis (op spanningsbasis),
n'(t) : genormeerde ruis (graden of radialen),
p : z-afhankelijkheid (index),
r : poolcoördinaat (meter)
of richtnauwkeurigheid (graden of radialen),
r₀ : normeringsconstante voor richtnauwkeurigheid (graden of radialen),
r_n : genormeerde richtnauwkeurigheid (dimensieloos),
r_s : gespecificeerde richtnauwkeurigheid (graden of radialen),
R_a : hoornlengte (meter),
t : tijd (seconde),
t₀ : normeringsconstante voor tijd (seconde),
t_m : meettijd (seconde),
t_r : lengte van een regelinterval (seconde),
t_{rn} : genormeerde lengte van een regelinterval (dimensieloos),
t_s : sampletijd (seconde),
T : temperatuur (Kelvin),
T₀ : omgevingstemperatuur (Kelvin),
T_s : systeemruistemperatuur (Kelvin),
u : genormeerde hoek (dimensieloos),
x : Carthesische coördinaat (meter),
X : kruispolarisatie (afkorting)
of relatieve afstand van de maxima van een hoofdpolarisatie- en een kruispolarisatiepatroon van een belichter (dimensieloos),
XPD : kruispolarisatie-discriminatie (dimensieloos),
y : Carthesische coördinaat (meter),
z : Carthesische coördinaat (meter),
β : vrije ruimte golfgetal (per meter),
Δ : verschil (afkorting)
of parameter van Thomas (meter),
η : (belichtings)rendement op vermogensbasis (dimensieloos),
η_s : systeemruisdichtheid (Watt per Hertz),
η'_s : genormeerde ruisdichtheid (graden kwadraat per Hertz of radialen kwadraat per Hertz),
η''_s : (gespecificeerd) maximum van de genormeerde ruisdichtheid (graden kwadraat per Hertz of radialen kwadraat per Hertz),
θ : bolcoördinaat (graden of radialen),
θ(t) : richtfout (graden of radialen),
θ̃ : gemeten richtfout (graden of radialen),
θ̂ : geschatte richtfout (graden of radialen),
θ₀ : (halve) hoorn-openingshoek (graden of radialen),

θ_{\max}	: richtfout voor antenne-bijsturing (graden of radialen),
θ_{mid}	: richtfout halverwege een meting (graden of radialen),
θ_{\min}	: richtfout na antenne-bijsturing (graden of radialen),
θ_v	: bolcoördinaat voor het verre veld (graden of radialen),
θ	: (halve) openingshoek van een reflector-antenne met cirkelvormige apertuur (graden of radialen),
λ	: vrije ruimte golflengte (meter),
λ_c	: afsnijgolflengte (meter),
λ_g	: golflengte in een golfpijp of coaxiale structuur (meter),
μ	: verwachtingswaarde van θ_{\max} (graden of radialen),
μ_0	: normeringsconstante voor μ (graden of radialen),
μ_P	: genormeerde waarde van μ (dimensieloos),
σ	: standaarddeviatie van θ_{\max} (graden of radialen),
σ_0	: normeringsconstante voor σ (graden of radialen),
σ_P	: genormeerde waarde van σ (dimensieloos),
Σ	: som (afkorting),
ϕ	: poolcoördinaat (graden of radialen)
of ϕ_v	: bolcoördinaat (graden of radialen),
ϕ_v	: bolcoördinaat voor het verre veld (graden of radialen),
ω_{sat}	: satelliet-hoeksnelheid (graden per seconde of radialen per seconde) en
Ω_{sat}	: maximum van de satelliet-hoeksnelheid (graden per seconde of radialen per seconde).

Appendix A: Optimale apertuurverdelingen en de bijbehorende stralingsdiagrammen

In hoofdstuk 2 werd genoemd, dat voor het som-patroon bij een uniforme veldverdeling over de antenne-apertuur de antenne-winst het grootst is. Tevens werd gesteld, dat voor het verschilpatroon de helling het grootst is, indien de veldverdeling over de antenne-apertuur lineair is in de richting van de gevoeligheid van het verschilpatroon en constant loodrecht daarop, waarbij het gemiddelde van de verschil-veldverdeling nul is. In deze appendix is de berekening, die hoort bij deze twee stellingen, weergegeven.

Voor de optimale som-veldverdeling over de apertuur moet de antenne-winst in de voorwaartse richting maximaal zijn. Deze winst is

$$G_{\Sigma} = |g_{\Sigma}(0,0)|^2 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \left| \iint_A F_{\Sigma}(x,y) dA \right|^2 \quad (\text{A-1})$$

Indien $F(x,y)$ is een genormeerde veldverdeling over de apertuur. Indien al het uitgezonden vermogen door de apertuur gaat (het "spillover-rendement is in dat geval 100%), dan geldt

$$\iint_A |F(x,y)|^2 dA = 1 \quad (\text{A-2})$$

De winst kan geoptimaliseerd worden met de ongelijkheid van Cauchy-Schwarz [14, p. 271], die vertaald naar dit probleem luidt

$$\left| \iint_A f(x,y) \cdot g(x,y) dA \right|^2 \leq \iint_A |f(x,y)|^2 dA \cdot \iint_A |g(x,y)|^2 dA \quad (\text{A-3})$$

waarbij het alleen een gelijkheid is indien $f(x,y) = C \cdot g^*(x,y)$ (A-4)

Hierbij is C een onbepaalde constante en de $*$ staat voor de toegevoegd complexe waarde. vul in $f(x,y) = F_{\Sigma}(x,y)$ en $g(x,y) = 1$, dan volgt $F_{\Sigma}(x,y) = C$, dit is inderdaad een uniforme veldverdeling. Met (A-2) volgt

$$F_{\Sigma 0}(x,y) = \frac{1}{\sqrt{A}} \quad (\text{A-5})$$

Invullen in (A-1) geeft

$$G_0 = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \quad (\text{A-6})$$

Voor een cirkelvormige apertuur is dat

$$F_{\Sigma 0}(x, y) = \frac{2}{D \cdot \sqrt{\pi}} \quad (\text{A-7})$$

en

$$G_0 = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{A-8})$$

(D is de diameter van de apertuur)

Voor de optimale verschil-veldverdeling moet de helling (DS) in een gegeven ϕ_v -richting (neem $\phi_v = 0$) maximaal zijn, met als nevenvoorwaarde, dat de antennewinst in de voorwaartse richting nul is. De helling kan berekend worden met

$$DS = \left| \frac{\partial g_{\Delta}(\theta_v, 0)}{\partial \theta_v} \right|_{\theta_v=0} = \left| \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot j \cdot \beta \cdot \iint_A F_{\Delta}(x, y) \cdot x \cdot dA \right| \quad (\text{A-9})$$

De nevenvoorwaarde luidt

$$g_{\Delta}(0, 0) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot \iint_A F_{\Delta}(x, y) dA = 0 \quad (\text{A-10})$$

Dit probleem kan opgelost worden met de multiplicatoren-methode van Lagrange [15, p. 18]. Bij deze methode moet bij de te optimaliseren functie een constante (C_m , de multiplier, een nog onbepaald complex getal) maal de nevenvoorwaarde opgeteld worden en deze som moet geoptimaliseerd worden. Dit optimum is een functie van de multiplier, welke nadien bepaald wordt door het invullen van de nevenvoorwaarde. Er moet de gemaximaliseerd worden:

$$DS + C_m \cdot g_{\Delta}(0, 0) = \frac{\beta \cdot \sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot \left[\left| \iint_A F_{\Delta}(x, y) \cdot x \cdot dA \right| + C_m \cdot \iint_A F_{\Delta}(x, y) dA \right] \quad (\text{A-11})$$

$$(C'_m = C_m / \beta)$$

Aangezien met teken van C'_m de tweede term positief gemaakt kan worden, kan de tweede term binnen de modulus-strepen genomen worden:

$$DS + C_m \cdot g_{\Delta}(0, 0) = \frac{\beta \cdot \sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot \left| \iint_A F_{\Delta}(x, y) \cdot (x + C'_m) dA \right| \quad (\text{A-12})$$

Nu kan weer de stelling van Cauchy-Schwarz gebruikt worden (A-3), (A-4) en er volgt

$$F_{\Delta 0}(x, y) = C \cdot (x + C'_m) \quad (\text{A-13})$$

waarbij C'_m en C respectievelijk bepaald worden door (A-10) en (A-2). Uit (A-13) valt in te zien, dat inderdaad voor het verschilpatroon de helling het grootst is, indien de veldverdeling over de antenneapertuur lineair is in de richting van de gevoeligheid van het verschilpatroon en constant loodrecht daarop.

De berekeningen van de verre veld patronen van een optimaal belichte cirkelcormige apertuur (diameter: D) voor het som- en het verschil-signaal kunnen gecombineerd worden door als veldverdeling over de apertuur te stellen

$$F_m(r, \phi) = f_m \cdot F_m(r) \cdot F_m(\phi) \quad (\text{A-14a})$$

$$F_m(r) = r^m \quad (\text{A-14b})$$

$$F_m(\phi) = \cos(m \cdot \phi) \quad (\text{A-14c})$$

$$f_m = \begin{cases} \left(\frac{2}{D}\right)^{m+1} \cdot \sqrt{\frac{2m+2}{\pi}} & m > 0 \\ \frac{2}{D \cdot \sqrt{\pi}} & m = 0 \end{cases} \quad (\text{A-14d})$$

$m=0$ komt overeen met het sompatroon en $m=1$ met het verschilpatroon. Met de constante f_m wordt gezorgd, dat $F(r, \phi)$ aan (A-2) voldoet. Voor de verre veld patronen geldt

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot \iint_A F_m(r, \phi) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot \cos(\phi_v - \phi) dA = (\text{A-15a})$$

$$= \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \iint_A F_m(r) \cdot F_m(\phi) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot \cos(\phi_v - \phi) \cdot r dr d\phi = (\text{A-15b})$$

$$= \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} F_m(r) \cdot r dr \cdot \int_0^{2\pi} \cos(m \cdot \phi) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot \cos(\phi_v - \phi) d\phi = (\text{A-15c})$$

$$= \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} F_m(r) \cdot r dr \cdot \int_0^{2\pi} \cos(m \cdot \phi) \cdot \exp(j \cdot \beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot \cos(\phi) d\phi \quad (\text{A-15d})$$

De integraal over ϕ kan berekend worden met de vergelijking [18, p. 360]:

$$\int_0^{\pi} \cos(m \cdot \phi) \cdot \exp(j \cdot z \cdot \cos(\phi)) d\phi = \pi \cdot j^m \cdot J_m(z) \quad (\text{A-16})$$

$J_m(z)$ is hierin de Besselfunctie van z van de orde m orde en eerste soort. Ingevuld in (A-15d) levert dit

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) \cdot 2\pi \cdot j^m \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} F_m(r) \cdot J_m(\beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot r dr \quad (\text{A-17})$$

Deze vergelijking wordt door het programma van appendix C gebruikt voor de berekening van de stralingsdiagrammen. Invullen van (A-14b):

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) \cdot 2\pi \cdot j^m \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} r^m \cdot J_m(\beta \cdot r \cdot \sin(\theta_v)) \cdot r dr \quad (\text{A-18})$$

De integraal over r kan berekend worden met de vergelijking [18, p. 361]

$$\int z^{m+1} \cdot J_m(z) \cdot dz = z^{m+1} \cdot J_{m+1}(z) \quad (\text{A-19})$$

Invullen van (A-19) levert:

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot f_m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) \cdot 2\pi \cdot j^m \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^{m+2} \cdot \frac{J_{m+1}(\frac{1}{2} \cdot \beta \cdot D \cdot \sin(\theta_v))}{\frac{1}{2} \cdot \beta \cdot D \cdot \sin(\theta_v)} \quad (\text{A-20})$$

Invullen van (A-14d) levert uiteindelijk voor de verreveld patronen:

$$g_m(\theta_v, \phi_v) = \begin{cases} \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{2 \cdot J_1(u)}{u} & m=0 & (\text{A-21a}) \\ \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{4 \cdot J_2(u)}{u} \cdot j \cdot \cos(\phi_v) & m=1 & (\text{A-21b}) \\ \frac{\pi D}{\lambda} \cdot \frac{2 \cdot 2 \cdot m+2 \cdot J_{m+1}(u)}{u} \cdot j^m \cdot \cos(m \cdot \phi_v) & m \geq 1 & (\text{A-21c}) \end{cases}$$

met

$$u = \frac{1}{2} \beta D \sin(\theta_v) = \frac{\pi D}{\lambda} \sin(\theta_v) \quad (\text{A-22})$$

Appendix B: Berekening van de rendementen van theoretische belichters voor verschilpatronen

In paragraaf 2.1.3. werd gesteld, dat

$$g_{\Delta}(\theta, \phi) = g_n \cdot \sin(\theta) \cdot \cos^{\frac{1}{2}n}(\theta) \cdot \cos(\phi) \quad (\text{B-1})$$

een goede keuze is voor een "theoretische" belichter. De normerings-constante g_n wordt berekend met

$$\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} G(\theta, \phi) \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi = 4\pi \quad (\text{B-2a})$$

$$G(\theta, \phi) = |g(\theta, \phi)|^2 \quad (\text{B-2b})$$

Berekening:

$$g_n^2 \cdot \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2(\theta) \cdot \cos^n(\theta) \cdot \cos^2(\phi) \cdot \sin(\theta) d\theta d\phi =$$

$$\pi \cdot g_n^2 \cdot \int_0^{\pi} (\cos^2(\theta) - 1) \cdot \cos^n(\theta) d \cos(\theta) =$$

$$\pi \cdot g_n^2 \cdot \int_0^{\pi} (\cos^{n+2}(\theta) - \cos^n(\theta)) d \cos(\theta) =$$

$$\pi \cdot g_n^2 \cdot \int_0^{\pi} d \left[\frac{1}{n+3} \cdot \cos^{n+3}(\theta) - \frac{1}{n+1} \cdot \cos^{n+1}(\theta) \right] =$$

$$2\pi \cdot g_n^2 \cdot \left[\frac{1}{n+1} - \frac{1}{n+3} \right] =$$

$$\frac{2\pi}{(n+1) \cdot (n+3)} \cdot g_n^2 = 4\pi \quad (\text{B-3})$$

Hieruit volgt

$$g_n = \sqrt{2 \cdot (n+1) \cdot (n+3)} \quad (\text{B-4})$$

In tabel-vorm:

Tabel B-1: De normerings-constante g_n voor verschillende n

n	2	4	6	8
g_n	$\sqrt{30}$	$\sqrt{70}$	$\sqrt{126}$	$\sqrt{198}$

Met de vergelijkingen uit paragraaf 2.1.3. kan vanuit dit belichterdiagram de veldverdeling over de apertuur berekend worden:

$$F(r, \phi) = \frac{1}{F \cdot \sqrt{4\pi}} \cdot \frac{1 + \cos(\theta)}{2} \cdot g_n \cdot \sin(\theta) \cdot \cos^{\frac{1}{2}n}(\theta) \cdot \cos(\phi) \quad (\text{B-5})$$

met

$$r = F \cdot \frac{\sin(\theta)}{1 + \cos(\theta)} \quad (\text{B-6a})$$

en

$$dr = F \cdot \frac{2}{1 + \cos(\theta)} \cdot d\theta \quad (\text{B-6b})$$

De helling DS kan berekend worden met

$$\begin{aligned} DS &= \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot \beta \cdot \int_0^{\frac{1}{2}D} \int_0^{2\pi} F(r, \phi) \cdot r \cdot \cos(\phi) \cdot r dr d\phi = \\ &= \frac{g_n \cdot \beta}{\lambda \cdot F} \cdot \int_0^{\theta} \int_0^{2\pi} \frac{1 + \cos(\theta)}{2} \cdot \sin(\theta) \cdot \cos^{\frac{1}{2}n}(\theta) \cdot F^3 \cdot \left(\frac{2 \cdot \sin(\theta)}{1 + \cos(\theta)} \right)^2 \cdot \\ &\quad \cos^2(\phi) \cdot \frac{2}{1 + \cos(\theta)} \cdot d\theta d\phi = \\ &= \frac{4\pi \cdot F^2 \cdot g_n \cdot \beta}{\lambda} \cdot \int_0^{\theta} \frac{1}{1 + \cos(\theta)} \cdot \sin^3(\theta) \cdot \cos^{\frac{1}{2}n}(\theta) d\theta \end{aligned} \quad (\text{B-7})$$

Deze vergelijking kan vereenvoudigd worden met (zie (B-6))

$$\frac{F \cdot \cos(\theta) + 1}{D} = \frac{1}{4 \cdot \sin(\theta)} \quad (\text{B-8})$$

en

$$\frac{4\pi \cdot F^2 \cdot g_n \cdot \beta}{\lambda} = 16 \cdot g_n \cdot \left(\frac{F}{D} \right)^2 \cdot \frac{1}{4} \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = 16 \cdot g_n \cdot \left(\frac{F}{D} \right)^2 \cdot DS_0 \quad (\text{B-9})$$

Invullen in (B-7) levert voor de helling

$$DS = DS_0 \cdot g_n \cdot \frac{\cos(\theta) + 1}{\sin(\theta)} \cdot \int_1^H \left(\frac{1}{1+h} \right)^2 \cdot (h^2 - 1) \cdot h^{\frac{1}{2}n} dh \quad (\text{B-10})$$

met als hulp-variabelen $h = \cos \theta$, $H = \cos \theta$.

De integraal in h kan analytisch opgelost worden:

$$\int_1^H \left(\frac{1}{1+h} \right)^2 \cdot (h^2 - 1) \cdot h^{\frac{1}{2}n} dh = \int_1^H \left(\frac{h-1}{h+1} \right) \cdot h^{\frac{1}{2}n} dh =$$

$$\int_1^H \left(h - 2 + \frac{2}{h+1} \right) dh \quad \text{voor } n=2$$

$$\int_1^H \left(h^2 - 2h + 2 - \frac{2}{h+1} \right) dh \quad \text{voor } n=4$$

$$\int_1^H \left(h^3 - 2h^2 + 2h - 2 + \frac{2}{h+1} \right) dh \quad \text{voor } n=6$$

$$\int_1^H \left(h^4 - 2h^3 + 2h^2 - 2h + 2 - \frac{2}{h+1} \right) dh \quad \text{voor } n=8$$

(B-11)

Oplossing:

$$\frac{1}{2}H^2 - 2H + 2 \cdot \ln\left(\frac{H+1}{2}\right) + \frac{3}{2} \quad \text{voor } n=2$$

$$\frac{1}{3}H^3 - H^2 + 2H - 2 \cdot \ln\left(\frac{H+1}{2}\right) - \frac{4}{3} \quad \text{voor } n=4$$

$$\frac{1}{4}H^4 - \frac{2}{3}H^3 + H^2 - 2H + 2 \cdot \ln\left(\frac{H+1}{2}\right) + \frac{17}{12} \quad \text{voor } n=6$$

$$\frac{1}{5}H^5 - \frac{1}{2}H^4 + \frac{2}{3}H^3 - H^2 + 2H - 2 \cdot \ln\left(\frac{H+1}{2}\right) - \frac{41}{30} \quad \text{voor } n=8$$

(B-12)

Voor de verschillende theoretische belichters is numeriek de optimale antenne-openingshoek bepaald en zijn een aantal andere interessante parameters voor dat optimum berekend. Het resultaat is in tabel B-2 weergegeven.

Tabel B-2: Waarden van enige interessante parameters bij het maximale hellings-rendement voor de verschillende theoretische verschil-belichters.

-Theoretische verschil-belichter	n	2	4	6	8
-Optimale antenne-openingshoek in graden	θ	= 69	58	51	46
-Hellingsrendement (N.B. op vermogensbasis !)	η_{Δ}	= 73,1%	72,0%	71,6%	71,5%
-Plaats van het maximum in het belichter-verschilpatroon in graden	θ_{\max}	= 45,00	35,26	30,00	26,57
-Plaats van dat maximum gedeeld door de antenne-openingshoek in graden per graad	$\frac{\theta_{\max}}{\theta}$	= 0,65	0,61	0,59	0,58
-Plaats van het maximum van de veldsterkte op de apertuur gedeeld door de straal van de apertuur in meter per meter	$\frac{R_{\max}}{R}$	= 0,53	0,53	0,53	0,53
-Randbelichting exclusies het vrije ruimte verlies tussen belichter en reflector in dB		: -3,5	-4,2	-4,5	-4,7
-Randbelichting inclusies het vrije ruimte verlies tussen belichter en reflector in dB		: -5,6	-5,7	-5,7	-5,6

Twee waarden blijken vrijwel constant te blijven bij de verschillende belichters. Het maximum van de veldsterkte blijkt zich telkens ongeveer halverwege het centrum en de rand van de apertuur te bevinden en de randbelichting van de apertuur (inclusief het vrije ruimte verlies) blijkt telkens 5,6 & 5,7 dB onder het maximum van de veldverdeling over de apertuur te liggen. Deze gegevens kunnen als eenvoudige vuist-regels gebruikt worden bij beschouwing en ontwerp van een monopuls-meetsysteem met de som-en-verschil-methode.

Appendix C: Het computerprogramma "Straling": berekening van stralingsdiagrammen van een antenne met een cirkelvormige apertuur

In hoofdstuk 2 en appendix A zijn de vergelijkingen gegeven, waarmee vanuit een belichter-diagram en de geometrie van de reflectorantenne het verre veld patroon berekend kan worden. Het programma gebruikt vergelijking (A-17) voor de berekening van het stralingsdiagram. De Besselfuncties worden met een reeksontwikkeling berekend [18] en de numerieke integratie geschiedt volgens de regel van Simpson [69, p. 5.6]. Het programma is geschreven in BASIC.

Het programma vraagt achtereenvolgens

- het aantal punten, dat voor het belichterdiagram ingevoerd gaat worden,
- de frequentie,
- de brandpuntsafstand van de parabool-antenne, bij een Cassegrain-antenne dient de brandpuntsafstand van de equivalente parabool-antenne ingevuld te worden,
- de diameter van de hoofdreflector,
- de diameter van de subreflector, dit voor de berekening van de subreflector-blokkering,
- de afstand van het coördinaten-centrum van de belichter tot de eerstvolgende reflector, dit om veranderingen in de amplitude en de fase bij verplaatsing van de belichter in de berekeningen mee te kunnen nemen,
- de ϕ -afhankelijkheid van het belichter-stralingsdiagram ($\cos(m \cdot \phi)$),
 - $m=0$ voor som-diagrammen,
 - $m=1$ voor verschil-diagrammen en
 - $m=2$ voor kruispolarisatie-diagrammen.

Vervolgens kan het belichter-stralingsdiagram ingevoerd worden.

Het programma heeft onder andere de volgende opties:

- berekening van het stralings-diagram als functie van de hoek θ_v ,
- berekening van punten in het stralingsdiagram als functie van de belichter-verplaatsing, de belichter kan naar voren en naar achteren geschoven worden (zie paragraaf 3.1.2.),
- berekening van het vermogen door de apertuur voor bepaling van het spillover-rendement en
- berekening van het fase-rendement.

Het programma is gebruikers-vriendelijk. Hopelijk blijft er een copie van dit programma bewaard bij de vakgroep Telecommunicatie. Op de volgende pagina's is het programma weergegeven


```

1000 PRINT "*****"
1010 PRINT "***** Stralingsdiagram *****"
1020 PRINT "***** Door M.O. van Deventer *****"
1030 PRINT "***** Technische Universiteit Eindhoven *****"
1040 PRINT "***** Juli 1987 *****"
1050 PRINT "*****"
1060 PRINT " "
1070 PRINT "Dit programma berekent het stralingsdiagram van een parabool-"
1080 PRINT "antenne, uitgaande van het stralingsdiagram van de belichter en de"
1090 PRINT "geometrie van de antenne. Er wordt een fi-afhankelijkheid veron-"
1100 PRINT "dersteld, die evenredig is met  $\cos(m\phi)$ , waarbij m nog ingevoerd"
1110 PRINT "moet worden. Het uiteindelijke stralingsdiagram heeft precies die-"
1120 PRINT "zelfde fi-afhankelijkheid met  $\cos(m\phi)$ . Dit is praktisch, omdat"
1130 PRINT "door middel van harmonische analyse ieder stralingsdiagram opge-"
1140 PRINT "bouwd kan worden uit zijn fi-harmonischen."
1150 PRINT "Voor een Cassegrain-reflectorsysteem dient met het equivalente"
1160 PRINT "paraboolprincipe gewerkt te worden. Zaken als Free Space Loss"
1170 PRINT "v.d. worden door het programma zelf berekend en verwerkt."
1180 PRINT "Ten behoeve van berekeningen van apertuurrendement en spillover-"
1190 PRINT "rendement berekent het programma ook het vermogen dat door de"
1200 PRINT "apertuur gaat, rekening houdend met subreflectorblokkering."
1210 PRINT "Indien er geen apertuurblokkering is en de apertuur is ideaal"
1220 PRINT "belicht, dan is dat vermogen 0 dB, in alle andere gevallen is"
1230 PRINT "het (in dB's uitgedrukt) negatief."
1240 PRINT "Het programma werkt voor slechts een polarisatie."
1250 PRINT " "
1260 REM Het opstart gebeuren *****
1270 GOSUB 4870: REM Deze subroutine dient eventueel eerder opgeslagen
1280 REM waarden van de disk te lezen.
1290 GOSUB 5180: REM Deze subroutine dient alle van disk ingelezen
1300 REM gegevens op het scherm te presenteren en even-
1310 REM tueel te laten wijzigen.
1320 GOSUB 5090: REM Deze subroutine dient de zojuist ververste gegevens
1330 REM terug te schrijven naar de disk.
1340 PRINT " "
1350 PRINT "Alle ingevoerde gegevens staan nu opgeslagen op disk onder"
1360 PRINT "de naam STRADATA "
1370 PRINT "Alle uitvoer zal tevens op disk opgeslagen worden onder"
1380 PRINT "de naam OUTPUT "
1390 PRINT " "
1400 PRINT "Wilt U alle ingevoerde waarden nog controleren (J/N) ? N";
1410 LOCATE CSRLIN,57:INPUT " ",S$
1420 IF ((S$="J") OR (S$="j")) THEN CLEAR:GOTO 1250
1430 PRINT " "
1440 OPEN "OUTPUT" FOR OUTPUT AS #2
1450 L$="J"
1460 IF ((L$="J") OR (L$="j")) THEN GOSUB 6330: REM Deze subroutine dient
1470 REM de ingevoerde gegevens uit te printen.
1480 PRINT " "
1490 PRINT "Er is een optie in dit programma om de fase op de apertuur"
1500 PRINT "nul te stellen, zodat het faserendement 100% wordt. Met deze"
1510 PRINT "optie kunt U het werkelijke faserendement berekenen."
1520 PRINT "Wilt U van deze optie gebruik maken (J/N) ? N";
1530 LOCATE CSRLIN,46:INPUT " ",F$
1540 PRINT " "
1550 IF ((F$<>"J") AND (F$<>"j")) OR ((L$<>"J") AND (L$<>"j")) THEN GOTO 1570
1560 PRINT #2,"N.B. Het faserendement is op 100% gesteld !"
1570 GOSUB 3620: REM Deze subroutine dient bij gegeven belichter-stralings-
1580 REM diagram AMPVBEL, FASEVBEL de apertuurbelichtings-
1590 REM functie REAP, IMAP berekenen.
1600 GOSUB 3390: REM Deze subroutine dient het vermogen door de apertuur
1610 REM te berekenen
1620 PRINT " "
1630 REM *****
1640 REM Hoofdroutine *****
1650 PRINT " "

```

```

1680 PRINT "Nu begint de werkelijke berekening van het stralingsdiagram"
1690 PRINT "U krijgt telkens de gelegenheid de belichter te verschuiven en"
1690 PRINT "hoeken in te vullen, waarna de gewenste punten van het stra-
1690 PRINT "lingsdiagram berekend worden. Nadat dit gebeurt is zult U"
1700 PRINT "opnieuw voor de volgende keuze gesteld worden:"
1710 PRINT " "
1720 PRINT "U krijgt nu de keuze: stralingsdiagram als functie van"
1730 PRINT "een hoek of antennewinst als functie van de belichter-"
1740 PRINT "verplaatsing."
1750 PRINT " "
1760 PRINT "Wilt U het stralingsdiagram als functie van een hoek (J/N) ? J";
1770 LOCATE CSRLIN,60:INPUT "",S$
1780 IF ((S$="N") OR (S$="n")) THEN GOTO 1820
1790 GOSUB 1910: REM Deze subroutine dient het stralingsdiagram als
1800 REM functie van de hoek theta te berekenen.
1810 GOTO 1750
1820 PRINT " "
1830 PRINT "Wilt U de antennewinst als functie van de"
1840 PRINT "belichter verplaatsing (J/N) ? J";
1850 LOCATE CSRLIN,32:INPUT "",S$
1860 IF ((S$="N") OR (S$="n")) THEN GOTO 1750
1870 GOSUB 2140: REM Deze subroutine dient de antennewinst als functie
1880 REM de belichter verplaatsing te berekenen.
1890 GOTO 1820
1900 REM *****
1910 REM Subroutine stralingsdiagram als functie van hoek *****
1920 PRINT " "
1930 PRINT "Er de mogelijkheid om de belichter te verplaatsen."
1940 PRINT "N.B. als de belichter naar ACHTEREN verschoven wordt"
1950 PRINT "houdt dat in dat het brandpunt van de (equivalente) para-
1960 PRINT "boolantenne relatief meer voorin de belichter komt te"
1970 PRINT "zitten."
1980 PRINT "Hoever (in meter) wilt U de belichter naar achteren"
1990 PRINT "verschuiven ten opzichte van de GORSRONKELIJK"
2000 PRINT USING "ingevende stand ? ###.###":DELTA;
2010 LOCATE CSRLIN,21:INPUT "",S$
2020 PRINT " "
2030 IF S$="" THEN GOTO 2090
2040 DELTA=VAL(S$)
2050 GOSUB 2740: REM berekening stralingsdiagram van verschoven belichter
2060 GOSUB 3120: REM eventueel uitprinten verschoven belichterdiagram
2070 GOSUB 3620: REM berekening nieuwe apertuurbelichting
2080 GOSUB 3390: REM berekening vermogen door apertuur
2090 BEGINHOEK=0:STAPGROOTTE=.01:PUNTEN=1
2100 PRINT USING "Beginhoek =###.### graden":BEGINHOEK;
2110 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2120 IF S$="" THEN BEGINHOEK=VAL(S$)
2130 PRINT USING "Stapgrootte =###.### graden":STAPGROOTTE;
2140 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2150 IF S$="" THEN STAPGROOTTE=VAL(S$)
2160 PRINT USING "Aantal punten=### ";PUNTEN;
2170 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2180 IF S$="" THEN PUNTEN=VAL(S$)
2190 PRINT " "
2200 BEGINHOEK =BEGINHOEK*PI/180 : REM alles moet naar radialen
2210 STAPGROOTTE=STAPGROOTTE*PI/180: REM alles moet naar radialen
2220 FOR TELLER1= 0 TO PUNTEN-1
2230 THETA=BEGINHOEK+TELLER1*STAPGROOTTE
2240 GOSUB 3850: REM Deze subroutine dient bij de gegeven apertuur-
2250 REM belichting en theta's het stralingsdiagram te
2260 REM berekenen.
2270 IF PUNTEN-TELLER1-1=0 THEN GOTO 2300
2280 IF PUNTEN-TELLER1-1=1 THEN PRINT "Nu nog 1 punt":GOTO 2300
2290 PRINT USING "Nu nog ### punten":PUNTEN-TELLER1-1
2300 NEXT TELLER1
2310 PRINT " "

```

```

2320 RETURN
2330 REM *****
2340 REM Subroutine: berekening antennewinst als functie van *****
2350 REM                belichterverplaatsing                *****
2360 PRINT " "
2370 PRINT "Bij welke hoek wilt U de antennewinst tellkens"
2380 PRINT USING "laten bepalen ? ###.### graden";THETA/PI*180;
2390 LOCATE CSRLIN,18:INPUT "",S$
2400 IF S$="" THEN THETA=VAL(S$)*PI/180
2410 PRINT " "
2420 PRINT "Voor het verschuiven van de belichter kunt U een begin-"
2430 PRINT "afstand, een stapgrootte en het aantal keer verschuiven"
2440 PRINT "opgeven. Het invullen van een positief getal voor de"
2450 PRINT "belichter verschuiving houdt in, dat deze naar ACHTEREN"
2460 PRINT "verschoven wordt !"
2470 PRINT "N.B. als de belichter naar ACHTEREN verschoven wordt"
2480 PRINT "houdt dat in dat het brandpunt van de (equivalente) para-"
2490 PRINT "bolantenne relatief meer voorin de belichter komt te"
2500 PRINT "zitten."
2510 PRINT " "
2520 BEGINAFST=:STAPGROOTTE=:PUNTEN=:1
2530 PRINT USING "beginafstand =###.### meter";BEGINAFST;
2540 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2550 IF S$="" THEN BEGINAFST=VAL(S$)
2560 PRINT USING "stapgrootte =###.### meter";STAPGROOTTE;
2570 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2580 IF S$="" THEN STAPGROOTTE=VAL(S$)
2590 PRINT USING "aantal punten=###";PUNTEN;
2600 LOCATE CSRLIN,15:INPUT "",S$
2610 IF S$="" THEN PUNTEN=VAL(S$)
2620 FOR TELLER1=0 TO PUNTEN-1
2630 DELTAF=(BEGINAFST)+TELLER1*STAPGROOTTE
2640 GOSUB 2740: REM berekening stralingsdiagram verschoven belichter
2650 GOSUB 2620: REM berekening nieuwe apertuurbelichting
2660 GOSUB 2690: REM berekening vermogen door apertuur
2670 GOSUB 2650: REM berekening punten van stralingsdiagram
2680 IF PUNTEN-TELLER1-1=0 THEN GOTO 2710
2690 IF PUNTEN-TELLER1-1=1 THEN PRINT "Nu nog 1 punt":GOTO 2710
2700 PRINT USING "Nu nog ### punten";PUNTEN-TELLER1-1
2710 NEXT TELLER1
2720 RETURN
2730 REM *****
2740 REM Subroutine fasecentrum-verplaatsing *****
2750 REM Input :FFF =afstand van het coordinatencentrum van de belich-
2760 REM                ter tot de eerstvolgende reflector.
2770 REM                DELTAF=verplaatsing van de belichter in meter, positief,
2780 REM                indien de belichter van de parabool-schotel vandaan
2790 REM                wordt verschoven. Het brandpunt van de parabool-
2800 REM                schotel komt dan verder voorin de belichter te zitten.
2810 REM                BETA =het golfgetal (2*pi/LAMBDA).
2820 REM                AANTAL=Aantal punten, waarin het belichter-stralingsdiagram
2830 REM                is gegeven.
2840 REM                PSIBEL(0..AANTAL-1)=de hoeken,waarin het belichter-
2850 REM                stralingsdiagram is gegeven.
2860 REM                AMPBEL(0..AANTAL-1)=de bijbehorende amplitude.
2870 REM                FASEBEL(0..AANTAL-1)=de bijbehorende fase.
2880 REM Output:PSIVBEL(0..AANTAL-1)=de nieuwe hoeken voor de verschoven
2890 REM                belichter.
2900 REM                AMFVBEL(0..AANTAL-1)=de bijbehorende amplitude.
2910 REM                FASEVBEL(0..AANTAL-1)=de bijbehorende fase.
2920 REM Hulpvariabele: DELTA
2930 FOR TELLER=0 TO AANTAL-1
2940 PSI=PSIBEL(TELLER)
2950 PSIV=ATN(SIN(PSI)/(COS(PSI)-(DELTAF/FFF))); REM sinusregel
2960 DELTAPSI=ASN(SIN(PSIV)*DELTAF/FFF) REM sinusregel
2970 DELTA=DELTAF*(1-COS(PSIV))-FFF*(1-COS(DELTAPSI))

```

```

3980 PSIVBEL(TELLER)=PSIV
3990 IF PSI<0 THEN AMFVBEL(TELLER)=AMPBEL(TELLER)*SIN(PSI)/SIN(PSIV)
3000 IF PSI=0 THEN AMFVBEL(TELLER)=AMPBEL(TELLER)*(1-DELTA/FFF)
3010 FASEVBEL(TELLER)=FASEBEL(TELLER)+BETA*DELTA
3020 NEXT TELLER
3030 PRINT " "
3040 PRINT "De verplaatsing van de belichter ";
3050 PRINT USING "naar achteren = ###.### meter";DELTA
3060 IF ((L$<>"J") AND (L$<>"j")) THEN GOTO 3100
3070 PRINT #2," "
3080 PRINT #2,"De verplaatsing van de belichter ";
3090 PRINT #2,USING "naar achteren = ###.### meter";DELTA
3100 RETURN
3110 REM *****
3120 REM Subroutine uitprinten verplaatste belichter *****
3130 PRINT "Wilt u het verschoven belichterdiagram zien ? N";
3140 LOCATE CURSOR,49:INPUT " ",S$
3150 IF ((S$<>"J") AND (S$<>"j")) THEN GOTO 3370
3160 FOR TELLER= 0 TO AANTAL-1
3170 PRINT "psi =";
3180 PRINT USING "###.###";FSIVBEL(TELLER)*180/PI;
3190 PRINT " graden, amplitude=";
3200 PRINT USING "###.###";20*LOG(AMFVBEL(TELLER))/LOG(10)-NORM;
3210 PRINT " dB, fase=";
3220 PRINT USING "###.###";FASEVBEL(TELLER)*180/PI;
3230 PRINT " graden"
3240 NEXT TELLER
3250 PRINT " "
3260 IF ((L$<>"J") AND (L$<>"j")) THEN GOTO 3370
3270 FOR TELLER= 0 TO AANTAL-1
3280 PRINT #2,"psi =";
3290 PRINT #2,USING "###.###";FSIVBEL(TELLER)*180/PI;
3300 PRINT #2," graden, amplitude=";
3310 PRINT #2,USING "###.###";20*LOG(AMFVBEL(TELLER))/LOG(10)-NORM;
3320 PRINT #2," dB, fase=";
3330 PRINT #2,USING "###.###";FASEVBEL(TELLER)*180/PI;
3340 PRINT #2," graden"
3350 NEXT TELLER
3360 PRINT #2," "
3370 RETURN
3380 REM *****
3390 REM Subroutine vermogensberekening *****
3400 REM Input :AANTAL=aantal punten, waarin apertuurbelichting bekend is.
3410 REM x(0..AANTAL-1)=afstand van het punt op het apertuurvlak
3420 REM tot de hoofdas.
3430 REM REAF(0..AANTAL-1),IMAF(0..AANTAL-1)=apertuurbelichting
3440 REM in "per meter"
3450 REM M =fi-afhankelijkheid met cos(m*fi)
3460 REM Output:INTRE =vermogen door het apertuurvlak, zodanig genor-
3470 REM meerd, dat 10*LOG(INTRE)/LOG(10)<= 0 dB.
3480 FOR TELLER=0 TO AANTAL-1
3490 RE(TELLER)=(REAF(TELLER))^2+(IMAF(TELLER))^2)*X(TELLER)*PI/2
3500 IM(TELLER)=0
3510 IF M=0 THEN RE(TELLER)=2*RE(TELLER)
3520 NEXT TELLER
3530 XSTART=DS/2:XSTOP=DP/2
3540 GOSUB 4520:REM De integratie-subroutine.
3550 PRINT "Het (genormeerde) vermogen door het ";
3560 PRINT USING "apertuurvlak = ###.### dB";10*LOG(INTRE)/LOG(10)
3570 IF ((L$<>"J") AND (L$<>"j")) THEN GOTO 3600
3580 PRINT #2,"Het (genormeerde) vermogen door het ";
3590 PRINT #2,USING "apertuurvlak = ###.### dB";10*LOG(INTRE)/LOG(10)
3600 RETURN
3610 REM *****
3620 REM Subroutine: berekening apertuurbelichting *****
3630 FOR TELLER= 0 TO AANTAL

```

```

3640 REM Berekening van r (dat is  $\lambda(\dots)$ ) bij gegeven psi:
3650 X(TELLER)=FF*(2*SIN(PSIVBEL(TELLER))/(1+COS(PSIVBEL(TELLER)))
3660 REM Berekening reële en imaginaire deel:
3670 REAF(TELLER)=AMPVBEL(TELLER)*COS(FASEVBEL(TELLER))
3680 IMAP(TELLER)=AMPVBEL(TELLER)*SIN(FASEVBEL(TELLER))
3690 REM Free Space Loss van belichter:
3700 REAF(TELLER)=REAF(TELLER)*(1+COS(PSIVBEL(TELLER)))/2
3710 IMAP(TELLER)=IMAP(TELLER)*(1+COS(PSIVBEL(TELLER)))/2
3720 REM Wat normeringen en dergelijke, zodat de vermogensstroom door
3730 REM de apertuur  $SU, +1) = (reap 2 + imap 2) / 2 * ((\cos(m*fi))^2)$  is.
3740 REAF(TELLER)=REAF(TELLER)/(FF*((2*PI)^.5))
3750 IMAP(TELLER)=IMAP(TELLER)/(FF*((2*PI)^.5))
3760 IF ((F$="J") AND (F$="j")) THEN GOTO 3800
3770 REAF(TELLER)=SQR(REAF(TELLER)^2+IMAP(TELLER)^2)
3780 IMAP(TELLER)=0
3790 REM Het faserendement is op 100% gesteld !
3800 NEXT TELLER
3810 IF ((F$="J") AND (F$="j")) THEN GOTO 3830
3820 PRINT "N.B. Het faserendement heeft U op 100% gesteld !"
3830 RETURN
3840 REM *****
3850 REM Subroutine: berekening hoofdstralingsdiagram *****
3860 FOR TELLER2=0 TO AANTAL-1
3870 Z=BETA*X(TELLER2)*SIN(THETA)
3880 GOSUB 4410:REM Die subroutine dient de Besselfunctie van orde
3890 REM N voor deze Z uit te rekenen, resultaat: J
3900 RE(TELLER2)=REAF(TELLER2)*J*X(TELLER2)*2*PI/LAMBDA
3910 IM(TELLER2)=IMAP(TELLER2)*J*X(TELLER2)*2*PI/LAMBDA
3920 IF N=0 THEN GOTO 3980
3930 FOR TELLER3=1 TO M:REM Vermenigvuldigen met j^M
3940 HULP=RE(TELLER2)
3950 RE(TELLER2)=-IM(TELLER2)
3960 IM(TELLER2)=HULP
3970 NEXT TELLER3
3980 NEXT TELLER2
3990 XSTART=DG/2:XSTOP=DF/2
4000 GOSUB 4520:REM Die subroutine voert de integratie van
4010 REM DG/2 tot DF/2 uit
4020 AMP=((INTRE*INTRE+INTIM*INTIM)^.5)
4030 AMP=AMP*((2*PI)^.5):REM Normering, 20*LOG(AMP)/LOG(10) is
4040 REM nu de antennewinst in dB.
4050 FASE=0:IF INTRE=0 THEN FASE=ATN(INTIM/INTRE)
4060 IF ((INTRE<0) AND (INTIM>0)) THEN FASE=FASE+PI
4070 IF ((INTRE<0) AND (INTIM<0)) THEN FASE=FASE-PI
4080 FASE=FASE+NULFASE*PI/180
4090 IF FASE>PI THEN FASE=FASE-2*PI
4100 IF FASE<-PI THEN FASE=FASE+2*PI
4110 PRINT "theta=";
4120 PRINT USING "###.###";THETA*180/PI;
4130 PRINT " graden, amplitude=";
4140 IF AMP<=0 THEN PRINT "----,----";GOTO 4160
4150 PRINT USING "###.###";20*LOG(AMP)/LOG(10);
4160 PRINT " dB, fase=";
4170 IF AMP<=0 THEN PRINT "----,---";GOTO 4190
4180 PRINT USING "###.###";FASE*180/PI;
4190 PRINT " graden"
4200 IF ((L$<>"J") AND (L$<>"j")) THEN GOTO 4300
4210 PRINT #2,"theta=";
4220 PRINT #2,USING "###.###";THETA*180/PI;
4230 PRINT #2," graden, amplitude=";
4240 IF AMP<=0 THEN PRINT #2,"----,----";GOTO 4260
4250 PRINT #2,USING "###.###";20*LOG(AMP)/LOG(10);
4260 PRINT #2," dB, fase=";
4270 IF AMP<=0 THEN PRINT #2,"----,---";GOTO 4290
4280 PRINT #2,USING "###.###";FASE*180/PI;
4290 PRINT #2," graden"

```

```

4300 RETURN
4310 REM *****
4320 REM Subroutine faculteit *****
4330 PFAC=1
4340 IF P=0 THEN GOTO 4380
4350 FOR NN=1 TO P
4360 PFAC=PFAC*NN
4370 NEXT NN
4380 REM pfac=p'
4390 RETURN
4400 REM *****
4410 REM Subroutine Besselfunctie *****
4420 P=M: GOSUB 4020 :REM Naar subroutine faculteit
4430 J0=1:J1=1:J2=1:K=1:XX=Z/2
4440 J2=J2*XX*XX/(X*H)*P
4450 J1=J0 :REM old value
4460 J0=J1+(1-1/J2) :REM new value
4470 P=P+1
4480 IF J0=J1 THEN GOTO 4440
4490 J=J0*XX P/FFAC :REM J is de Besselfunctie van Z van orde M
4500 RETURN
4510 REM *****
4520 REM Subroutine integratie *****
4530 REM Input : Array X(0, 1, ..... )
4540 REM Array RE(0, 1, ..... )
4550 REM Array IM(0, 1, ..... )
4560 REM XSTART, XSTOP
4570 REM Output: INTRE, INTIM
4580 REM Variabelen: X0, X1, X2, N, RE0, RE1, RE2, IM0, IM1, IM2
4590 N=0
4600 IF X(0)=XSTOP THEN STOP
4610 IF X(1)=XSTOP THEN STOP
4620 X=X(N): X1=X(N+1)
4630 IF X1=XSTART THEN N=N+1: GOTO 4620
4640 RE0=RE(N): RE1=RE(N+1)
4650 IM0=IM(N): IM1=IM(N+1)
4660 INTRE=(2*RE1-(RE1-RE0)*(X1-XSTART)/(X1-X0))*(X1-XSTART)/2
4670 INTIM=(2*IM1-(IM1-IM0)*(X1-XSTART)/(X1-X0))*(X1-XSTART)/2
4680 N=N+1
4690 X=X(N) : X1=X(N+1) : X2=X(N+2)
4700 RE0=RE(N): RE1=RE(N+1): RE2=RE(N+2)
4710 IM0=IM(N): IM1=IM(N+1): IM2=IM(N+2)
4720 IF X2=XSTOP THEN GOTO 4770
4730 INTRE=INTRE+(RE0+4*RE1+RE2)*(X2-X0)/6
4740 INTIM=INTIM+(IM0+4*IM1+IM2)*(X2-X0)/6
4750 N=N+2
4760 GOTO 4690
4770 IF X1=XSTOP THEN GOTO 4830
4780 INTRE=INTRE+(RE1+RE0)*(X1-X0)/2
4790 INTIM=INTIM+(IM1+IM0)*(X1-X0)/2
4800 X0=X1 : X1=X2
4810 RE0=RE1: RE1=RE2
4820 IM0=IM1: IM1=IM2
4830 INTRE=INTRE+(2*RE0+(RE1-RE0)*(XSTOP-X0)/(X1-X0))*(XSTOP-X0)/2
4840 INTIM=INTIM+(2*IM0+(IM1-IM0)*(XSTOP-X0)/(X1-X0))*(XSTOP-X0)/2
4850 RETURN
4860 REM *****
4870 REM Subroutine: inlezen van disk *****
4880 ON ERROR GOTO 6600
4890 OPEN "STRADATA" FOR INPUT AS #1
4900 ON ERROR GOTO 0
4910 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,AANTAL
4920 PRINT "Van het belichterstralingsdiagram moeten een aantal punten"
4930 PRINT "ingevoerd worden. Op de diskette zijn er al";AANTAL;"op-"
4940 PRINT "geslagen."
4950 PRINT USING "Hoeveel punten wilt U invoeren ? ###";AANTAL;

```

```

4960 LOCATE CSRLIN,35:INPUT "",S$
4970 IF S$="" THEN AANTAL=VAL(S$)
4980 PRINT " "
4990 DIM AMPBEL(AANTAL),FASEBEL(AANTAL),FSIBEL(AANTAL)
5000 DIM AMPVBEL(AANTAL),FASEVBEL(AANTAL),FSIVBEL(AANTAL)
5010 DIM X(AANTAL),RE(AANTAL),IM(AANTAL),REAF(AANTAL),IMAF(AANTAL)
5020 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,FREQ
5030 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,FF
5040 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,DF
5050 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,DS
5060 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,FFF
5070 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,M
5080 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,NORM
5090 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,NULFASE
5100 TELLER=0
5110 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,FSIBEL(TELLER)
5120 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,AMPBEL(TELLER)
5130 IF NOT(EOF(1)) THEN INPUT #1,FASEBEL(TELLER)
5140 IF (NOT(EOF(1)) AND (TELLER<AANTAL)) THEN TELLER=TELLER+1:GOTO 5110
5150 CLOSE
5160 RETURN
5170 REM *****
5180 REM Subroutine: veranderen van de invoergegevens *****
5190 PRINT "Wilt U de belichtergegevens nog invoeren of veranderen ? J";
5200 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5210 IF (S$="N") OR (S$="n") THEN GOTO 5000
5220 PRINT "Frequentie" "=";
5230 PRINT USING "###.### GHz":FREQ;
5240 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5250 IF S$="" THEN FREQ=VAL(S$)
5260 PRINT "Brandpuntsafstand van de (equivalente) paraboolantenne=";
5270 PRINT USING "###.### meter":FF;
5280 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5290 IF S$="" THEN FF=VAL(S$)
5300 PRINT "Diameter van de hoofdreflector" "=";
5310 PRINT USING "###.### meter":DF;
5320 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5330 IF S$="" THEN DF=VAL(S$)
5340 PRINT "Ten behoeve van de subreflector-blokkerings-berekening=";
5350 PRINT "Diameter van de subreflector" "=";
5360 PRINT USING "###.### meter":DS;
5370 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5380 IF S$="" THEN DS=VAL(S$)
5390 PRINT " "
5400 PRINT "Voor de berekening van de effecten, die optreden bij ver-"
5410 PRINT "schuiving van de belichter dient de afstand van het coordi-"
5420 PRINT "natencentrum van de belichter tot de eerstkomende reflector"
5430 PRINT "gegeven te worden."
5440 PRINT "Bij een Cassegrain-systeem is dit de afstand tot de subreflec-"
5450 PRINT "tor, bij een 'front-feed'-systeem is dit de brandpuntsafstand"
5460 PRINT "van de hoofdreflector."
5470 PRINT "Deze afstand" "=";
5480 PRINT USING "###.### meter":FFF;
5490 LOCATE CSRLIN,S$:INPUT "",S$
5500 IF S$="" THEN FFF=VAL(S$)
5510 PRINT " "
5520 PRINT "Voor de fi-afhankelijkheid van het belichterstralingsdiagram"
5530 PRINT "(cos(m*fi) zijn de volgende waarden gebruikelijk:"
5540 PRINT "m=0 voor een hoofdsignaal,"
5550 PRINT "m=1 voor een verschilsignaal en"
5560 PRINT "m=2 voor een kruispolarisatiesignaal,"
5570 PRINT "maar natuurlijk zijn hogere m ook toegestaan."
5580 PRINT "De fi-afhankelijkheid is" ":";
5590 PRINT USING "cos(## *fi)":M;
5600 LOCATE CSRLIN,60:INPUT "",S$
5610 IF S$="" THEN M=VAL(S$)

```

```

5620 PRINT " "
5630 REM PSIBEL is de hoel vanaf de hoofdas van de belichter
5640 REM FASEBEL is de bijbehorende fase van het belichterstralingsdiagram
5650 REM X is de bijbehorende afstand tot de hoofdas op het apertuurvlak
5660 REM AMPBEL is de bijbehorende amplitude van het belichterstralingsdiagram
5670 REM PSIBEL en FASEBEL in radialen
5680 REM X in meters
5690 REM AMPBEL dimensieloos, zodat de belichterantennewinst
5700 REM       $20 * \text{LOG}(AMPBEL) / \text{LOG}(10)$  is.
5710 PRINT " "
5720 PRINT "Nu kunt, door de antennewinst van de belichter in te voeren,"
5730 PRINT "de verdere invoer op deze antennewinst te normeren."
5740 PRINT "De belichterantennewinst          =";
5750 PRINT USING "###.### dB"; NORM;
5760 LOCATE CSRLIN, S6: INPUT "", S$
5770 IF S$ = "" THEN NORM=VAL(S$)
5780 PRINT " "
5790 PRINT "Nu kunt ter normering bij alle fases een constante optellen:"
5800 PRINT "De nulfase                          =";
5810 PRINT USING "###.### graden"; NULFASE;
5820 LOCATE CSRLIN, S6: INPUT "", S$
5830 IF S$ = "" THEN NULFASE=VAL(S$)
5840 PRINT " "
5850 PRINT "Nu moeten voor toenemende psi telkens psi en de bijbehorende"
5860 PRINT "amplitude en fase van het belichterstralingsdiagram ingevoerd"
5870 PRINT "worden."
5880 FOR TELLER = 0 TO AANTAL-1
5890 PRINT " "
5900 PRINT USING "psi          =###.### graden"; PSIBEL(TELLER);
5910 LOCATE CSRLIN, 11: INPUT "", S$
5920 IF S$ = "" THEN PSIBEL(TELLER)=VAL(S$)
5930 PRINT USING "amplitude=###.### dB"; AMPBEL(TELLER);
5940 LOCATE CSRLIN, 11: INPUT "", S$
5950 IF S$ = "" THEN AMPBEL(TELLER)=VAL(S$)
5960 PRINT USING "fase          =###.### graden"; FASEBEL(TELLER);
5970 LOCATE CSRLIN, 11: INPUT "", S$
5980 IF S$ = "" THEN FASEBEL(TELLER)=VAL(S$)
5990 IF AANTAL-TELLER-1=0 THEN GOTO 6020
6000 IF AANTAL-TELLER-1=1 THEN PRINT "Nu nog 1 punt":GOTO 6020
6010 PRINT USING "Nu nog ### punten"; AANTAL-TELLER-1
6020 NEXT TELLER
6030 LAMBDA=.2998/FREQ          :REM golflengte in meter
6040 PI=3.14159
6050 BETA=2*PI/LAMBDA          :REM golfgetal in per meter
6060 RETURN
6070 REM *****
6080 REM Subroutine: invoergegeven terugschrijven naar disk *****
6090 OPEN "STRADATA" FOR OUTPUT AS #1
6100 WRITE #1, AANTAL
6110 WRITE #1, FREQ
6120 WRITE #1, FF
6130 WRITE #1, DF
6140 WRITE #1, DS
6150 WRITE #1, FFF
6160 WRITE #1, M
6170 WRITE #1, NORM
6180 WRITE #1, NULFASE
6190 FOR TELLER=0 TO AANTAL-1
6200 WRITE #1, PSIBEL(TELLER)
6210 WRITE #1, AMPBEL(TELLER)
6220 WRITE #1, FASEBEL(TELLER)
6230 PSIBEL(TELLER) =PSIBEL(TELLER)*PI/180
6240 AMPBEL(TELLER) =10^((AMPBEL(TELLER)+NORM)/20)
6250 FASEBEL(TELLER) =FASEBEL(TELLER)*PI/180
6260 PSIVBEL(TELLER) =PSIBEL(TELLER) :REM Vasthouden van de oorspronkelijk
6270 AMPVBEL(TELLER) =AMPBEL(TELLER) :REM ingevoerde informatie, tzv. ver

```



```

6280     FASEVBEL (TELLER)=FASEBEL (TELLER):REM schuiving van het fasecentrum
6290     NEXT TELLER
6300     CLOSE
6310     RETURN
6320     REM *****
6330     REM Subroutine: invoer naar printer *****
6340     PRINT #2,USING "Frequentie                =###.### GHz";FREQ
6350     PRINT #2,     "Brandpuntsafstand van de (equi-"
6360     PRINT #2,USING " valente) paraboolantenne =###.### meter";FF
6370     PRINT #2,USING "Diameter van de hoofdreflector=###.### meter";DF
6380     PRINT #2,USING "Diameter van de subreflector =###.### meter";DS
6390     PRINT #2,"De afstand van het koordinaten-"
6400     PRINT #2,"centrum van de belichter tot de"
6410     PRINT #2,USING "eerstvolgende reflector      =###.### meter";FFF
6420     PRINT #2,USING "De f-afhankelijkheid        =cos(##*f)";M
6430     PRINT #2,     "Het belichterstralingsdiagram"
6440     PRINT #2,USING " is genormeerd op           =###.### dB";NORM
6450     PRINT #2,USING "De fase is genormeerd op       :###.### graden";NULFASE
6460     PRINT #2," "
6470     PRINT #2,     "Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:"
6480     FOR TELLER= 0 TO HAPTAL-1
6490         PRINT #2,"psi =":
6500         PRINT #2,USING "###.###";PSIBEL (TELLER)*180/PI;
6510         PRINT #2," graden, amplitude=";
6520         PRINT #2,USING "###.###";20*LOG (AMPBEL (TELLER)) /LOG (10)-NORM;
6530         PRINT #2," dB, fase=";
6540         PRINT #2,USING "###.###";FASEBEL (TELLER)*180/PI;
6550         PRINT #2," graden"
6560     NEXT TELLER
6570     PRINT #2," "
6580     RETURN
6590     REM *****
6600     REM Subroutine: error-trap bij afwezigheid van file STRADATA *****
6610     OPEN "STRADATA" FOR OUTPUT AS #1
6620     CLOSE
6630     RESUME
6640     REM *****

```

Appendix D: Lijsten van het computerprogramma "Straling"

Frequentie = 11.4511 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equivalente) paraboolantenne = 8.4537 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 3.0480 meter
 Diameter van de subreflector = 0.3048 meter
 De afstand van het coördinaten-centrum van de belichter tot de eerstvolgende reflector = 1.2400 meter
 De firaafhankelijkheid = $\cos(\theta \cdot f_1)$
 Het belichterstralingsdiagram is genormeerd op : -20.6082 dB
 De fase is genormeerd op : -7.301 graden

belichter-winst: 29,1088 dB
 antenne-winst : 49,72 dB

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude= 0.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude= -0.0800 dB,	fase= -0.350 graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude= -0.3300 dB,	fase= -1.380 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude= -0.7500 dB,	fase= -2.990 graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude= -1.3300 dB,	fase= -5.140 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude= -2.0700 dB,	fase= -7.780 graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude= -2.9400 dB,	fase= -10.840 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude= -3.9500 dB,	fase= -14.210 graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude= -5.0600 dB,	fase= -17.730 graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude= -6.2400 dB,	fase= -21.360 graden
psi = 5.0000 graden,	amplitude= -7.4400 dB,	fase= -25.130 graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude= -8.6200 dB,	fase= -29.230 graden
psi = 6.0000 graden,	amplitude= -9.7500 dB,	fase= -33.920 graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude=-10.8300 dB,	fase= -39.510 graden
psi = 7.0000 graden,	amplitude=-11.8800 dB,	fase= -46.340 graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude=-12.9300 dB,	fase= -54.610 graden
psi = 8.0000 graden,	amplitude=-14.0200 dB,	fase= -64.320 graden
psi = 8.5000 graden,	amplitude=-15.2300 dB,	fase= -75.270 graden
psi = 9.0000 graden,	amplitude=-16.5700 dB,	fase= -87.190 graden
psi = 9.5000 graden,	amplitude=-18.0400 dB,	fase= -99.670 graden
psi = 10.0000 graden,	amplitude=-19.6000 dB,	fase=-112.150 graden
psi = 10.5000 graden,	amplitude=-21.1700 dB,	fase=-124.280 graden
psi = 11.0000 graden,	amplitude=-22.6600 dB,	fase=-136.210 graden
psi = 11.5000 graden,	amplitude=-23.9400 dB,	fase=-148.500 graden
psi = 12.0000 graden,	amplitude=-24.9600 dB,	fase=-161.830 graden
psi = 12.5000 graden,	amplitude=-25.7900 dB,	fase=-176.990 graden
psi = 13.0000 graden,	amplitude=-26.5600 dB,	fase=-194.740 graden
psi = 13.5000 graden,	amplitude=-27.3600 dB,	fase=-215.190 graden
psi = 14.0000 graden,	amplitude=-28.3000 dB,	fase=-237.640 graden
psi = 14.5000 graden,	amplitude=-29.5000 dB,	fase=-261.380 graden
psi = 15.0000 graden,	amplitude=-30.9700 dB,	fase=-285.880 graden
psi = 15.5000 graden,	amplitude=-32.6300 dB,	fase=-310.000 graden
psi = 16.0000 graden,	amplitude=-34.3400 dB,	fase=-332.220 graden
psi = 16.5000 graden,	amplitude=-35.9200 dB,	fase=-352.480 graden
psi = 17.0000 graden,	amplitude=-36.9800 dB,	fase=-372.510 graden
psi = 17.5000 graden,	amplitude=-37.3700 dB,	fase=-394.290 graden
psi = 18.0000 graden,	amplitude=-37.4700 dB,	fase=-419.360 graden
psi = 18.5000 graden,	amplitude=-37.5800 dB,	fase=-448.800 graden
psi = 19.0000 graden,	amplitude=-37.7400 dB,	fase=-481.840 graden
psi = 19.5000 graden,	amplitude=-38.0800 dB,	fase=-516.730 graden
psi = 20.0000 graden,	amplitude=-38.7700 dB,	fase=-553.630 graden
psi = 20.5000 graden,	amplitude=-39.6600 dB,	fase=-592.430 graden
psi = 21.0000 graden,	amplitude=-40.7800 dB,	fase=-631.250 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -50.1320 dB

De verplaatsing van de belichter naar achteren = 0.3400 meter		
psi = 0.0000 graden,	amplitude= -2.7836 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.6889 graden,	amplitude= -2.8634 dB,	fase= -0.012 graden
psi = 1.3777 graden,	amplitude= -3.1129 dB,	fase= -0.029 graden
psi = 2.0665 graden,	amplitude= -3.5320 dB,	fase= 0.050 graden
psi = 2.7552 graden,	amplitude= -4.1108 dB,	fase= 0.264 graden

psi = 3.4437 graden, amplitude= -4.8493 dB, fase= 0.662 graden
 psi = 4.1331 graden, amplitude= -5.7174 dB, fase= 1.313 graden
 psi = 4.8202 graden, amplitude= -6.7252 dB, fase= 2.325 graden
 psi = 5.5081 graden, amplitude= -7.8326 dB, fase= 3.857 graden
 psi = 6.1958 graden, amplitude= -9.0097 dB, fase= 5.948 graden
 psi = 6.8831 graden, amplitude= -10.2064 dB, fase= 8.565 graden
 psi = 7.5701 graden, amplitude= -11.3828 dB, fase= 11.516 graden
 psi = 8.2567 graden, amplitude= -12.5089 dB, fase= 14.540 graden
 psi = 8.9429 graden, amplitude= -13.5846 dB, fase= 17.322 graden
 psi = 9.6286 graden, amplitude= -14.6300 dB, fase= 19.520 graden
 psi = 10.3139 graden, amplitude= -15.6751 dB, fase= 20.932 graden
 psi = 10.9966 graden, amplitude= -16.7598 dB, fase= 21.554 graden
 psi = 11.6828 graden, amplitude= -17.9642 dB, fase= 21.583 graden
 psi = 12.3665 graden, amplitude= -19.2983 dB, fase= 21.284 graden
 psi = 13.0495 graden, amplitude= -20.7620 dB, fase= 21.064 graden
 psi = 13.7319 graden, amplitude= -22.3154 dB, fase= 21.479 graden
 psi = 14.4136 graden, amplitude= -23.8785 dB, fase= 22.875 graden
 psi = 15.0946 graden, amplitude= -25.3613 dB, fase= 25.096 graden
 psi = 15.7749 graden, amplitude= -26.6338 dB, fase= 27.579 graden
 psi = 16.4544 graden, amplitude= -27.6459 dB, fase= 29.639 graden
 psi = 17.1331 graden, amplitude= -28.4677 dB, fase= 30.480 graden
 psi = 17.8111 graden, amplitude= -29.2292 dB, fase= 29.338 graden
 psi = 18.4881 graden, amplitude= -30.0204 dB, fase= 26.097 graden
 psi = 19.1643 graden, amplitude= -30.9513 dB, fase= 21.451 graden
 psi = 19.8395 graden, amplitude= -32.1419 dB, fase= 16.105 graden
 psi = 20.5137 graden, amplitude= -33.6022 dB, fase= 10.583 graden
 psi = 21.1872 graden, amplitude= -35.2522 dB, fase= 6.020 graden
 psi = 21.8594 graden, amplitude= -36.9519 dB, fase= 3.928 graden
 psi = 22.5319 graden, amplitude= -38.5313 dB, fase= 4.363 graden
 psi = 23.2043 graden, amplitude= -39.5704 dB, fase= 5.586 graden
 psi = 23.8765 graden, amplitude= -39.9492 dB, fase= 5.613 graden
 psi = 24.5487 graden, amplitude= -40.0378 dB, fase= 2.896 graden
 psi = 25.2208 graden, amplitude= -40.1360 dB, fase= -3.652 graden
 psi = 25.8927 graden, amplitude= -40.2840 dB, fase= -13.266 graden
 psi = 26.5644 graden, amplitude= -40.6117 dB, fase= -24.205 graden
 psi = 27.2360 graden, amplitude= -41.2892 dB, fase= -36.635 graden
 psi = 27.9074 graden, amplitude= -42.1663 dB, fase= -50.453 graden
 psi = 28.5785 graden, amplitude= -43.2732 dB, fase= -63.787 graden

Het (geïoniseerde) vermogen door het apertuurvlak = -50.3609 dB
 theta= 0.0000 graden, amplitude= 0.0000 dB, fase= 0.000 graden
 theta= 0.0250 graden, amplitude= -0.0211 dB, fase= -0.012 graden
 theta= 0.0500 graden, amplitude= -0.0846 dB, fase= -0.048 graden
 theta= 0.0750 graden, amplitude= -0.1907 dB, fase= -0.109 graden
 theta= 0.1000 graden, amplitude= -0.3397 dB, fase= -0.196 graden
 theta= 0.1250 graden, amplitude= -0.5321 dB, fase= -0.309 graden
 theta= 0.1500 graden, amplitude= -0.7687 dB, fase= -0.450 graden
 theta= 0.1750 graden, amplitude= -1.0503 dB, fase= -0.621 graden
 theta= 0.2000 graden, amplitude= -1.3779 dB, fase= -0.824 graden
 theta= 0.2250 graden, amplitude= -1.7528 dB, fase= -1.062 graden
 theta= 0.2500 graden, amplitude= -2.1765 dB, fase= -1.337 graden
 theta= 0.2750 graden, amplitude= -2.6507 dB, fase= -1.655 graden
 theta= 0.3000 graden, amplitude= -3.1775 dB, fase= -2.021 graden
 theta= 0.3250 graden, amplitude= -3.7595 dB, fase= -2.441 graden
 theta= 0.3500 graden, amplitude= -4.3993 dB, fase= -2.923 graden
 theta= 0.3750 graden, amplitude= -5.1005 dB, fase= -3.476 graden
 theta= 0.4000 graden, amplitude= -5.8670 dB, fase= -4.115 graden
 theta= 0.4250 graden, amplitude= -6.7035 dB, fase= -4.854 graden
 theta= 0.4500 graden, amplitude= -7.6157 dB, fase= -5.714 graden
 theta= 0.4750 graden, amplitude= -8.6104 dB, fase= -6.724 graden
 theta= 0.5000 graden, amplitude= -9.6958 dB, fase= -7.920 graden
 theta= 0.5250 graden, amplitude= -10.8819 dB, fase= -9.354 graden
 theta= 0.5500 graden, amplitude= -12.1810 dB, fase= -11.096 graden
 theta= 0.5750 graden, amplitude= -13.6081 dB, fase= -13.251 graden
 theta= 0.6000 graden, amplitude= -15.1816 dB, fase= -15.974 graden
 theta= 0.6250 graden, amplitude= -16.9229 dB, fase= -19.505 graden

theta=	0.6500	graden,	amplitude=-18.8543	dB,	fase=	-24.226	graden
theta=	0.6750	graden,	amplitude=-20.9897	dB,	fase=	-30.767	graden
theta=	0.7000	graden,	amplitude=-23.3038	dB,	fase=	-40.153	graden
theta=	0.7250	graden,	amplitude=-25.6461	dB,	fase=	-53.840	graden
theta=	0.7500	graden,	amplitude=-27.5918	dB,	fase=	-72.859	graden
theta=	0.7750	graden,	amplitude=-28.5332	dB,	fase=	-95.097	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=-28.3929	dB,	fase=	-115.147	graden
theta=	0.8250	graden,	amplitude=-27.7494	dB,	fase=	-130.046	graden
theta=	0.8500	graden,	amplitude=-27.0972	dB,	fase=	-140.475	graden
theta=	0.8750	graden,	amplitude=-26.6367	dB,	fase=	-147.947	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-26.4179	dB,	fase=	-153.599	graden
theta=	0.9250	graden,	amplitude=-26.4421	dB,	fase=	-158.161	graden
theta=	0.9500	graden,	amplitude=-26.7003	dB,	fase=	-162.105	graden
theta=	0.9750	graden,	amplitude=-27.1859	dB,	fase=	-165.767	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-27.8977	dB,	fase=	-169.428	graden
theta=	1.0250	graden,	amplitude=-28.8412	dB,	fase=	-173.372	graden
theta=	1.0500	graden,	amplitude=-30.0277	dB,	fase=	-177.948	graden
theta=	1.0750	graden,	amplitude=-31.4692	dB,	fase=	176.345	graden
theta=	1.1000	graden,	amplitude=-33.1650	dB,	fase=	168.732	graden
theta=	1.1250	graden,	amplitude=-35.0551	dB,	fase=	158.008	graden
theta=	1.1500	graden,	amplitude=-36.9074	dB,	fase=	142.668	graden
theta=	1.1750	graden,	amplitude=-38.1882	dB,	fase=	122.411	graden
theta=	1.2000	graden,	amplitude=-38.3785	dB,	fase=	100.875	graden
theta=	1.2250	graden,	amplitude=-37.6874	dB,	fase=	83.304	graden
theta=	1.2500	graden,	amplitude=-36.7384	dB,	fase=	71.186	graden

Frequentie = 11.4511 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 8.4537 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 3.0480 meter
 Diameter van de subreflector = 0.3048 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.2400 meter
 De f1-afhanlijkheid = $\cos(1*fi)$
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -25.4701 dB
 De fase is genormeerd op : -78.486 graden

belichter-winst: 24,2469 dB
 helling : $6,28 \cdot 10^2 \text{ } ^\circ^{-1}$

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude=-90.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude=-13.6000 dB,	fase= -0.380 graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude=-7.7400 dB,	fase= -1.620 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude=-4.5400 dB,	fase= -3.910 graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude=-2.5400 dB,	fase= -7.360 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude=-1.2700 dB,	fase= -11.970 graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude=-0.4900 dB,	fase= -17.220 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude=-0.0900 dB,	fase= -23.230 graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude=-0.0100 dB,	fase= -29.930 graden
psi = 4.7500 graden,	amplitude=-0.4100 dB,	fase= -41.350 graden
psi = 5.2500 graden,	amplitude=-0.9800 dB,	fase= -49.640 graden
psi = 5.7500 graden,	amplitude=-1.7400 dB,	fase= -58.090 graden
psi = 6.2500 graden,	amplitude=-2.6600 dB,	fase= -66.560 graden
psi = 6.7500 graden,	amplitude=-3.6800 dB,	fase= -75.130 graden
psi = 7.2500 graden,	amplitude=-4.7400 dB,	fase= -83.850 graden
psi = 7.7500 graden,	amplitude=-5.7800 dB,	fase= -92.730 graden
psi = 8.2500 graden,	amplitude=-6.7700 dB,	fase=-101.950 graden
psi = 8.7500 graden,	amplitude=-7.7000 dB,	fase=-112.110 graden
psi = 9.2500 graden,	amplitude=-8.5400 dB,	fase=-123.800 graden
psi = 9.7500 graden,	amplitude=-9.3400 dB,	fase=-137.190 graden
psi = 10.2500 graden,	amplitude=-10.2300 dB,	fase=-152.220 graden
psi = 10.7500 graden,	amplitude=-11.2800 dB,	fase=-168.810 graden
psi = 11.2500 graden,	amplitude=-12.4800 dB,	fase=-186.600 graden
psi = 11.7500 graden,	amplitude=-13.8000 dB,	fase=-204.780 graden
psi = 12.2500 graden,	amplitude=-15.2600 dB,	fase=-222.880 graden
psi = 12.7500 graden,	amplitude=-16.8100 dB,	fase=-241.010 graden
psi = 13.2500 graden,	amplitude=-18.3000 dB,	fase=-258.900 graden
psi = 13.7500 graden,	amplitude=-19.5900 dB,	fase=-276.030 graden
psi = 14.2500 graden,	amplitude=-20.6600 dB,	fase=-293.200 graden
psi = 14.7500 graden,	amplitude=-21.4100 dB,	fase=-312.420 graden
psi = 15.2500 graden,	amplitude=-21.8600 dB,	fase=-334.580 graden
psi = 15.7500 graden,	amplitude=-22.2800 dB,	fase=-359.370 graden
psi = 16.2500 graden,	amplitude=-22.9400 dB,	fase=-387.120 graden
psi = 16.7500 graden,	amplitude=-23.8100 dB,	fase=-417.590 graden
psi = 17.2500 graden,	amplitude=-24.8800 dB,	fase=-448.660 graden
psi = 17.7500 graden,	amplitude=-26.3700 dB,	fase=-479.400 graden
psi = 18.2500 graden,	amplitude=-28.1100 dB,	fase=-510.300 graden
psi = 18.7500 graden,	amplitude=-29.7400 dB,	fase=-539.340 graden
psi = 19.2500 graden,	amplitude=-31.2200 dB,	fase=-564.900 graden
psi = 19.7500 graden,	amplitude=-32.4100 dB,	fase=-590.380 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -53.1340 dB

De verplaatsing van de belichter naar achteren = 0.3400 meter		
psi = 0.0000 graden,	amplitude=-92.7836 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.6889 graden,	amplitude=-16.3834 dB,	fase= -0.042 graden
psi = 1.3777 graden,	amplitude=-10.5229 dB,	fase= -0.269 graden
psi = 2.0665 graden,	amplitude=-7.3220 dB,	fase= -0.870 graden
psi = 2.7552 graden,	amplitude=-5.3208 dB,	fase= -1.956 graden
psi = 3.4437 graden,	amplitude=-4.0493 dB,	fase= -3.428 graden
psi = 4.1321 graden,	amplitude=-3.2674 dB,	fase= -5.067 graden
psi = 4.8202 graden,	amplitude=-2.8652 dB,	fase= -6.695 graden

psi = 5.5081 graden, amplitude= -3.7826 dB, fase= -8.343 graden
 psi = 6.5295 graden, amplitude= -3.1791 dB, fase= -10.932 graden
 psi = 7.2266 graden, amplitude= -3.7447 dB, fase= -12.502 graden
 psi = 7.9174 graden, amplitude= -4.5009 dB, fase= -12.570 graden
 psi = 8.5999 graden, amplitude= -5.4168 dB, fase= -13.997 graden
 psi = 9.2858 graden, amplitude= -6.4724 dB, fase= -13.866 graden
 psi = 9.9710 graden, amplitude= -7.4975 dB, fase= -13.230 graden
 psi = 10.6540 graden, amplitude= -8.5225 dB, fase= -12.103 graden
 psi = 11.3402 graden, amplitude= -9.5070 dB, fase= -10.667 graden
 psi = 12.0247 graden, amplitude= -10.4313 dB, fase= -9.527 graden
 psi = 12.7081 graden, amplitude= -11.2652 dB, fase= -9.276 graden
 psi = 13.3908 graden, amplitude= -12.0588 dB, fase= -10.088 graden
 psi = 14.0728 graden, amplitude= -12.9420 dB, fase= -11.907 graden
 psi = 14.7542 graden, amplitude= -13.9850 dB, fase= -14.657 graden
 psi = 15.4349 graden, amplitude= -15.1776 dB, fase= -17.985 graden
 psi = 16.1149 graden, amplitude= -16.4899 dB, fase= -21.083 graden
 psi = 16.7939 graden, amplitude= -17.9418 dB, fase= -23.487 graden
 psi = 17.4722 graden, amplitude= -19.4835 dB, fase= -25.312 graden
 psi = 18.1497 graden, amplitude= -20.9649 dB, fase= -26.292 graden
 psi = 18.8263 graden, amplitude= -22.2459 dB, fase= -25.915 graden
 psi = 19.5020 graden, amplitude= -23.3067 dB, fase= -24.985 graden
 psi = 20.1768 graden, amplitude= -24.0471 dB, fase= -25.518 graden
 psi = 20.8507 graden, amplitude= -24.4872 dB, fase= -28.410 graden
 psi = 21.5236 graden, amplitude= -24.8971 dB, fase= -33.357 graden
 psi = 22.1954 graden, amplitude= -25.5466 dB, fase= -40.695 graden
 psi = 22.8663 graden, amplitude= -26.4059 dB, fase= -50.190 graden
 psi = 23.5361 graden, amplitude= -27.4648 dB, fase= -59.729 graden
 psi = 24.2048 graden, amplitude= -28.9435 dB, fase= -68.388 graden
 psi = 24.8724 graden, amplitude= -30.6719 dB, fase= -76.665 graden
 psi = 25.5389 graden, amplitude= -32.2900 dB, fase= -82.545 graden
 psi = 26.2042 graden, amplitude= -33.7579 dB, fase= -84.416 graden
 psi = 26.8684 graden, amplitude= -34.9355 dB, fase= -85.684 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -53.9962 dB
 theta= 0.0000 graden, amplitude=---- dB, fase=---- graden
 theta= 0.0250 graden, amplitude=-25.5511 dB, fase= 0.003 graden
 theta= 0.0500 graden, amplitude=-19.5771 dB, fase= 0.009 graden
 theta= 0.0750 graden, amplitude=-16.1331 dB, fase= 0.020 graden
 theta= 0.1000 graden, amplitude=-13.7434 dB, fase= 0.035 graden
 theta= 0.1250 graden, amplitude=-11.9459 dB, fase= 0.055 graden
 theta= 0.1500 graden, amplitude=-10.5348 dB, fase= 0.080 graden
 theta= 0.1750 graden, amplitude= -9.4007 dB, fase= 0.110 graden
 theta= 0.2000 graden, amplitude= -8.4784 dB, fase= 0.145 graden
 theta= 0.2250 graden, amplitude= -7.7262 dB, fase= 0.186 graden
 theta= 0.2500 graden, amplitude= -7.1158 dB, fase= 0.233 graden
 theta= 0.2750 graden, amplitude= -6.6274 dB, fase= 0.287 graden
 theta= 0.3000 graden, amplitude= -6.2466 dB, fase= 0.349 graden
 theta= 0.3250 graden, amplitude= -5.9628 dB, fase= 0.419 graden
 theta= 0.3500 graden, amplitude= -5.7683 dB, fase= 0.497 graden
 theta= 0.3750 graden, amplitude= -5.6571 dB, fase= 0.586 graden
 theta= 0.4000 graden, amplitude= -5.6250 dB, fase= 0.687 graden
 theta= 0.4250 graden, amplitude= -5.6691 dB, fase= 0.801 graden
 theta= 0.4500 graden, amplitude= -5.7872 dB, fase= 0.930 graden
 theta= 0.4750 graden, amplitude= -5.9786 dB, fase= 1.076 graden
 theta= 0.5000 graden, amplitude= -6.2428 dB, fase= 1.242 graden
 theta= 0.5250 graden, amplitude= -6.5807 dB, fase= 1.433 graden
 theta= 0.5500 graden, amplitude= -6.9938 dB, fase= 1.651 graden
 theta= 0.5750 graden, amplitude= -7.4843 dB, fase= 1.904 graden
 theta= 0.6000 graden, amplitude= -8.0558 dB, fase= 2.198 graden
 theta= 0.6250 graden, amplitude= -8.7128 dB, fase= 2.544 graden
 theta= 0.6500 graden, amplitude= -9.4614 dB, fase= 2.953 graden
 theta= 0.6750 graden, amplitude=-10.3096 dB, fase= 3.443 graden
 theta= 0.7000 graden, amplitude=-11.2675 dB, fase= 4.039 graden
 theta= 0.7250 graden, amplitude=-12.3489 dB, fase= 4.775 graden
 theta= 0.7500 graden, amplitude=-13.5716 dB, fase= 5.702 graden
 theta= 0.7750 graden, amplitude=-14.9604 dB, fase= 6.899 graden

theta=	0.8000	graden,	amplitude=-16.5495	dB,	fase=	8.495	graden
theta=	0.8250	graden,	amplitude=-18.3882	dB,	fase=	10.712	graden
theta=	0.8500	graden,	amplitude=-20.5496	dB,	fase=	13.961	graden
theta=	0.8750	graden,	amplitude=-23.1425	dB,	fase=	19.098	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-26.3110	dB,	fase=	28.123	graden
theta=	0.9250	graden,	amplitude=-30.0521	dB,	fase=	46.147	graden
theta=	0.9500	graden,	amplitude=-32.8966	dB,	fase=	81.557	graden
theta=	0.9750	graden,	amplitude=-31.9080	dB,	fase=	119.827	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-29.4262	dB,	fase=	140.445	graden
theta=	1.0250	graden,	amplitude=-27.4451	dB,	fase=	150.517	graden
theta=	1.0500	graden,	amplitude=-26.0847	dB,	fase=	156.048	graden
theta=	1.0750	graden,	amplitude=-25.2095	dB,	fase=	159.403	graden
theta=	1.1000	graden,	amplitude=-24.7128	dB,	fase=	161.563	graden
theta=	1.1250	graden,	amplitude=-24.5275	dB,	fase=	162.985	graden
theta=	1.1500	graden,	amplitude=-24.6152	dB,	fase=	163.900	graden
theta=	1.1750	graden,	amplitude=-24.9580	dB,	fase=	164.425	graden
theta=	1.2000	graden,	amplitude=-25.5545	dB,	fase=	164.610	graden
theta=	1.2250	graden,	amplitude=-26.4203	dB,	fase=	164.450	graden
theta=	1.2500	graden,	amplitude=-27.5918	dB,	fase=	163.878	graden

Frequentie = 12.5019 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter belichter-winst: 27,2139 dB
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter antenne-winst : 55,87 dB
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7430 meter
 De fi-afhankelijkheid =cos(θ *fi)
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op :-28.6517 dB
 De fase is genormeerd op : -1.442 graden

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden, amplitude= 0.0000 dB, fase= 0.000 graden
psi = 1.0000 graden, amplitude= -0.2600 dB, fase= 1.160 graden
psi = 2.0000 graden, amplitude= -0.9500 dB, fase= 3.950 graden
psi = 3.0000 graden, amplitude= -1.8600 dB, fase= 7.040 graden
psi = 4.0000 graden, amplitude= -2.9600 dB, fase= 7.950 graden
psi = 5.0000 graden, amplitude= -4.4200 dB, fase= 5.710 graden
psi = 6.0000 graden, amplitude= -6.4000 dB, fase= 1.000 graden
psi = 7.0000 graden, amplitude= -8.7000 dB, fase= -4.500 graden
psi = 8.0000 graden, amplitude=-10.9600 dB, fase= -11.800 graden
psi = 9.0000 graden, amplitude=-13.1700 dB, fase= -23.370 graden
psi = 10.0000 graden, amplitude=-15.7400 dB, fase= -39.510 graden
psi = 11.0000 graden, amplitude=-18.6600 dB, fase= -56.530 graden
psi = 12.0000 graden, amplitude=-21.1900 dB, fase= -74.610 graden
psi = 13.0000 graden, amplitude=-23.3000 dB, fase= -99.110 graden
psi = 14.0000 graden, amplitude=-25.8900 dB, fase=-130.420 graden
psi = 15.0000 graden, amplitude=-29.0100 dB, fase=-161.060 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -56.3970 dB

theta= 0.0000 graden, amplitude= -0.0000 dB, fase= 0.000 graden
theta= 0.0200 graden, amplitude= -0.0536 dB, fase= 0.027 graden
theta= 0.0400 graden, amplitude= -0.2150 dB, fase= 0.107 graden
theta= 0.0600 graden, amplitude= -0.4855 dB, fase= 0.242 graden
theta= 0.0800 graden, amplitude= -0.8680 dB, fase= 0.437 graden
theta= 0.1000 graden, amplitude= -1.3661 dB, fase= 0.695 graden
theta= 0.1200 graden, amplitude= -1.9853 dB, fase= 1.024 graden
theta= 0.1400 graden, amplitude= -2.7325 dB, fase= 1.434 graden
theta= 0.1600 graden, amplitude= -3.6172 dB, fase= 1.939 graden
theta= 0.1800 graden, amplitude= -4.6518 dB, fase= 2.559 graden
theta= 0.2000 graden, amplitude= -5.8526 dB, fase= 3.322 graden
theta= 0.2200 graden, amplitude= -7.2422 dB, fase= 4.270 graden
theta= 0.2400 graden, amplitude= -8.8516 dB, fase= 5.468 graden
theta= 0.2600 graden, amplitude=-10.7261 dB, fase= 7.024 graden
theta= 0.2800 graden, amplitude=-12.9342 dB, fase= 9.129 graden
theta= 0.3000 graden, amplitude=-15.5863 dB, fase= 12.164 graden
theta= 0.3200 graden, amplitude=-18.8756 dB, fase= 17.000 graden
theta= 0.3400 graden, amplitude=-23.1625 dB, fase= 26.131 graden
theta= 0.3600 graden, amplitude=-28.9219 dB, fase= 49.160 graden
theta= 0.3800 graden, amplitude=-32.3175 dB, fase= 109.286 graden
theta= 0.4000 graden, amplitude=-28.6869 dB, fase= 150.568 graden
theta= 0.4200 graden, amplitude=-25.8871 dB, fase= 165.266 graden
theta= 0.4400 graden, amplitude=-24.3977 dB, fase= 172.792 graden
theta= 0.4600 graden, amplitude=-23.7566 dB, fase= 178.042 graden
theta= 0.4800 graden, amplitude=-23.7164 dB, fase=-177.419 graden
theta= 0.5000 graden, amplitude=-24.1501 dB, fase=-172.849 graden
theta= 0.5200 graden, amplitude=-24.9882 dB, fase=-167.713 graden
theta= 0.5400 graden, amplitude=-26.1845 dB, fase=-161.462 graden
theta= 0.5600 graden, amplitude=-27.6869 dB, fase=-153.409 graden
theta= 0.5800 graden, amplitude=-29.3928 dB, fase=-142.706 graden
theta= 0.6000 graden, amplitude=-31.0856 dB, fase=-128.641 graden
theta= 0.6200 graden, amplitude=-32.4247 dB, fase=-111.624 graden
theta= 0.6400 graden, amplitude=-33.1646 dB, fase= -94.108 graden
theta= 0.6600 graden, amplitude=-33.4426 dB, fase= -79.144 graden

theta=	0.6800	graden,	amplitude=-33.6410	dB,	fase=	-68.054	graden
theta=	0.7000	graden,	amplitude=-34.0884	dB,	fase=	-60.610	graden
theta=	0.7200	graden,	amplitude=-35.0052	dB,	fase=	-56.309	graden
theta=	0.7400	graden,	amplitude=-36.5938	dB,	fase=	-55.217	graden
theta=	0.7600	graden,	amplitude=-39.1409	dB,	fase=	-58.886	graden
theta=	0.7800	graden,	amplitude=-40.0159	dB,	fase=	-74.044	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=-46.0603	dB,	fase=	-120.299	graden
theta=	0.8200	graden,	amplitude=-42.3800	dB,	fase=	-164.332	graden
theta=	0.8400	graden,	amplitude=-38.2963	dB,	fase=	-179.374	graden
theta=	0.8600	graden,	amplitude=-35.4835	dB,	fase=	175.170	graden
theta=	0.8800	graden,	amplitude=-33.5459	dB,	fase=	172.976	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-32.2131	dB,	fase=	172.202	graden
theta=	0.9200	graden,	amplitude=-31.3366	dB,	fase=	172.159	graden
theta=	0.9400	graden,	amplitude=-30.8078	dB,	fase=	172.548	graden
theta=	0.9600	graden,	amplitude=-30.5740	dB,	fase=	173.235	graden
theta=	0.9800	graden,	amplitude=-30.5914	dB,	fase=	174.125	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-30.8550	dB,	fase=	175.226	graden

Frequentie = 12.5019 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7430 meter
 De f1-afhankelijkheid = $\cos(1 \cdot f_1)$
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -32.7801 dB
 De fase is genormeerd op : -78.758 graden

belichter-winst: 23,0855 dB
 helling : $2,52 \cdot 10^3 \text{ } ^\circ\text{-1}$

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude=-90.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude=-12.2300 dB,	fase= -0.120 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude= -3.5900 dB,	fase= -0.740 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude= -0.7800 dB,	fase= -1.170 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude= -0.0200 dB,	fase= -0.920 graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude= -0.1100 dB,	fase= -0.400 graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude= -0.5500 dB,	fase= -2.400 graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude= -1.3800 dB,	fase= -9.080 graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude= -2.9000 dB,	fase= -19.750 graden
psi = 8.5000 graden,	amplitude= -4.9600 dB,	fase= -31.710 graden
psi = 9.5000 graden,	amplitude= -7.0700 dB,	fase= -44.670 graden
psi = 10.5000 graden,	amplitude= -8.9700 dB,	fase= -61.880 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -59.8735 dB

theta= 0.0000 graden,	amplitude=---.--- dB,	fase=---.--- graden
theta= 0.0200 graden,	amplitude=-21.8444 dB,	fase= 0.020 graden
theta= 0.0400 graden,	amplitude=-15.9386 dB,	fase= 0.083 graden
theta= 0.0600 graden,	amplitude=-12.6087 dB,	fase= 0.189 graden
theta= 0.0800 graden,	amplitude=-10.3799 dB,	fase= 0.339 graden
theta= 0.1000 graden,	amplitude= -8.7911 dB,	fase= 0.537 graden
theta= 0.1200 graden,	amplitude= -7.6381 dB,	fase= 0.784 graden
theta= 0.1400 graden,	amplitude= -6.8132 dB,	fase= 1.086 graden
theta= 0.1600 graden,	amplitude= -6.2538 dB,	fase= 1.447 graden
theta= 0.1800 graden,	amplitude= -5.9211 dB,	fase= 1.876 graden
theta= 0.2000 graden,	amplitude= -5.7903 dB,	fase= 2.380 graden
theta= 0.2200 graden,	amplitude= -5.8461 dB,	fase= 2.972 graden
theta= 0.2400 graden,	amplitude= -6.0797 dB,	fase= 3.666 graden
theta= 0.2600 graden,	amplitude= -6.4872 dB,	fase= 4.483 graden
theta= 0.2800 graden,	amplitude= -7.0692 dB,	fase= 5.449 graden
theta= 0.3000 graden,	amplitude= -7.8306 dB,	fase= 6.601 graden
theta= 0.3200 graden,	amplitude= -8.7806 dB,	fase= 7.990 graden
theta= 0.3400 graden,	amplitude= -9.9338 dB,	fase= 9.691 graden
theta= 0.3600 graden,	amplitude=-11.3114 dB,	fase= 11.818 graden
theta= 0.3800 graden,	amplitude=-12.9428 dB,	fase= 14.547 graden
theta= 0.4000 graden,	amplitude=-14.8690 dB,	fase= 18.175 graden
theta= 0.4200 graden,	amplitude=-17.1439 dB,	fase= 23.227 graden
theta= 0.4400 graden,	amplitude=-19.8286 dB,	fase= 30.699 graden
theta= 0.4600 graden,	amplitude=-22.9399 dB,	fase= 42.573 graden
theta= 0.4800 graden,	amplitude=-26.2022 dB,	fase= 62.388 graden
theta= 0.5000 graden,	amplitude=-28.4623 dB,	fase= 92.022 graden
theta= 0.5200 graden,	amplitude=-28.6421 dB,	fase= 121.771 graden
theta= 0.5400 graden,	amplitude=-27.8880 dB,	fase= 142.149 graden
theta= 0.5600 graden,	amplitude=-27.3852 dB,	fase= 155.239 graden
theta= 0.5800 graden,	amplitude=-27.4598 dB,	fase= 164.765 graden
theta= 0.6000 graden,	amplitude=-28.1724 dB,	fase= 173.106 graden
theta= 0.6200 graden,	amplitude=-29.5729 dB,	fase=-177.874 graden
theta= 0.6400 graden,	amplitude=-31.7419 dB,	fase=-165.608 graden
theta= 0.6600 graden,	amplitude=-34.5880 dB,	fase=-144.735 graden
theta= 0.6800 graden,	amplitude=-36.5766 dB,	fase=-107.734 graden
theta= 0.7000 graden,	amplitude=-35.0838 dB,	fase= -69.110 graden
theta= 0.7200 graden,	amplitude=-32.3216 dB,	fase= -47.117 graden
theta= 0.7400 graden,	amplitude=-30.1181 dB,	fase= -35.252 graden

theta=	0.7600	graden,	amplitude=-28.6037	dB,	fase=	-27.827	graden
theta=	0.7800	graden,	amplitude=-27.6566	dB,	fase=	-22.493	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=-27.1774	dB,	fase=	-18.206	graden
theta=	0.8200	graden,	amplitude=-27.1086	dB,	fase=	-14.423	graden
theta=	0.8400	graden,	amplitude=-27.4188	dB,	fase=	-10.791	graden
theta=	0.8600	graden,	amplitude=-28.1069	dB,	fase=	-7.009	graden
theta=	0.8800	graden,	amplitude=-29.1929	dB,	fase=	-2.735	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-30.7299	dB,	fase=	2.566	graden
theta=	0.9200	graden,	amplitude=-32.8026	dB,	fase=	9.879	graden
theta=	0.9400	graden,	amplitude=-35.5160	dB,	fase=	21.388	graden
theta=	0.9600	graden,	amplitude=-38.7432	dB,	fase=	42.287	graden
theta=	0.9800	graden,	amplitude=-40.8689	dB,	fase=	79.051	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-39.6495	dB,	fase=	115.605	graden

Frequentie = 12.5019 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter extra XPD: 3,4 dB
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7430 meter
 De f1-afhankelijkheid = $\cos(2\theta_1)$
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -28.6517 dB
 De fase is genormeerd op : -37.623 graden

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude=-99.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.2500 graden,	amplitude=-42.0900 dB,	fase=-104.120 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude=-30.1700 dB,	fase=-104.250 graden
psi = 0.7500 graden,	amplitude=-23.3300 dB,	fase=-104.500 graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude=-15.0000 dB,	fase=-105.510 graden
psi = 1.2500 graden,	amplitude=-9.8200 dB,	fase=-107.340 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude=-6.2400 dB,	fase=-109.900 graden
psi = 1.7500 graden,	amplitude=-3.7400 dB,	fase=-112.930 graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude=-2.0500 dB,	fase=-116.240 graden
psi = 2.2500 graden,	amplitude=-0.9700 dB,	fase=-119.680 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude=-0.3300 dB,	fase=-123.090 graden
psi = 2.7500 graden,	amplitude=-0.0400 dB,	fase=-126.320 graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude=-0.0100 dB,	fase=-129.300 graden
psi = 3.2500 graden,	amplitude=-0.1400 dB,	fase=-132.130 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude=-0.3200 dB,	fase=-135.130 graden
psi = 3.7500 graden,	amplitude=-0.5200 dB,	fase=-138.840 graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude=-0.7700 dB,	fase=-143.780 graden
psi = 4.2500 graden,	amplitude=-1.1200 dB,	fase=-150.160 graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude=-1.6000 dB,	fase=-157.890 graden
psi = 4.7500 graden,	amplitude=-2.2600 dB,	fase=-166.690 graden
psi = 5.0000 graden,	amplitude=-3.1200 dB,	fase=-176.260 graden
psi = 5.2500 graden,	amplitude=-4.1300 dB,	fase=-186.060 graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude=-5.2100 dB,	fase=-195.660 graden
psi = 5.7500 graden,	amplitude=-6.2700 dB,	fase=-205.310 graden
psi = 6.0000 graden,	amplitude=-7.2300 dB,	fase=-215.730 graden
psi = 6.2500 graden,	amplitude=-8.1000 dB,	fase=-227.430 graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude=-8.9600 dB,	fase=-240.740 graden
psi = 6.7500 graden,	amplitude=-9.9200 dB,	fase=-255.920 graden
psi = 7.0000 graden,	amplitude=-11.0300 dB,	fase=-272.520 graden
psi = 7.2500 graden,	amplitude=-12.3500 dB,	fase=-289.510 graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude=-13.8200 dB,	fase=-306.120 graden
psi = 7.7500 graden,	amplitude=-15.2100 dB,	fase=-322.010 graden
psi = 8.0000 graden,	amplitude=-16.3000 dB,	fase=-337.730 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -55.3413 dB

theta= 0.0000 graden,	amplitude=---,--- dB,	fase=---,--- graden
theta= 0.0200 graden,	amplitude=-43.2468 dB,	fase= 0.015 graden
theta= 0.0400 graden,	amplitude=-31.2963 dB,	fase= 0.059 graden
theta= 0.0600 graden,	amplitude=-24.4043 dB,	fase= 0.133 graden
theta= 0.0800 graden,	amplitude=-19.6196 dB,	fase= 0.238 graden
theta= 0.1000 graden,	amplitude=-16.0182 dB,	fase= 0.376 graden
theta= 0.1200 graden,	amplitude=-13.1888 dB,	fase= 0.547 graden
theta= 0.1400 graden,	amplitude=-10.9130 dB,	fase= 0.755 graden
theta= 0.1600 graden,	amplitude=-9.0610 dB,	fase= 1.002 graden
theta= 0.1800 graden,	amplitude=-7.5498 dB,	fase= 1.292 graden
theta= 0.2000 graden,	amplitude=-6.3239 dB,	fase= 1.630 graden
theta= 0.2200 graden,	amplitude=-5.3443 dB,	fase= 2.021 graden
theta= 0.2400 graden,	amplitude=-4.5836 dB,	fase= 2.472 graden
theta= 0.2600 graden,	amplitude=-4.0219 dB,	fase= 2.993 graden
theta= 0.2800 graden,	amplitude=-3.6453 dB,	fase= 3.594 graden
theta= 0.3000 graden,	amplitude=-3.4440 dB,	fase= 4.289 graden
theta= 0.3200 graden,	amplitude=-3.4123 dB,	fase= 5.097 graden

theta=	0.3400	graden,	amplitude=	-3.5470	dB,	fase=	6.041	graden
theta=	0.3600	graden,	amplitude=	-3.8480	dB,	fase=	7.152	graden
theta=	0.3800	graden,	amplitude=	-4.3182	dB,	fase=	8.473	graden
theta=	0.4000	graden,	amplitude=	-4.9629	dB,	fase=	10.061	graden
theta=	0.4200	graden,	amplitude=	-5.7905	dB,	fase=	11.998	graden
theta=	0.4400	graden,	amplitude=	-6.8127	dB,	fase=	14.402	graden
theta=	0.4600	graden,	amplitude=	-8.0437	dB,	fase=	17.447	graden
theta=	0.4800	graden,	amplitude=	-9.4995	dB,	fase=	21.399	graden
theta=	0.5000	graden,	amplitude=	-11.1929	dB,	fase=	26.671	graden
theta=	0.5200	graden,	amplitude=	-13.1189	dB,	fase=	33.908	graden
theta=	0.5400	graden,	amplitude=	-15.2183	dB,	fase=	44.053	graden
theta=	0.5600	graden,	amplitude=	-17.2982	dB,	fase=	58.160	graden
theta=	0.5800	graden,	amplitude=	-19.9669	dB,	fase=	76.314	graden
theta=	0.6000	graden,	amplitude=	-19.8471	dB,	fase=	95.949	graden
theta=	0.6200	graden,	amplitude=	-20.0350	dB,	fase=	113.113	graden
theta=	0.6400	graden,	amplitude=	-19.9957	dB,	fase=	126.064	graden
theta=	0.6600	graden,	amplitude=	-20.1099	dB,	fase=	135.344	graden
theta=	0.6800	graden,	amplitude=	-20.5793	dB,	fase=	142.027	graden
theta=	0.7000	graden,	amplitude=	-21.5259	dB,	fase=	146.962	graden
theta=	0.7200	graden,	amplitude=	-23.0854	dB,	fase=	150.702	graden
theta=	0.7400	graden,	amplitude=	-25.5079	dB,	fase=	153.561	graden
theta=	0.7600	graden,	amplitude=	-29.4213	dB,	fase=	155.580	graden
theta=	0.7800	graden,	amplitude=	-37.2937	dB,	fase=	155.616	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=	-44.0210	dB,	fase=	-11.083	graden
theta=	0.8200	graden,	amplitude=	-32.1574	dB,	fase=	-15.145	graden
theta=	0.8400	graden,	amplitude=	-27.8222	dB,	fase=	-14.277	graden
theta=	0.8600	graden,	amplitude=	-25.4571	dB,	fase=	-12.954	graden
theta=	0.8800	graden,	amplitude=	-24.1111	dB,	fase=	-11.455	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=	-23.4537	dB,	fase=	-9.776	graden
theta=	0.9200	graden,	amplitude=	-23.3555	dB,	fase=	-7.848	graden
theta=	0.9400	graden,	amplitude=	-23.7623	dB,	fase=	-5.523	graden
theta=	0.9600	graden,	amplitude=	-24.7035	dB,	fase=	-2.516	graden
theta=	0.9800	graden,	amplitude=	-26.2335	dB,	fase=	1.734	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=	-28.5085	dB,	fase=	8.497	graden

Frequentie = 19.7704 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) parabolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7430 meter
 De f1-afhankelijkheid = $\cos(\theta \# f1)$
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -34.1318 dB
 De fase is genormeerd op : 3.589 graden

belichter-winst: 25,9301 dB

antenne-winst : 60,06 dB

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden, amplitude= 0.0000 dB, fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden, amplitude= 0.0400 dB, fase= -0.490 graden
psi = 1.0000 graden, amplitude= 0.1400 dB, fase= -1.690 graden
psi = 1.5000 graden, amplitude= 0.2100 dB, fase= -3.090 graden
psi = 2.0000 graden, amplitude= 0.1700 dB, fase= -4.100 graden
psi = 2.5000 graden, amplitude= -0.0100 dB, fase= -4.250 graden
psi = 3.0000 graden, amplitude= -0.3400 dB, fase= -3.470 graden
psi = 3.5000 graden, amplitude= -0.7500 dB, fase= -2.060 graden
psi = 4.0000 graden, amplitude= -1.2400 dB, fase= -0.720 graden
psi = 4.5000 graden, amplitude= -1.8500 dB, fase= -0.040 graden
psi = 5.0000 graden, amplitude= -2.6500 dB, fase= -0.130 graden
psi = 5.5000 graden, amplitude= -3.6500 dB, fase= -0.700 graden
psi = 6.0000 graden, amplitude= -4.7900 dB, fase= -1.440 graden
psi = 6.5000 graden, amplitude= -5.9800 dB, fase= -2.570 graden
psi = 7.0000 graden, amplitude= -7.1900 dB, fase= -4.790 graden
psi = 7.5000 graden, amplitude= -8.4800 dB, fase= -8.530 graden
psi = 8.0000 graden, amplitude= -9.9600 dB, fase= -13.460 graden
psi = 8.5000 graden, amplitude=-11.5500 dB, fase= -18.780 graden
psi = 9.0000 graden, amplitude=-13.1300 dB, fase= -24.510 graden
psi = 9.5000 graden, amplitude=-14.6000 dB, fase= -31.580 graden
psi = 10.0000 graden, amplitude=-16.0900 dB, fase= -40.930 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -60.4129 dB

theta= 0.0000 graden, amplitude= 0.0000 dB, fase= 0.000 graden
theta= 0.0200 graden, amplitude= -0.1341 dB, fase= 0.030 graden
theta= 0.0400 graden, amplitude= -0.5398 dB, fase= 0.122 graden
theta= 0.0600 graden, amplitude= -1.2275 dB, fase= 0.278 graden
theta= 0.0800 graden, amplitude= -2.2164 dB, fase= 0.508 graden
theta= 0.1000 graden, amplitude= -3.5371 dB, fase= 0.823 graden
theta= 0.1200 graden, amplitude= -5.2382 dB, fase= 1.246 graden
theta= 0.1400 graden, amplitude= -7.3982 dB, fase= 1.813 graden
theta= 0.1600 graden, amplitude=-10.1524 dB, fase= 2.597 graden
theta= 0.1800 graden, amplitude=-13.7623 dB, fase= 3.769 graden
theta= 0.2000 graden, amplitude=-18.8508 dB, fase= 5.864 graden
theta= 0.2200 graden, amplitude=-27.7290 dB, fase= 12.302 graden
theta= 0.2400 graden, amplitude=-36.3595 dB, fase= 160.802 graden
theta= 0.2600 graden, amplitude=-25.9793 dB, fase= 179.125 graden
theta= 0.2800 graden, amplitude=-23.1874 dB, fase=-177.078 graden
theta= 0.3000 graden, amplitude=-22.5675 dB, fase=-174.239 graden
theta= 0.3200 graden, amplitude=-23.2151 dB, fase=-171.124 graden
theta= 0.3400 graden, amplitude=-24.8799 dB, fase=-167.038 graden
theta= 0.3600 graden, amplitude=-27.5437 dB, fase=-160.967 graden
theta= 0.3800 graden, amplitude=-31.3128 dB, fase=-150.736 graden
theta= 0.4000 graden, amplitude=-36.1829 dB, fase=-131.061 graden
theta= 0.4200 graden, amplitude=-40.7621 dB, fase= -94.386 graden
theta= 0.4400 graden, amplitude=-42.9107 dB, fase= -55.544 graden
theta= 0.4600 graden, amplitude=-46.4171 dB, fase= -29.629 graden
theta= 0.4800 graden, amplitude=-58.6732 dB, fase= 70.144 graden
theta= 0.5000 graden, amplitude=-42.7592 dB, fase= 145.441 graden
theta= 0.5200 graden, amplitude=-36.4541 dB, fase= 154.549 graden
theta= 0.5400 graden, amplitude=-32.9976 dB, fase= 159.274 graden
theta= 0.5600 graden, amplitude=-31.0056 dB, fase= 162.547 graden

theta=	0.5800	graden,	amplitude=-30.0081	dB,	fase=	165.171	graden
theta=	0.6000	graden,	amplitude=-29.8224	dB,	fase=	167.512	graden
theta=	0.6200	graden,	amplitude=-30.3479	dB,	fase=	169.836	graden
theta=	0.6400	graden,	amplitude=-31.5944	dB,	fase=	172.403	graden
theta=	0.6600	graden,	amplitude=-33.5744	dB,	fase=	175.574	graden
theta=	0.6800	graden,	amplitude=-36.4738	dB,	fase=	-179.911	graden
theta=	0.7000	graden,	amplitude=-40.3570	dB,	fase=	-172.667	graden
theta=	0.7200	graden,	amplitude=-45.3929	dB,	fase=	-159.272	graden
theta=	0.7400	graden,	amplitude=-50.7390	dB,	fase=	-134.264	graden
theta=	0.7600	graden,	amplitude=-55.7151	dB,	fase=	-123.841	graden
theta=	0.7800	graden,	amplitude=-59.2140	dB,	fase=	-157.147	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=-46.9684	dB,	fase=	-179.489	graden
theta=	0.8200	graden,	amplitude=-42.4555	dB,	fase=	173.633	graden
theta=	0.8400	graden,	amplitude=-38.7658	dB,	fase=	172.285	graden
theta=	0.8600	graden,	amplitude=-36.0089	dB,	fase=	171.872	graden
theta=	0.8800	graden,	amplitude=-34.9809	dB,	fase=	172.840	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-33.7514	dB,	fase=	174.057	graden
theta=	0.9200	graden,	amplitude=-33.2300	dB,	fase=	174.228	graden
theta=	0.9400	graden,	amplitude=-33.4879	dB,	fase=	178.483	graden
theta=	0.9600	graden,	amplitude=-35.4870	dB,	fase=	179.128	graden
theta=	0.9800	graden,	amplitude=-41.3371	dB,	fase=	-165.677	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-46.7049	dB,	fase=	-81.105	graden

Frequentie = 19.7704 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector= 5.5000 meter
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7430 meter
 De fi-afhankelijkheid =cos(2*fi)
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op :-34.1318 dB
 De fase is genormeerd op : 13.291 graden

extra XPD: 5,3 dB

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude=-99.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude=-31.6000 dB,	fase= 126.270 graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude=-20.1900 dB,	fase= 128.600 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude=-14.4100 dB,	fase= 135.180 graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude=-10.7200 dB,	fase= 145.100 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude= -7.7900 dB,	fase= 156.430 graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude= -5.1800 dB,	fase= 166.420 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude= -2.9500 dB,	fase= 172.420 graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude= -1.3400 dB,	fase= 175.020 graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude= -0.4000 dB,	fase= 175.590 graden
psi = 5.0000 graden,	amplitude= -0.0300 dB,	fase= 175.390 graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude= -0.0300 dB,	fase= 175.290 graden
psi = 6.0000 graden,	amplitude= -0.1900 dB,	fase= 174.770 graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude= -0.4600 dB,	fase= 172.940 graden
psi = 7.0000 graden,	amplitude= -0.9000 dB,	fase= 169.120 graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude= -1.6300 dB,	fase= 163.690 graden
psi = 8.0000 graden,	amplitude= -2.6300 dB,	fase= 157.700 graden
psi = 8.5000 graden,	amplitude= -3.7200 dB,	fase= 151.410 graden
psi = 9.0000 graden,	amplitude= -4.7800 dB,	fase= 144.240 graden
psi = 9.5000 graden,	amplitude= -5.8400 dB,	fase= 134.920 graden
psi = 10.0000 graden,	amplitude= -7.0900 dB,	fase= 123.500 graden
psi = 10.5000 graden,	amplitude= -8.5800 dB,	fase= 111.280 graden
psi = 11.0000 graden,	amplitude=-10.1100 dB,	fase= 99.150 graden
psi = 11.5000 graden,	amplitude=-11.4800 dB,	fase= 86.260 graden
psi = 12.0000 graden,	amplitude=-12.6900 dB,	fase= 70.670 graden
psi = 12.5000 graden,	amplitude=-14.1100 dB,	fase= 52.150 graden
psi = 13.0000 graden,	amplitude=-15.8400 dB,	fase= 32.900 graden
psi = 13.5000 graden,	amplitude=-17.5400 dB,	fase= 14.900 graden
psi = 14.0000 graden,	amplitude=-18.8200 dB,	fase= -4.270 graden
psi = 14.5000 graden,	amplitude=-19.8700 dB,	fase= -27.200 graden
psi = 15.0000 graden,	amplitude=-21.2100 dB,	fase= -54.380 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -61.3631 dB

theta= 0.0000 graden,	amplitude=-37.3733 dB,	fase=-37.3733 graden
theta= 0.0200 graden,	amplitude=-37.3733 dB,	fase= 0.021 graden
theta= 0.0400 graden,	amplitude=-25.5554 dB,	fase= 0.086 graden
theta= 0.0600 graden,	amplitude=-18.8860 dB,	fase= 0.195 graden
theta= 0.0800 graden,	amplitude=-14.4167 dB,	fase= 0.351 graden
theta= 0.1000 graden,	amplitude=-11.2272 dB,	fase= 0.557 graden
theta= 0.1200 graden,	amplitude= -8.9118 dB,	fase= 0.821 graden
theta= 0.1400 graden,	amplitude= -7.2591 dB,	fase= 1.148 graden
theta= 0.1600 graden,	amplitude= -6.1489 dB,	fase= 1.550 graden
theta= 0.1800 graden,	amplitude= -5.5108 dB,	fase= 2.041 graden
theta= 0.2000 graden,	amplitude= -5.3057 dB,	fase= 2.641 graden
theta= 0.2200 graden,	amplitude= -5.5177 dB,	fase= 3.379 graden
theta= 0.2400 graden,	amplitude= -6.1507 dB,	fase= 4.300 graden
theta= 0.2600 graden,	amplitude= -7.2307 dB,	fase= 5.473 graden
theta= 0.2800 graden,	amplitude= -8.8127 dB,	fase= 7.018 graden
theta= 0.3000 graden,	amplitude=-11.0000 dB,	fase= 9.166 graden
theta= 0.3200 graden,	amplitude=-13.9887 dB,	fase= 12.422 graden
theta= 0.3400 graden,	amplitude=-18.1950 dB,	fase= 18.214 graden
theta= 0.3600 graden,	amplitude=-24.6664 dB,	fase= 32.719 graden

theta=	0.3800	graden,	amplitude=-32.7157	dB,	fase=	100.572	graden
theta=	0.4000	graden,	amplitude=-27.0250	dB,	fase=	162.997	graden
theta=	0.4200	graden,	amplitude=-24.2516	dB,	fase=	178.221	graden
theta=	0.4400	graden,	amplitude=-23.5350	dB,	fase=-	172.707	graden
theta=	0.4600	graden,	amplitude=-24.3108	dB,	fase=-	163.143	graden
theta=	0.4800	graden,	amplitude=-26.2587	dB,	fase=-	149.069	graden
theta=	0.5000	graden,	amplitude=-28.7830	dB,	fase=-	124.455	graden
theta=	0.5200	graden,	amplitude=-29.7943	dB,	fase=	-88.012	graden
theta=	0.5400	graden,	amplitude=-28.4545	dB,	fase=	-58.186	graden
theta=	0.5600	graden,	amplitude=-27.0398	dB,	fase=	-41.548	graden
theta=	0.5800	graden,	amplitude=-26.5666	dB,	fase=	-32.178	graden
theta=	0.6000	graden,	amplitude=-27.2117	dB,	fase=	-26.269	graden
theta=	0.6200	graden,	amplitude=-29.1864	dB,	fase=	-22.151	graden
theta=	0.6400	graden,	amplitude=-33.2657	dB,	fase=	-19.105	graden
theta=	0.6600	graden,	amplitude=-43.4181	dB,	fase=	-17.172	graden
theta=	0.6800	graden,	amplitude=-41.8349	dB,	fase=	167.082	graden
theta=	0.7000	graden,	amplitude=-33.6541	dB,	fase=	168.888	graden
theta=	0.7200	graden,	amplitude=-30.5965	dB,	fase=	171.201	graden
theta=	0.7400	graden,	amplitude=-29.4594	dB,	fase=	173.952	graden
theta=	0.7600	graden,	amplitude=-29.7520	dB,	fase=	177.607	graden
theta=	0.7800	graden,	amplitude=-31.0646	dB,	fase=-	177.030	graden
theta=	0.8000	graden,	amplitude=-33.8630	dB,	fase=-	167.410	graden
theta=	0.8200	graden,	amplitude=-38.4351	dB,	fase=-	142.475	graden
theta=	0.8400	graden,	amplitude=-40.8042	dB,	fase=	-89.366	graden
theta=	0.8600	graden,	amplitude=-36.8457	dB,	fase=	-45.247	graden
theta=	0.8800	graden,	amplitude=-31.5738	dB,	fase=	-26.063	graden
theta=	0.9000	graden,	amplitude=-32.4021	dB,	fase=	-22.057	graden
theta=	0.9200	graden,	amplitude=-32.5014	dB,	fase=	-18.925	graden
theta=	0.9400	graden,	amplitude=-31.4527	dB,	fase=	-14.782	graden
theta=	0.9600	graden,	amplitude=-38.7982	dB,	fase=	161.130	graden
theta=	0.9800	graden,	amplitude=-53.2883	dB,	fase=	86.678	graden
theta=	1.0000	graden,	amplitude=-31.3105	dB,	fase=	161.713	graden

Frequentie = 29.6556 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) paraboolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7450 meter
 De f1-afhankelijkheid = $\cos(0 \times f_1)$
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -37.2580 dB
 De fase is genormeerd op : -2.558 graden

belichter-winst: 26,4262 dB
 antenne-winst : 63,68 dB

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude= 0.0000 dB,	fase= 0.000 graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude= -0.0100 dB,	fase= 0.880 graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude= -0.0400 dB,	fase= 2.750 graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude= -0.1600 dB,	fase= 3.900 graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude= -0.4200 dB,	fase= 3.630 graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude= -0.8000 dB,	fase= 2.670 graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude= -1.1800 dB,	fase= 2.070 graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude= -1.4500 dB,	fase= 2.030 graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude= -1.7500 dB,	fase= 2.100 graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude= -2.2400 dB,	fase= 2.510 graden
psi = 5.0000 graden,	amplitude= -2.9400 dB,	fase= 3.630 graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude= -3.7600 dB,	fase= 4.760 graden
psi = 6.0000 graden,	amplitude= -4.7700 dB,	fase= 4.920 graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude= -6.0400 dB,	fase= 4.410 graden
psi = 7.0000 graden,	amplitude= -7.4500 dB,	fase= 3.490 graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude= -8.9200 dB,	fase= 1.100 graden
psi = 8.0000 graden,	amplitude=-10.6100 dB,	fase= -3.050 graden
psi = 8.5000 graden,	amplitude=-12.4500 dB,	fase= -7.870 graden
psi = 9.0000 graden,	amplitude=-14.2200 dB,	fase= -14.130 graden
psi = 9.5000 graden,	amplitude=-16.1100 dB,	fase= -23.110 graden
psi = 10.0000 graden,	amplitude=-18.1900 dB,	fase= -32.940 graden

Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -63.9763 dB

theta= 0.0000 graden,	amplitude= 0.0000 dB,	fase= 0.000 graden
theta= 0.0100 graden,	amplitude= -0.0758 dB,	fase= 0.007 graden
theta= 0.0200 graden,	amplitude= -0.3045 dB,	fase= 0.027 graden
theta= 0.0300 graden,	amplitude= -0.6894 dB,	fase= 0.062 graden
theta= 0.0400 graden,	amplitude= -1.2363 dB,	fase= 0.111 graden
theta= 0.0500 graden,	amplitude= -1.9542 dB,	fase= 0.175 graden
theta= 0.0600 graden,	amplitude= -2.8558 dB,	fase= 0.256 graden
theta= 0.0700 graden,	amplitude= -3.9591 dB,	fase= 0.356 graden
theta= 0.0800 graden,	amplitude= -5.2898 dB,	fase= 0.478 graden
theta= 0.0900 graden,	amplitude= -6.8850 dB,	fase= 0.625 graden
theta= 0.1000 graden,	amplitude= -8.8008 dB,	fase= 0.805 graden
theta= 0.1100 graden,	amplitude=-11.1277 dB,	fase= 1.031 graden
theta= 0.1200 graden,	amplitude=-14.0249 dB,	fase= 1.328 graden
theta= 0.1300 graden,	amplitude=-17.8167 dB,	fase= 1.764 graden
theta= 0.1400 graden,	amplitude=-23.3572 dB,	fase= 2.590 graden
theta= 0.1500 graden,	amplitude=-34.9385 dB,	fase= 6.406 graden
theta= 0.1600 graden,	amplitude=-33.3816 dB,	fase= 177.837 graden
theta= 0.1700 graden,	amplitude=-26.0294 dB,	fase=-179.518 graden
theta= 0.1800 graden,	amplitude=-23.2882 dB,	fase=-178.656 graden
theta= 0.1900 graden,	amplitude=-22.1542 dB,	fase=-178.042 graden
theta= 0.2000 graden,	amplitude=-21.9472 dB,	fase=-177.470 graden
theta= 0.2100 graden,	amplitude=-22.4248 dB,	fase=-176.872 graden
theta= 0.2200 graden,	amplitude=-23.5028 dB,	fase=-176.207 graden
theta= 0.2300 graden,	amplitude=-25.1871 dB,	fase=-175.434 graden
theta= 0.2400 graden,	amplitude=-27.5720 dB,	fase=-174.499 graden
theta= 0.2500 graden,	amplitude=-30.8980 dB,	fase=-173.304 graden
theta= 0.2600 graden,	amplitude=-35.7875 dB,	fase=-171.607 graden
theta= 0.2700 graden,	amplitude=-44.6542 dB,	fase=-168.095 graden
theta= 0.2800 graden,	amplitude=-53.4513 dB,	fase= 2.453 graden

theta=	0.2900	graden,	amplitude=-42.6962	dB,	fase=	11.323	graden
theta=	0.3000	graden,	amplitude=-40.1435	dB,	fase=	16.243	graden
theta=	0.3100	graden,	amplitude=-40.0766	dB,	fase=	23.431	graden
theta=	0.3200	graden,	amplitude=-41.7384	dB,	fase=	37.071	graden
theta=	0.3300	graden,	amplitude=-44.2778	dB,	fase=	68.059	graden
theta=	0.3400	graden,	amplitude=-43.3271	dB,	fase=	116.573	graden
theta=	0.3500	graden,	amplitude=-39.3329	dB,	fase=	144.969	graden
theta=	0.3600	graden,	amplitude=-36.0873	dB,	fase=	157.640	graden
theta=	0.3700	graden,	amplitude=-33.8628	dB,	fase=	164.471	graden
theta=	0.3800	graden,	amplitude=-32.4092	dB,	fase=	168.902	graden
theta=	0.3900	graden,	amplitude=-31.5623	dB,	fase=	172.212	graden
theta=	0.4000	graden,	amplitude=-31.2149	dB,	fase=	174.996	graden
theta=	0.4100	graden,	amplitude=-31.3124	dB,	fase=	177.598	graden
theta=	0.4200	graden,	amplitude=-31.8248	dB,	fase=-	179.731	graden
theta=	0.4300	graden,	amplitude=-32.7384	dB,	fase=-	176.767	graden
theta=	0.4400	graden,	amplitude=-34.0511	dB,	fase=-	173.248	graden
theta=	0.4500	graden,	amplitude=-35.7727	dB,	fase=-	168.735	graden
theta=	0.4600	graden,	amplitude=-37.9560	dB,	fase=-	162.565	graden
theta=	0.4700	graden,	amplitude=-40.3803	dB,	fase=-	154.388	graden
theta=	0.4800	graden,	amplitude=-42.9669	dB,	fase=-	143.361	graden
theta=	0.4900	graden,	amplitude=-45.2873	dB,	fase=-	131.116	graden
theta=	0.5000	graden,	amplitude=-46.8335	dB,	fase=-	125.342	graden

Frequentie = 24.6556 GHz
 Brandpuntsafstand van de (equi-
 valente) parabolantenne = 18.4100 meter
 Diameter van de hoofdreflector = 5.5000 meter extra XPD: 5,3 dB
 Diameter van de subreflector = 0.5500 meter
 De afstand van het coördinaten-
 centrum van de belichter tot de
 eerstvolgende reflector = 1.7400 meter
 De f1-afhankelijkheid =cos(2*f1)
 Het belichterstralingsdiagram
 is genormeerd op : -37.2580 dB
 De fase is genormeerd op : 165.411 graden

Ingevoerd stralingsdiagram van de belichter:

psi = 0.0000 graden,	amplitude=-99.0000 dB,	fase= 0.000	graden
psi = 0.5000 graden,	amplitude=-29.3000 dB,	fase= 47.180	graden
psi = 1.0000 graden,	amplitude=-19.1300 dB,	fase= 41.680	graden
psi = 1.5000 graden,	amplitude=-14.9300 dB,	fase= 32.660	graden
psi = 2.0000 graden,	amplitude=-12.9200 dB,	fase= 21.870	graden
psi = 2.5000 graden,	amplitude=-10.6400 dB,	fase= 14.720	graden
psi = 3.0000 graden,	amplitude=-7.7100 dB,	fase= 12.800	graden
psi = 3.5000 graden,	amplitude=-4.7600 dB,	fase= 12.410	graden
psi = 4.0000 graden,	amplitude=-2.6100 dB,	fase= 12.410	graden
psi = 4.5000 graden,	amplitude=-1.3300 dB,	fase= 14.070	graden
psi = 5.0000 graden,	amplitude=-0.5300 dB,	fase= 17.080	graden
psi = 5.5000 graden,	amplitude=-0.0600 dB,	fase= 19.030	graden
psi = 6.0000 graden,	amplitude=-0.0800 dB,	fase= 19.220	graden
psi = 6.5000 graden,	amplitude=-0.5400 dB,	fase= 18.920	graden
psi = 7.0000 graden,	amplitude=-1.2000 dB,	fase= 17.830	graden
psi = 7.5000 graden,	amplitude=-2.0500 dB,	fase= 14.450	graden
psi = 8.0000 graden,	amplitude=-3.2600 dB,	fase= 9.520	graden
psi = 8.5000 graden,	amplitude=-4.6200 dB,	fase= 3.930	graden
psi = 9.0000 graden,	amplitude=-5.9800 dB,	fase=-3.800	graden
psi = 9.5000 graden,	amplitude=-7.5900 dB,	fase=-14.100	graden
psi = 10.0000 graden,	amplitude=-9.3800 dB,	fase=-24.900	graden
psi = 10.5000 graden,	amplitude=-11.0000 dB,	fase=-37.460	graden
psi = 11.0000 graden,	amplitude=-12.7700 dB,	fase=-53.700	graden
psi = 11.5000 graden,	amplitude=-14.8000 dB,	fase=-70.380	graden
psi = 12.0000 graden,	amplitude=-16.5000 dB,	fase=-88.130	graden
psi = 12.5000 graden,	amplitude=-18.1900 dB,	fase=-110.880	graden
psi = 13.0000 graden,	amplitude=-20.3500 dB,	fase=-134.440	graden

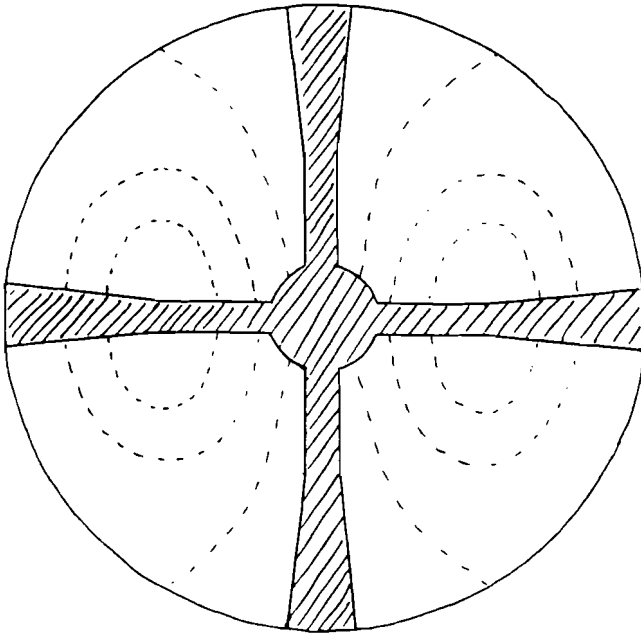
Het (genormeerde) vermogen door het apertuurvlak = -64.9657 dB

theta= 0.0000 graden,	amplitude=-42.3282 dB,	fase=-42.3282	graden
theta= 0.0100 graden,	amplitude=-42.3282 dB,	fase= 0.005	graden
theta= 0.0200 graden,	amplitude=-30.4124 dB,	fase= 0.021	graden
theta= 0.0300 graden,	amplitude=-23.5783 dB,	fase= 0.048	graden
theta= 0.0400 graden,	amplitude=-18.8756 dB,	fase= 0.086	graden
theta= 0.0500 graden,	amplitude=-15.3807 dB,	fase= 0.136	graden
theta= 0.0600 graden,	amplitude=-12.6835 dB,	fase= 0.198	graden
theta= 0.0700 graden,	amplitude=-10.5668 dB,	fase= 0.271	graden
theta= 0.0800 graden,	amplitude=-8.9024 dB,	fase= 0.359	graden
theta= 0.0900 graden,	amplitude=-7.6096 dB,	fase= 0.460	graden
theta= 0.1000 graden,	amplitude=-6.6352 dB,	fase= 0.576	graden
theta= 0.1100 graden,	amplitude=-5.9437 dB,	fase= 0.708	graden
theta= 0.1200 graden,	amplitude=-5.5119 dB,	fase= 0.859	graden
theta= 0.1300 graden,	amplitude=-5.3254 dB,	fase= 1.030	graden
theta= 0.1400 graden,	amplitude=-5.3772 dB,	fase= 1.224	graden
theta= 0.1500 graden,	amplitude=-5.6673 dB,	fase= 1.443	graden
theta= 0.1600 graden,	amplitude=-6.2025 dB,	fase= 1.693	graden
theta= 0.1700 graden,	amplitude=-6.9979 dB,	fase= 1.980	graden
theta= 0.1800 graden,	amplitude=-8.0798 dB,	fase= 2.313	graden
theta= 0.1900 graden,	amplitude=-9.4910 dB,	fase= 2.704	graden
theta= 0.2000 graden,	amplitude=-11.3016 dB,	fase= 3.178	graden
theta= 0.2100 graden,	amplitude=-13.6336 dB,	fase= 3.776	graden
theta= 0.2200 graden,	amplitude=-16.7218 dB,	fase= 4.596	graden

theta=	0.2300	graden,	amplitude=-21.1145	dB,	fase=	5.936	graden
theta=	0.2400	graden,	amplitude=-28.7224	dB,	fase=	9.480	graden
theta=	0.2500	graden,	amplitude=-42.4880	dB,	fase=	159.475	graden
theta=	0.2600	graden,	amplitude=-27.7543	dB,	fase=-	178.683	graden
theta=	0.2700	graden,	amplitude=-23.7048	dB,	fase=-	176.040	graden
theta=	0.2800	graden,	amplitude=-21.9309	dB,	fase=-	174.353	graden
theta=	0.2900	graden,	amplitude=-21.3157	dB,	fase=-	172.734	graden
theta=	0.3000	graden,	amplitude=-21.5136	dB,	fase=-	170.881	graden
theta=	0.3100	graden,	amplitude=-22.4170	dB,	fase=-	168.517	graden
theta=	0.3200	graden,	amplitude=-24.0467	dB,	fase=-	165.187	graden
theta=	0.3300	graden,	amplitude=-26.5532	dB,	fase=-	159.880	graden
theta=	0.3400	graden,	amplitude=-30.2882	dB,	fase=-	149.660	graden
theta=	0.3500	graden,	amplitude=-35.6038	dB,	fase=-	122.937	graden
theta=	0.3600	graden,	amplitude=-37.4543	dB,	fase=	-60.501	graden
theta=	0.3700	graden,	amplitude=-33.4385	dB,	fase=	-24.513	graden
theta=	0.3800	graden,	amplitude=-30.7295	dB,	fase=	-11.035	graden
theta=	0.3900	graden,	amplitude=-29.4175	dB,	fase=	-3.489	graden
theta=	0.4000	graden,	amplitude=-29.1004	dB,	fase=	2.436	graden
theta=	0.4100	graden,	amplitude=-29.6172	dB,	fase=	8.502	graden
theta=	0.4200	graden,	amplitude=-30.9405	dB,	fase=	16.269	graden
theta=	0.4300	graden,	amplitude=-33.0582	dB,	fase=	28.228	graden
theta=	0.4400	graden,	amplitude=-35.7500	dB,	fase=	49.937	graden
theta=	0.4500	graden,	amplitude=-37.2002	dB,	fase=	85.680	graden
theta=	0.4600	graden,	amplitude=-35.7301	dB,	fase=	118.963	graden
theta=	0.4700	graden,	amplitude=-33.4798	dB,	fase=	138.085	graden
theta=	0.4800	graden,	amplitude=-31.8968	dB,	fase=	148.342	graden
theta=	0.4900	graden,	amplitude=-31.0108	dB,	fase=	154.749	graden
theta=	0.5000	graden,	amplitude=-31.0721	dB,	fase=	158.781	graden

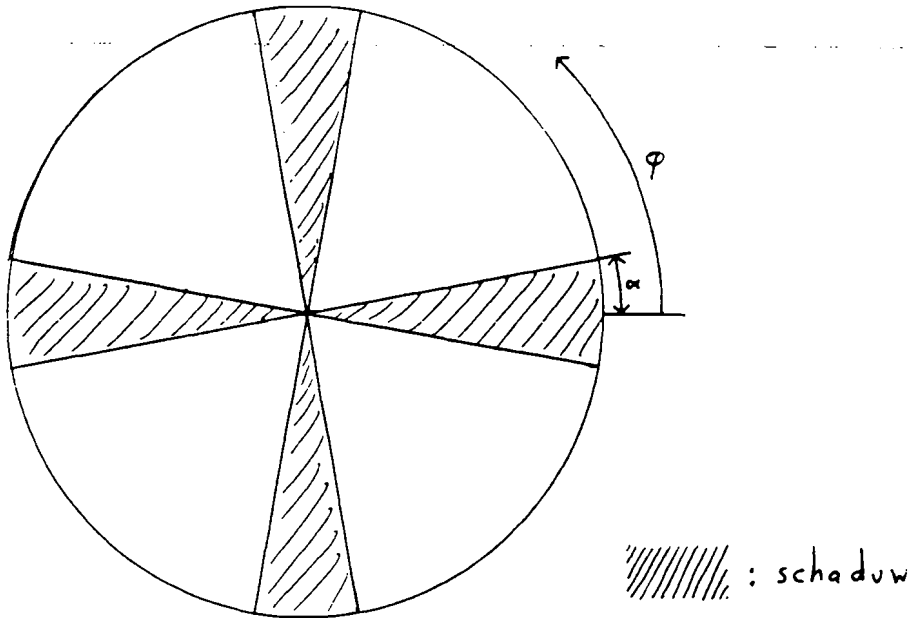
Appendix E: Beschouwing van de steun- en subreflector-blokkering

De schaduwen over het reflector-oppervlak door steun- en subreflector-blokkering zijn geschetst in figuur E-1. De blokkering door de steunen kan eenvoudiger gemodelleerd worden door een schaduwen-patroon volgens figuur E-2 te veronderstellen.



Figuur E-1: Schaduwen over het reflector-oppervlak door steun- en subreflector-blokkering. Gestippeld: lijnen van gelijke veldsterkte van een verschil-patroon, gevoelig in de "azimuth"-richting.

De "equivalente blokkeringshoek" α (hier ter plaatse ingevoerd) is de hoek ϕ , waarbij het "steun-blokkerings-rendement" η_{st} (ook hier ter plaatse ingevoerd) van de vereenvoudigde modellering gelijk is aan de werkelijke blokkering. η_{st} is de verhouding van de winstfactor (respectievelijk het hellingsrendement) met en de winstfactor (respectievelijk het hellingsrendement) zonder verrekening van de steunblokkering.



Figuur E-2: Vereenvoudigde modellering van de steunblokkering.

Voor een som-patroon kan gesteld worden

$$\eta_{st\Sigma} \sim G_{\Sigma} \sim \left(\int_0^{2\pi} F_{\Sigma}(\phi) d\phi \right)^2 \quad (E-1)$$

en voor een verschil-patroon

$$\eta_{st\Delta} \sim DS^2 \sim \left(\int_0^{2\pi} F_{\Delta}(\phi) \cos(\phi) d\phi \right)^2 \quad (E-2)$$

Voor de apertuur-veld-verdelingen kan gesteld worden

$$F_{\Sigma}(\phi) = \begin{cases} 1 & \text{"buiten de schaduw"} \\ 0 & \text{"in de schaduw"} \end{cases} \quad (E-3)$$

en

$$F_{\Delta}(\phi) = \begin{cases} \cos(\phi) & \text{"buiten de schaduw"} \\ 0 & \text{"in de schaduw"} \end{cases} \quad (E-4)$$

Invullen en integreren leidt tot

$$\eta_{st\Sigma} = \eta_{st\Delta} = 1 - \frac{4}{\pi} \cdot \alpha \quad (E-5)$$

De steunblokkerings-rendementen zijn dus gelijk indien de equivalente blokkeringshoeken gelijk zijn. Aangezien voor een som-patroon de veldsterkte het sterkst

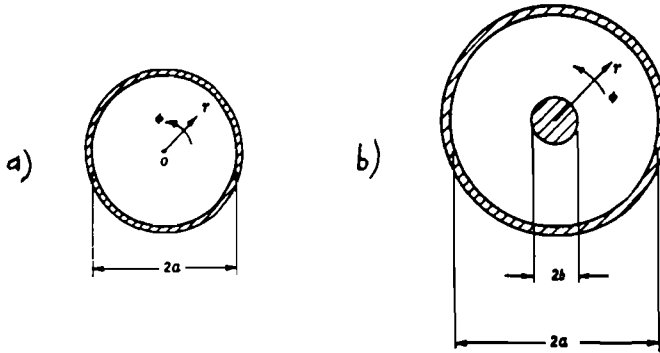
is rond het centrum van de apertuur, terwijl voor een verschil-patroon de veldsterkte het sterkst is op een zekere afstand van het centrum van de apertuur, zal voor een som-patroon de equivalente blokkeringshoek groter zijn, dan voor een verschil-patroon. In het algemeen geldt dus

$$\eta_{st\Sigma} \leq \eta_{st\Delta} \quad (E-6)$$

Een analoge redenering geldt voor subreflector-blokkering. Voor een som-patroon is in het algemeen de invloed van subreflector-blokkering groter dan bij een verschil-patroon, omdat bij een som-patroon het vermogen dichter bij het centrum van de apertuur geconcentreerd is.

Appendix F: De modes in een ronde golfpijp en in een coaxiale structuur plus een berekening aan de TE₂₁-mode

In figuur F-1 is het gebruikte coördinaten-stelsel voor een ronde golfpijp en voor een coaxiale structuur weergegeven.



Figuur F-1: Coördinaten-stelsel voor en maten van a) een ronde golfpijp en b) een coaxiale structuur [25].

De velden van een TM_{mn}-mode in een ronde golfpijp worden gegeven door [25]:

$$\left. \begin{aligned} E_r &= -V'_i \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{J'_m\left(\frac{\chi_i r}{a}\right)}{a J_{m+1}(\chi_i)} \cos m\phi, \\ E_\phi &= \pm V'_i \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{m}{\chi_i} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i r}{a}\right)}{r J_{m+1}(\chi_i)} \sin m\phi, \\ E_z &= -j\zeta \frac{\lambda \chi_i}{2\pi a} I'_i \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i r}{a}\right)}{a J_{m+1}(\chi_i)} \cos m\phi, \end{aligned} \right\} \quad (\text{F-1 t/m F-6})$$

$$\left. \begin{aligned} H_r &= \mp I'_i \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{m}{\chi_i} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i r}{a}\right)}{r J_{m+1}(\chi_i)} \cos m\phi, \\ H_\phi &= -I'_i \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{J'_m\left(\frac{\chi_i r}{a}\right)}{a J_{m+1}(\chi_i)} \sin m\phi, \\ H_z &= 0. \end{aligned} \right\}$$

De velden van een TEMn-mode in een ronde golfpijp worden gegeven door [25]:

$$\left. \begin{aligned}
 E_r &= \pm V_i'' \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{m}{\sqrt{\chi_i^n - m^2}} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i' r}{a}\right)}{r J_m(\chi_i')} \sin m\phi, \\
 E_\phi &= V_i'' \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{\chi_i'}{\sqrt{\chi_i^n - m^2}} \frac{J_m'\left(\frac{\chi_i' r}{a}\right)}{a J_m(\chi_i')} \cos m\phi, \\
 E_z &= 0, \\
 H_r &= -I_i'' \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{\chi_i'}{\sqrt{\chi_i^n - m^2}} \frac{J_m'\left(\frac{\chi_i' r}{a}\right)}{a J_m(\chi_i')} \cos m\phi, \\
 H_\phi &= \pm I_i'' \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{m}{\sqrt{\chi_i^n - m^2}} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i' r}{a}\right)}{r J_m(\chi_i')} \sin m\phi, \\
 H_z &= -j\eta \frac{\lambda \chi_i'}{2\pi a} V_i'' \sqrt{\frac{\epsilon_m}{\pi}} \frac{\chi_i'}{\sqrt{\chi_i^n - m^2}} \frac{J_m\left(\frac{\chi_i' r}{a}\right)}{a J_m(\chi_i')} \cos m\phi.
 \end{aligned} \right\} \quad (F-7 \text{ t/m } F-12)$$

De velden van de TEM-mode in een coaxiale structuur worden gegeven door [25]:

$$\left. \begin{aligned}
 E_r &= V_{00}' \frac{1}{\sqrt{2\pi \ln \frac{a}{b}}} \frac{1}{r}, \\
 H_\phi &= I_{00}' \frac{1}{\sqrt{2\pi \ln \frac{a}{b}}} \frac{1}{r}, \\
 E_\phi &= E_z = H_r = H_z = 0.
 \end{aligned} \right\} \quad (F-13 \text{ t/m } F-18)$$

De velden van een TMmn-mode in een coaxiale structuur worden gegeven door [25]:

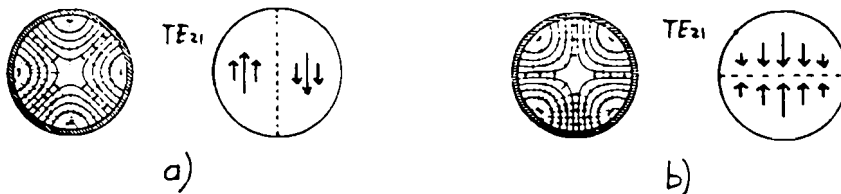
$$\left. \begin{aligned}
 E_r &= -V_i' \frac{\chi_i}{b} Z_m'\left(\chi_i \frac{r}{b}\right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}, \\
 E_\phi &= \pm V_i' \frac{m}{r} Z_m\left(\chi_i \frac{r}{b}\right) \frac{\sin m\phi}{\cos m\phi}, \\
 E_z &= -j\zeta \frac{\lambda}{\lambda_{cn}} I_i' \frac{\chi_i}{b} Z_m\left(\chi_i \frac{r}{b}\right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}, \\
 H_r &= \mp I_i' \frac{m}{r} Z_m\left(\chi_i \frac{r}{b}\right) \frac{\sin m\phi}{\cos m\phi}, \\
 H_\phi &= -I_i' \frac{\chi_i}{b} Z_m'\left(\chi_i \frac{r}{b}\right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}, \\
 H_z &= 0.
 \end{aligned} \right\} \quad (F-19 \text{ t/m } F-24)$$

De velden van een TEM_n-mode in een coaxiale structuur worden gegeven door [25]:

$$\left. \begin{aligned} E_r &= \pm V_i'' \frac{m}{r} Z_m \left(\chi_i' \frac{r}{b} \right) \frac{\sin m\phi}{\cos m\phi}, \\ E_\phi &= V_i'' \frac{\chi_i'}{b} Z_m' \left(\chi_i' \frac{r}{b} \right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}, \\ E_z &= 0, \\ H_r &= -I_i'' \frac{\chi_i'}{b} Z_m' \left(\chi_i' \frac{r}{b} \right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}, \\ H_\phi &= \pm I_i'' \frac{m}{r} Z_m \left(\chi_i' \frac{r}{b} \right) \frac{\sin m\phi}{\cos m\phi}, \\ H_z &= -j\eta \frac{\lambda}{\chi_{cs}''} V_i'' \frac{\chi_i'}{b} Z_m \left(\chi_i' \frac{r}{b} \right) \frac{\cos m\phi}{\sin m\phi}. \end{aligned} \right\} \quad (\text{F-25 t/m F-30})$$

In al deze formules komen V en I overeen met de spanning en de stroom, waarmee een mode als transmissielijn beschreven kan worden [25].

In hoofdstuk 3 werd vermeld, dat de gevoeligheid van de TE₂₁-mode in de azimuth-richting even groot is als in de elevatie-richting. Dit ligt namelijk niet direct voor de hand, zie figuur F-2.



Figuur F-2: De y-component van het elektrische veld van de twee orthogonale TE₂₁-modes in een ronde golfpijp. a): gevoelig in de azimuth-richting. b): gevoelig in de elevatie-richting.

Het elektrische veld van de twee orthogonale TE₂₁-modes wordt in de golfpijp gegeven door (F-7), (F-8):

$$E_r = f(r) \times \sin(2.\phi) \quad (\text{F-31a})$$

$$E_\phi = g(r) \times \cos(2.\phi) \quad (\text{F-31b})$$

$$E_r = f(r) \times \cos(2.\phi) \quad (\text{F-32a})$$

$$E_\phi = g(r) \times -\sin(2.\phi) \quad (\text{F-32b})$$

Hierin zijn f(r) en g(r) functies van r. Vergelijkingen (F-31) en (F-32) zijn de transversale E-velden van de TE₂₁-modes gevoelig in de azimuth- en elevatie-richting. Met de coördinaten-transformatie

$$E_x = E_r \times \cos(\phi) - E_\phi \times \sin(\phi) \quad (\text{F-33a})$$

$$E_y = E_r \times \sin(\phi) + E_\phi \times \cos(\phi) \quad (\text{F-33b})$$

en de goniometrische formules

$$\cos(a) \times \cos(b) = (\cos(a-b) + \cos(a+b))/2 \quad (\text{F-34a})$$

$$\sin(a) \times \cos(b) = (\sin(a-b) + \sin(a+b))/2 \quad (\text{F-34b})$$

$$\sin(a) \times \sin(b) = (\cos(a-b) - \cos(a+b))/2 \quad (\text{F-34c})$$

kan de y-component van het elektrische veld berekend worden:

$$E_y = f(r) \times (\cos(\phi) - \cos(3\phi))/2 + g(r) \times (\cos(\phi) + \cos(3\phi)) \quad (\text{F-35})$$

$$E_y = f(r) \times (\sin(\phi) - \sin(3\phi))/2 + g(r) \times (\sin(\phi) + \sin(3\phi)) \quad (\text{F-36})$$

Uit (F-35) en (F-36) is in te zien, dat de y-component van het elektrische veld van de beide TE₂₁-moden gelijk is, de één 90 graden gedraaid ten opzichte van de andere. Voor het magnetische veld valt een gelijke berekening uit te voeren met een gelijk resultaat. Deze eigenschap blijft geldig in de belichter en in het verre veld, zodat de twee verschil patronen aan elkaar gelijk zijn.

Appendix G: Lijsten van het computerprogramma van G.M.J. Coumans: stralingsdiagrammen van een gegroefde conische hoorn

LYST

DATE & TIME PRINTED: WEDNESDAY, JUNE 3, 1987 @ 09:16:03.

```

100 Mode-indices:M= 1,N= 1
200
300 Theta-nul= 8.0 graden Freq=11.5 GHz
400 RA= 0.6430 meter Lambda= 2.61984E-02 meter
500 R= 1.2400 meter K= 2.39831E+02
600 K*RA= 154.2113 K*R= 297.3903
700 Fi= 0.0 graden Modegetal:NU= 16.7499
800
900 Aantal termen: 154
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 0.0000) geldt:
1300 E-theta= 248.78
1400 Nulfase= 110.75 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: PR= 1.949E-06 Watt.
1800 De winst is: G= 29.1088 dB
1900
2000
2100 hoek(in graden) modulus E-theta(in dB) fase(in grad
2200
2300 0.00 0.00 0.00
2400
2500 0.50 -0.08 -0.35
2600
2700 1.00 -0.33 -1.38
2800
2900 1.50 -0.75 -2.99
3000
3100 2.00 -1.33 -5.14
3200
3300 2.50 -2.07 -7.78
3400
3500 3.00 -2.94 -10.84
3600
3700 3.50 -3.95 -14.21
3800
3900 4.00 -5.06 -17.73
4000
4100 4.50 -6.24 -21.76
4200
4300 5.00 -7.44 -25.13
4400
4500 5.50 -8.62 -29.23
4600
4700 6.00 -9.75 -33.99
4800
4900 6.50 -10.83 -39.51
5000
5100 7.00 -11.88 -46.34
5200
5300 7.50 -12.93 -54.81
5400
5500 8.00 -14.02 -64.32
5600
5700 8.50 -15.23 -75.27
5800
    
```

5900	9.00	-16.57	-87.19
6000			
6100	9.50	-18.04	-99.67
6200			
6300	10.00	-19.60	-112.15
6400			
6500	10.50	-21.17	-124.28
6600			
6700	11.00	-22.66	-136.21
6800			
6900	11.50	-23.94	-148.50
7000			
7100	12.00	-24.96	-161.83
7200			
7300	12.50	-25.79	-176.99
7400			
7500	13.00	-26.56	-194.74
7600			
7700	13.50	-27.36	-215.19
7800			
7900	14.00	-28.30	-237.64
8000			
8100	14.50	-29.50	-261.38
8200			
8300	15.00	-30.97	-285.88
8400			
8500	15.50	-32.63	-310.00
8600			
8700	16.00	-34.34	-332.22
8800			
8900	16.50	-35.92	-352.48
9000			
9100	17.00	-36.98	-372.51
9200			
9300	17.50	-37.37	-394.29
9400			
9500	18.00	-37.47	-419.36
9600			
9700	18.50	-37.58	-448.80
9800			
9900	19.00	-37.74	-481.84
10000			
10100	19.50	-38.08	-516.73
10200			
10300	20.00	-38.77	-553.43
10400			
10500	20.50	-39.66	-592.43
10600			
10700	21.00	-40.78	-631.25
10800			

LYSI

DATE & TIME PRINTED: WEDNESDAY, JUNE 10, 1987 @ 13:15:44.

```

100 Mode-indices:M= 2,N= 1
200
300 Theta-nul= 8.0 graden Freq=11.5 GHz
400 RA= 0.6430 meter Lambda= 2.61984E-02 meter
500 R= 1.2400 meter K= 2.39831E+02
600 N*RA= 154.2113 K*K= 297.3903
700 Fi= 0.0 graden Modegetal:NU= 26.9836
800
900 Aantal termen: 154
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 3.8125) geldt:
1300 E-theta=7724.40
1400 Fusenul= 1.40 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: Pr= 5.755E-03 Watt.
1800 De winst is: G= 24.2469 dB
1900
2000
2100 De afgeleide (helling) van het E-theta-veld naar de hoek
2200 in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde
2300 tussen de aangegeven hoekwaarden):
2400
2500 hoek(in graden) mod(E-theta) helling(graden)
2600
2700 0.00 0.00
2800 3245.57
2900 0.05 162.28 3244.57
3000
3100 0.10 324.51 3242.53
3200
3300 0.15 486.63 3239.47
3400
3500 0.20 648.61 3235.32
3600
3700 0.25 810.37
3800
3900
4000 hoek(in graden) modulus E-theta(in dB) fase(in grade
4100
4200 0.01 -45.59 0.00
4300
4400 0.05 -33.55 -0.00
4500
4600 0.10 -27.53 -0.01
4700
4800 0.15 -24.01 -0.03
4900
5000 0.20 -21.52 -0.04
5100
5200 0.25 -19.58 -0.05
5300
5400 0.50 -13.60 -0.38
5500
5600 0.75 -10.14 -0.88
5700
5800 1.00 -7.74

```

5900			
6000	1.25	-5.94	-2.62
6100			
6200	1.50	-4.54	-3.91
6300			
6400	1.75	-3.43	-5.49
6500			
6600	2.00	-2.54	-7.36
6700			
6800	2.25	-1.83	-9.49
6900			
7000	2.50	-1.27	-11.87
7100			
7200	2.75	-0.83	-14.45
7300			
7400	3.00	-0.49	-17.22
7500			
7600	3.25	-0.24	-20.15
7700			
7800	3.50	-0.09	-23.23
7900			
8000	3.75	-0.01	-26.49
8100			
8200	3.81	0.00	-27.33
8300			
8400	4.00	-0.01	-29.93
8500			
8600	4.25	-0.08	-33.56
8700			
8800	4.75	-0.41	-41.35
8900			
9000	5.25	-0.98	-49.64
9100			
9200	5.75	-1.74	-58.09
9300			
9400	6.25	-2.66	-66.56
9500			
9600	6.75	-3.68	-75.11
9700			
9800	7.25	-4.74	-83.85
9900			
10000	7.75	-5.78	-92.73
10100			
10200	8.25	-6.77	-101.95
10300			
10400	8.75	-7.70	-112.11
10500			
10600	9.25	-8.54	-123.80
10700			
10800	9.75	-9.34	-136.78
10900			
11000	10.25	-10.23	-152.22
11100			
11200	10.75	-11.28	-169.81
11300			
11400	11.25	-12.48	-190.22
11500			
11600	11.75	-13.80	-204.72
11700			
11800	12.25	-15.26	-222.81
11900			
12000	12.75	-16.81	-244.81

Mode-indices: M= 1, N= 1

Theta-nul=10.5 graden Freq=12.5 GHz
 PA= 0.7198 meter Lambda= 2.39964E-02 meter
 R= 1.7430 meter K= 2.61838E+02
 K*PA= 183.4600 K*R= 456.3845
 Fi= 0.0 graden Modegetal: NU= 12.6575

Aantal termen: 189

Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 0.0000) geldt:
 E-theta= 108.30
 Nulfase= -4.43 graden

Het totaal uitgezonden vermogen is: PR= 1.131E-06 Watt.
 De winst is: G= 27.2139 dB

hoek(in graden)	modulus E-theta(in dB)	fase(in graden t.o.v. r
0.00	0.00	0.00
1.00	-0.26	1.16
2.00	-0.95	3.95
3.00	-1.86	7.04
4.00	-2.96	7.95
5.00	-4.42	5.71
6.00	-6.40	1.00
7.00	-8.70	-4.50
8.00	-10.96	-11.80
9.00	-13.17	-23.37
10.00	-15.74	-39.51
11.00	-18.66	-56.53
12.00	-21.19	-74.61
13.00	-23.30	-99.11
14.00	-25.89	-130.42
15.00	-29.01	-161.06
16.00	-31.12	-191.14
17.00	-32.47	-232.51
18.00	-34.72	-282.85

Mode-indices: M= 2, N= 1

Theta-nul= 0.5 graden Freq=12.5 GHz
 RA= 1.7193 meter Lambda= 2.39645-10 meter
 R= 1.7431 meter K= 2.61838E+02
 K*RA= 188.4600 K*P= 456.3845
 Fi= 0.1 graden Modegetal: NU= 20.4625

Aantal termen: 188

voor het veld in de hoofdrichting (Theta= 0.6875) geldt:
 E-theta=2782.10
 Fasenul= 0.50 graden

Het totaal uitgezonden vermogen is: Pr= 1.027E-03 Watt.
 De winst is: G= 23.0555 dB

De afname (in dB) van het E-theta-veld naar de hoek
 in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde
 tussen de aangegeven hoekwaarden):

hoek (in graden)	mod(E-theta)	hellinj(graden**-1)
0.00	0.00	1380.96
0.10	139.10	1376.05
0.20	275.70	1366.35
0.30	412.74	1352.02
0.40	547.54	1333.34
0.50	680.87	

hoek (in graden)	modulus E-theta (in dB)	fase (in graden)
0.00	-44.14	0.00
0.10	-26.08	-0.01
0.20	-20.08	-0.02
0.30	-16.58	-0.05
0.40	-14.12	-0.08
0.50	-12.23	-0.12
1.00	-6.56	-0.42
1.50	-3.59	-0.74
2.00	-1.82	-1.01
2.50	-0.78	-1.17

3.50	-0.24	-1.16
3.75	-0.32	-0.92
3.60	0.39	-0.79
4.00	-0.01	-0.56
4.50	-0.11	-0.40
5.50	-0.55	-2.40
6.50	-1.38	-9.08
7.50	-2.90	-19.75
8.50	-4.96	-31.71
9.50	-7.07	-44.67
10.50	-8.97	-61.88
11.50	-11.19	-85.09
12.50	-13.97	-110.22
13.50	-16.56	-134.73
14.50	-18.38	-164.48
15.50	-20.47	-203.57
16.50	-23.48	-244.40
17.50	-26.02	-281.22
18.50	-27.07	-325.48
19.50	-28.41	-383.50
20.50	-31.37	-445.48
21.50	-34.36	-495.70
22.50	-34.15	-552.65
23.50	-34.39	-631.88
24.50	-36.77	-716.93
25.50	-40.31	-791.90

Mole-indices: $n = 0, N = 1$

Theta-nul=12.5 graden Freq=12.5 GHz
 RA= 0.7198 meter Lambda= 2.39064E-02 meter
 R= 1.7430 meter K= 2.61338E+02
 K*PA= 188.4609 K*P= 456.3845
 Fi= 0.0 graden Modegetal: $M = 23.4146$

Aantal termen: 182

Voor het veld in de hoofdrichting (Theta= 7.6875) geldt:
 E-theta= 6.37
 Fasenuf= -0.51 graden

Het totaal uitgezonden vermogen is: $P_r = 1.005E-03$ Watt.
 De winst is: $G = 23.1.77$ dB

De afgeleide (helling) van het E-theta-veld naar de hoek in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde tussen de aangetoonde hoekwaarden):

hoek(in graden)	mod(E-theta)	helling(graden**-1)
0.00	0.00	
0.10	0.32	3.18
0.20	0.63	3.17
0.30	0.95	3.15
0.40	1.26	3.11
0.50	1.57	3.07

hoek(in graden)	modulus E-theta(in dB)	fase(in graden)
0.01	-44.09	0.00
0.10	-26.03	-0.01
0.20	-20.03	-0.02
0.30	-16.53	-0.05
0.40	-14.07	-0.10
0.50	-12.18	-0.15
1.00	-6.53	-0.50
1.50	-3.57	-0.88
2.00	-1.80	-1.12
2.50	-0.76	-1.34

3.00	-0.23	-1.34
3.50	-0.02	-1.12
3.60	0.00	-0.98
4.00	-0.01	-0.75
4.50	-0.12	-0.58
5.50	-0.56	-2.52
6.50	-1.40	-9.15
7.50	-2.92	-19.80
8.50	-4.98	-31.78
9.50	-7.09	-44.74
10.50	-9.00	-61.90
11.50	-11.21	-85.10
12.50	-13.99	-110.24
13.50	-16.59	-134.76
14.50	-18.42	-164.47
15.50	-20.51	-203.53
16.50	-23.51	-244.41
17.50	-26.96	-281.23
18.50	-27.11	-325.35
19.50	-28.45	-383.43
20.50	-31.40	-445.43
21.50	-34.40	-495.73
22.50	-34.20	-552.58
23.50	-34.44	-631.74
24.50	-36.81	-716.83
25.50	-40.34	-791.89

LIST

DATE & TIME PRINTED: FRIDAY, JULY 17, 1987 @ 13:29:52.

```

100 Mode indices:M= 3,N= 1
200
300 Theta nul=10.5 graden Freq=12.5 GHz
400 RA= 0.7178 meter Lambda= 2.37764E-02 meter
500 R= 1.7430 meter K= 2.61838E+02
600 K*RA= 189.4713 K*R= 456.3845
700 Fi= 0.0 graden Modegetal:NU= 27.5997
800
900 Aantal termen: 188
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 4.9375) geldt:
1300 - theta=*****
1400 Fosenui= 2.22 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: Pr= 6.279E+00 Watt.
1800 De winst is: G= 21.7914 dB
1900
2000
2100 De afgeleide (helling) van het E-theta-veld naar de hoek
2200 in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde
2300 tussen de aangegeven hoekwaarden):
2400
2500 hoek(in graden) mod(E-theta) helling(graden**1)
2600
2700 0.00 0.00
2800 4303.02
2900 0.25 1075.75
3000
3100
3200 hoek(in graden) modulus E-theta(in dB) fase(in graden)
3300
3400 0.00 0.00 0.00
3500
3600 0.25 -42.09 -104.12
3700
3800 0.50 -30.17 -104.25
3900
4000 0.75 -23.33 -104.50
4100
4200 1.00 -18.58 -104.91
4300
4400 1.25 -15.00 -105.51
4500
4600 1.50 -12.15 -106.32
4700
4800 1.75 -9.82 -107.34
4900
5000 2.00 -7.88 -108.54
5100
5200 2.25 -6.24 -109.90
5300
5400 2.50 -4.88 -111.37
5500
5600 2.75 -3.74 -112.93
5700
5800 3.00 -2.81 -114.58

```

5900			
6000	3.25	2.05	116.24
6100			
6200	3.50	1.45	117.95
6300			
6400	3.75	0.97	119.68
6500			
6600	4.00	0.60	121.40
6700			
6800	4.25	0.33	123.09
6900			
7000	4.50	0.14	124.75
7100			
7200	4.75	0.04	126.32
7300			
7400	4.94	0.00	127.46
7500			
7600	5.00	0.00	127.84
7700			
7800	5.25	0.01	129.30
7900			
8000	5.75	0.14	132.13
8100			
8200	6.25	0.32	135.13
8300			
8400	6.75	0.52	138.04
8500			
8600	7.25	0.77	143.78
8700			
8800	7.75	1.12	150.16
8900			
9000	8.25	1.60	157.89
9100			
9200	8.75	2.26	166.69
9300			
9400	9.25	3.12	176.26
9500			
9600	9.75	4.13	186.06
9700			
9800	10.25	5.21	195.66
9900			
10000	10.75	6.27	205.31
10100			
10200	11.25	7.23	215.73
10300			
10400	11.75	8.10	227.43
10500			
10600	12.25	8.96	240.74
10700			
10800	12.75	9.92	255.92
10900			
11000	13.25	11.03	272.52
11100			
11200	13.75	12.35	289.51
11300			
11400	14.25	13.82	306.12
11500			
11600	14.75	15.21	322.01
11700			
11800	15.25	16.50	337.73
11900			
12000	15.75	17.15	355.15

DATE & TIME PRINTED: TUESDAY, FEBRUARY 3, 1987 @ 14:56:07.

```

100 Mode-indices: M= 1. N= 1
200
300 Theta-nul=10.5 graden Freq=19.8 GHz
400 RA= 0.7193 meter Lambda= 1.51743E-02 meter
500 K= 1.7430 meter K= 4.14070E+02
600 K*Ra= 298.03ii K*R= 721.7243
700 psi= 0.0 graden Modegetal: NU= 12.6575
800
900 Aantal termen: 298
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 0.0000) geldt:
1300 E-theta= 73.42
1400 nulfase= -76.87 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: PR= 1.129E-06 Watt.
1800 De winst is: G= 25.9301 dB
1900
2000
2100 hoek(in graden) modulus E-theta(in dB) fase(in gra
2200
2300 0.00 0.00 0.00
2400
2500 0.50 -0.04 -0.49
2600
2700 1.00 0.14 -1.09
2800
2900 1.50 0.21 -1.69
3000
3100 2.00 0.17 -2.10
3200
3300 2.50 -0.01 -2.25
3400
3500 3.00 -0.34 -2.47
3600
3700 3.50 -0.75 -2.66
3800
3900 4.00 -1.24 -2.79
4000
4100 4.50 -1.85 -2.84
4200
4300 5.00 -2.65 -2.83
4400
4500 5.50 -3.65 -2.70
4600
4700 6.00 -4.79 -2.45
4800
4900 6.50 -5.98 -2.07
5000
5100 7.00 -7.19 -1.59
5200
5300 7.50 -8.48 -1.04
5400
5500 8.00 -9.96 -0.34
5600
5700 8.50 -11.65 0.41
5800
    
```


8400	9.00	-18.18	-24.51
8500			
8600	9.50	-14.60	-31.58
8700			
8800	10.00	-16.09	-40.93
8900			
9000	10.50	-17.78	-51.91
9100			
9200	11.00	-19.59	-62.92
9300			
9400	11.50	-21.65	-74.13
9500			
9600	12.00	-22.64	-87.27
9700			
9800	12.50	-24.07	-103.97
9900			
0000	13.00	-25.81	-122.39
0100			
0200	13.50	-27.71	-139.73
0300			
0400	14.00	-29.14	-156.85
0500			
0600	14.50	-30.20	-177.86
0700			
0800	15.00	-31.40	-203.66
0900			
1000	15.50	-33.19	-230.85
1100			
1200	16.00	-35.07	-255.63
1300			
1400	16.50	-36.10	-278.37
1500			
1600	17.00	-36.53	-309.32
1700			
1800	17.50	-37.62	-346.01
1900			
2000	18.00	-39.41	-392.72
2100			
2200	18.50	-41.31	-443.39
2300			
2400			
2500			
2600			
2700			
2800			
2900			
3000			

```

100 Mode indices:M= 3.N= 1
200
300 Theta-nul=10.5 graden Freq=19.8 GHz
400 RA= 0.7178 meter lambda= 1.51775E+02 meter
500 R= 1.7430 meter K= 4.15978E+02
600 K*RA= 277.9815 K*R= 721.5637
700 Fi= 0.0 graden Modegetal:NU= 27.5997
800
900 Aantal termen: 297
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 5.1875) geldt:
1300 |theta=*****
1400 Focenui= 3.06 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: Pr= 6.236E+00 Watt.
1800 De winst is: G= 23.0712 dB
1900
2000
2100 De afgeleide (helling) van het E-theta-veld naar de hoek
2200 in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde
2300 tussen de aangegeven hoekwaarden):
2400
2500 hoek(in graden) mod(E-theta) helling(graden**-1)
2600
2700 0.00 0.00
2800
2900 0.25 1050.40
3000
3100
3200 hoek(in graden) modulus E-theta(in dB) fase(in graden)
3300
3400 0.00 0.00 0.00
3500
3600 0.25 -43.57 126.11
3700
3800 0.50 -31.60 126.27
3900
4000 0.75 -24.78 126.97
4100
4200 1.00 -20.19 128.60
4300
4400 1.25 -16.89 131.35
4500
4600 1.50 -14.41 133.18
4700
4800 1.75 -12.42 139.85
4900
5000 2.00 -10.72 145.19
5100
5200 2.25 -9.20 150.74
5300
5400 2.50 -7.79 156.43
5500
5600 2.75 -6.45
5700

```

5900			
6000	3.25	4.00	169.94
6100			
6200	3.50	2.95	172.42
6300			
6400	3.75	2.06	174.05
6500			
6600	4.00	1.34	175.02
6700			
6800	4.25	0.79	175.49
6900			
7000	4.50	0.40	175.59
7100			
7200	4.75	0.16	175.50
7300			
7400	5.00	0.03	175.39
7500			
7600	5.19	0.00	175.35
7700			
7800	5.25	0.00	175.34
7900			
8000	5.50	0.03	175.29
8100			
8200	6.00	0.19	174.77
8300			
8400	6.50	0.46	172.94
8500			
8600	7.00	0.90	169.12
8700			
8800	7.50	1.63	163.69
8900			
9000	8.00	2.63	157.70
9100			
9200	8.50	3.72	151.41
9300			
9400	9.00	4.78	144.24
9500			
9600	9.50	5.84	134.92
9700			
9800	10.00	7.09	123.50
9900			
10000	10.50	8.58	111.28
10100			
10200	11.00	10.11	94.33
10300			
10400	11.50	11.48	84.24
10500			
10600	12.00	12.69	75.67
10700			
10800	12.50	14.11	65.18
10900			
11000	13.00	15.84	52.90
11100			
11200	13.50	17.54	34.90
11300			
11400	14.00	18.82	14.27
11500			
11600	14.50	19.87	27.28
11700			
11800	15.00	21.21	25.70

DATE & TIME PRINTED: FRIDAY, FEBRUARY 6, 1987 P 03:37:57.

100 Mode indices: M= 1, N= 1
 200
 300 Theta_nul=10.5 graden Freq=29.7 GHz
 400 R0= 0.7128 meter lambda= 1.0116E-02 meter
 500 R= 1.7430 meter K= 6.25105E+02
 600 KKR0= 447.0457 KKR=1082.5354
 700 F0= 0.0 graden Modegetoi: NU= 12.6575
 800
 900 aantal termen: 447
 1000

1100
 1200 Voor het veld in de hoofdrichting (Theta= 0.0000) geldt:
 1300 E-theta= 29.82
 1400 Nulfase= 174.19 graden
 1500

1600 Het totaal uitgezonden vermogen is: PR= 1.128E-06 Watt.
 1700 De winst is: G= 26.4262 dB
 1800
 1900

hoek (in graden)	modulus E-theta (in dB)	fase (in gro
2000		
2100		
2200		
2300	0.00	0.00
2400		
2500	0.50	-0.03
2600		
2700	1.00	-0.04
2800		
2900	1.50	-0.16
3000		
3100	2.00	-0.42
3200		
3300	2.50	-0.80
3400		
3500	3.00	-1.18
3600		
3700	3.50	-1.45
3800		
3900	4.00	-1.75
4000		
4100	4.50	-2.24
4200		
4300	5.00	-2.94
4400		
4500	5.50	-3.76
4600		
4700	6.00	-4.77
4800		
4900	6.50	-6.04
5000		
5100	7.00	-7.45
5200		
5300	7.50	-8.97
5400		
5500	8.00	-10.61
5600		
5700	8.50	-12.45
5800		

5900	9.00	14.72	-14.13
6000			
6100	9.50	16.11	-23.11
6200			
6300	10.00	18.19	-32.94
6400			
6500	10.50	20.08	-43.82
6600			
6700	11.00	21.97	-58.55
6800			
6900	11.50	24.16	-74.31
7000			
7100	12.00	26.04	-90.58
7200			
7300	12.50	27.73	-111.78
7400			
7500	13.00	29.93	-134.71
7600			
7700	13.50	31.70	-156.51
7800			
7900	14.00	33.06	-185.00
8000			
8100	14.50	35.16	-216.77
8200			
8300	15.00	36.92	-244.5
8400			
8500	15.50	37.76	-280.6
8600			
8700	16.00	39.68	-322.2
8800			
8900	16.50	41.58	-357.7
9000			

LIST

DATE & TIME PRINTED: MONDAY, JULY 20, 1987 @ 12:54:09.

```

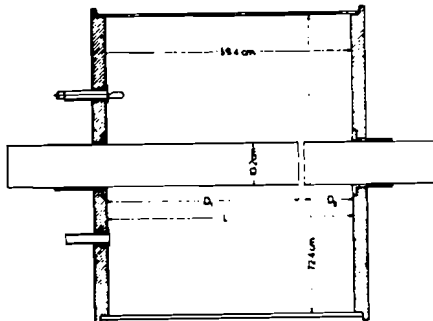
100 Mode indices:M= 3.N= 1
200
300 Theta_nui=i0.5 graden Freq=29.7 GHz
400 RA= 0.7178 meter Lambda= 1.01161E+02 meter
500 R= 1.7430 meter K= 6.21105E+02
600 K*RA= 447.0715 K*R=1032.5364
700 Fi= 0.0 graden Modegetal:NU= 27.5997
800
900 Aantal termen: 447
1000
1100
1200 Voor het veld in de hoofdrichting(Theta= 5.6875) geldt:
1300 E_theta=*****
1400 Fase_nui= 0.34 graden
1500
1600
1700 Het totaal uitgezonden vermogen is: Pr= 6.221E+00 Watt.
1800 De winst is: G= 23.7068 dB
1900
2000
2100 De afgeleide (helling) van het E_theta veld naar de hoek
2200 in de buurt van het nulpunt (genomen als gemiddelde
2300 tussen de aangegeven hoekwaarden):
2400
2500 hoek(in graden) mod(E_theta) helling(graden**1)
2600
2700 0.00 0.00
2800
2900 0.25 1535.26 6141.02
3000
3100
3200 hoek(in graden) modulus E_theta(in dB) fase(in graden)-
3300
3400 0.00 0.00 0.00
3500
3600 0.25 -41.07 48.67
3700
3800 0.50 -29.30 47.18
3900
4000 0.75 -22.98 44.88
4100
4200 1.00 -19.13 41.68
4300
4400 1.25 -16.63 37.56
4500
4600 1.50 -14.93 32.66
4700
4800 1.75 -13.76 27.25
4900
5000 2.00 -12.82 21.87
5100
5200 2.25 -11.83 17.53
5300
5400 2.50 -10.64 14.72
5500
5600 2.75 -9.25 13.29
5700
5800 3.00 -7.71 12.80

```

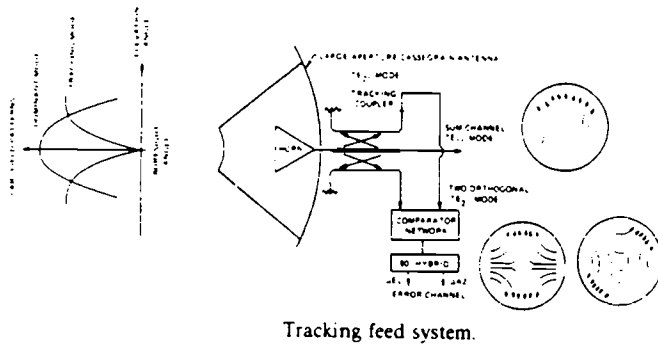
5700			
6000	3.75	6.17	12.62
6100			
6200	3.50	4.76	12.41
6300			
6400	3.75	3.56	12.27
6500			
6600	4.00	2.61	12.41
6700			
6800	4.25	1.88	12.98
6900			
7000	4.50	1.33	14.07
7100			
7200	4.75	0.90	15.56
7300			
7400	5.00	0.53	17.08
7500			
7600	5.25	0.25	18.30
7700			
7800	5.50	0.06	19.03
7900			
8000	5.69	0.00	19.25
8100			
8200	5.75	0.00	19.28
8300			
8400	6.00	0.08	19.22
8500			
8600	6.50	0.54	18.92
8700			
8800	7.00	1.20	17.83
8900			
9000	7.50	2.05	14.49
9100			
9200	8.00	3.26	9.52
9300			
9400	8.50	4.62	3.93
9500			
9600	9.00	5.98	3.80
9700			
9800	9.50	7.59	14.10
9900			
10000	10.00	9.38	24.90
10100			
10200	10.50	11.00	37.42
10300			
10400	11.00	12.77	53.76
10500			
10600	11.50	14.80	70.78
10700			
10800	12.00	16.50	88.17
10900			
11000	12.50	18.19	110.88
11100			
11200	13.00	20.35	134.44
11300			

Appendix H: Verschillende mode-uitkoppelaars uit de literatuur

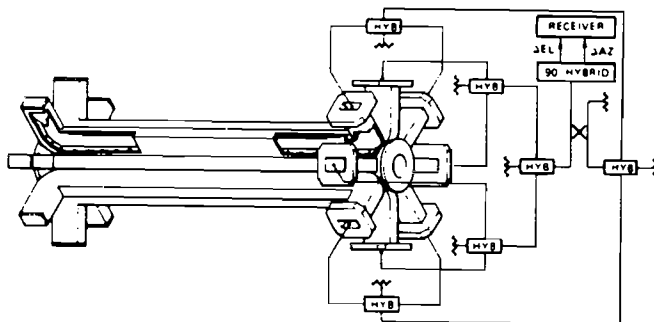
Naast de mode-uitkoppeling met een coaxiale-trilholte-uitkoppelaar zijn er vele andere methodes bekend om de verschillende modes in een (ronde) golfpijp van elkaar te scheiden. In de figuren H-1 t/m H-7 zijn er een aantal weergegeven.



Figuur H-1: Een coaxiale-trilholte-uitkoppelaar, uitkoppeling via een onderbreking in de golfpijp-wand [56, p. 186]. Deze uitkoppelaar kan voor de uitkoppeling van in principe alle golfpijp-modes gebruikt worden.

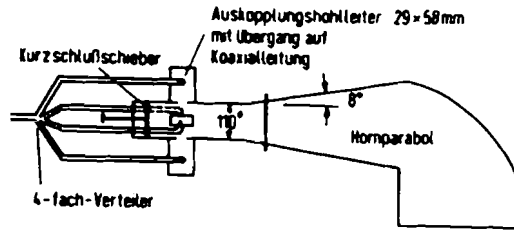


Tracking feed system.

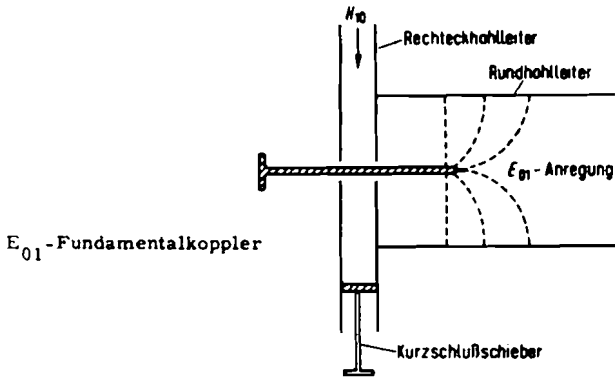


Layout of TE₂₀-mode coupler using two orthogonal modes.

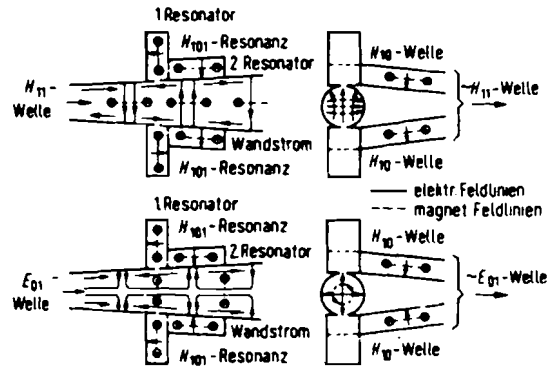
Figuur H-2: Een mode-uitkoppelaar met richt-koppelingen [57, p. 1862]. Nadelen van deze uitkoppelaar zijn de complexiteit en de verliezen, die bij de hybrids (gebruikt voor optelling en aftrekking van de verschillende signalen) optreden.



H_{01} - Fundamentalkoppler mit Anschluß an Hornparabol

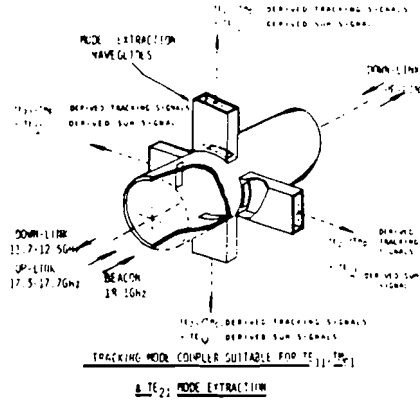
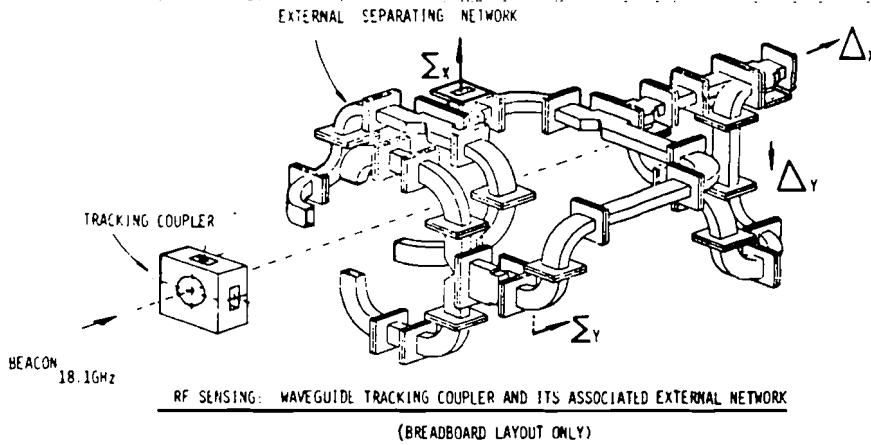


E_{01} - Fundamentalkoppler

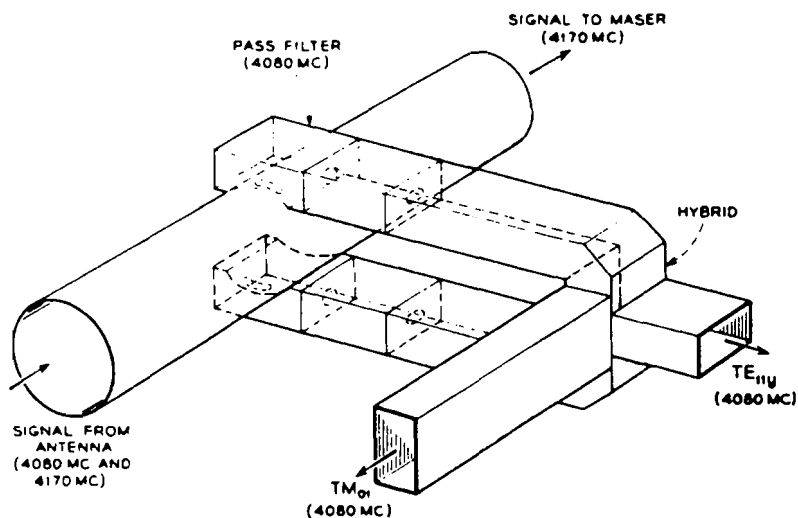


Auskopplung der H_{11} - und der E_{01} -Welle

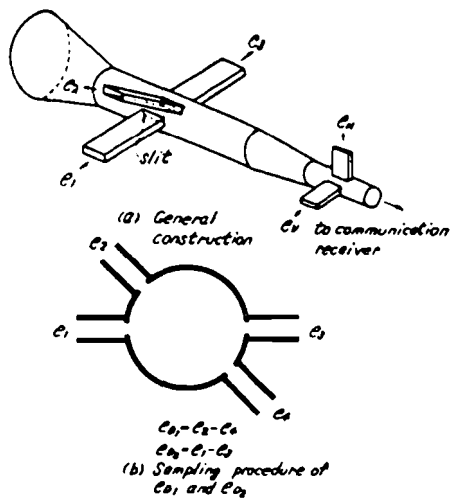
Figuur H-3: Uitkoppelaar voor de TE11-mode (H_{11}), de TM01-mode (E_{01}) en de TEO1-mode (H_{01}) [58, pp. 48-49].



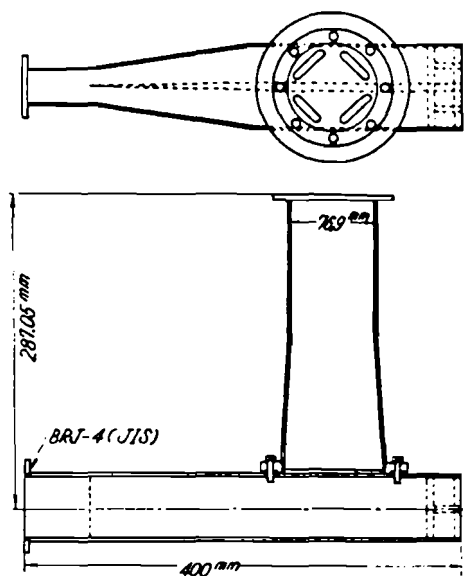
Figuur H-4: Uitkoppeling van de TE₁₁-mode en een combinatie van de TM₀₁-mode en een van de TE₂₁-modes [30, pp. 326-327]. Met deze combinatie wordt het polarisatie-rendement verhoogd van 25% naar 50%. De combinatie van de twee verschil-modes wordt gebruikt voor het minder gevoelig maken van het richt-systeem voor atmosferische depolarisatie.



Figuur H-5: Uitkoppelaar voor de TE₁₁-mode en de TM₀₁-mode [26, p. 1303].



Figuur H-6: Uitkoppelaar voor de TE₁₁-mode en de TE₂₁-modes [27, p. 138], met hybrids worden de signalen van beide modes gescheiden.



Figuur H-7: Uitkoppelaar voor de TE₂₁-mode [27, p.140] (in [27] wordt voor ontwerp van deze uitkoppelaar verwezen naar [59]).

Appendix I: Een methode om het elektro-magnetsche velden probleem op te lossen voor een uitkoppeling met spleten

Door Stevenson wordt een methode beschreven om theoretisch het rendement van een spleetuitkoppeling te bepalen [39]. In dit verslag is de berekening van het theoretische uitkoppel-rendement van de coaxiale-trilholte-uitkoppelaar niet uitgevoerd, maar de methode van Stevenson geeft wel een aardig inzicht in het probleem.

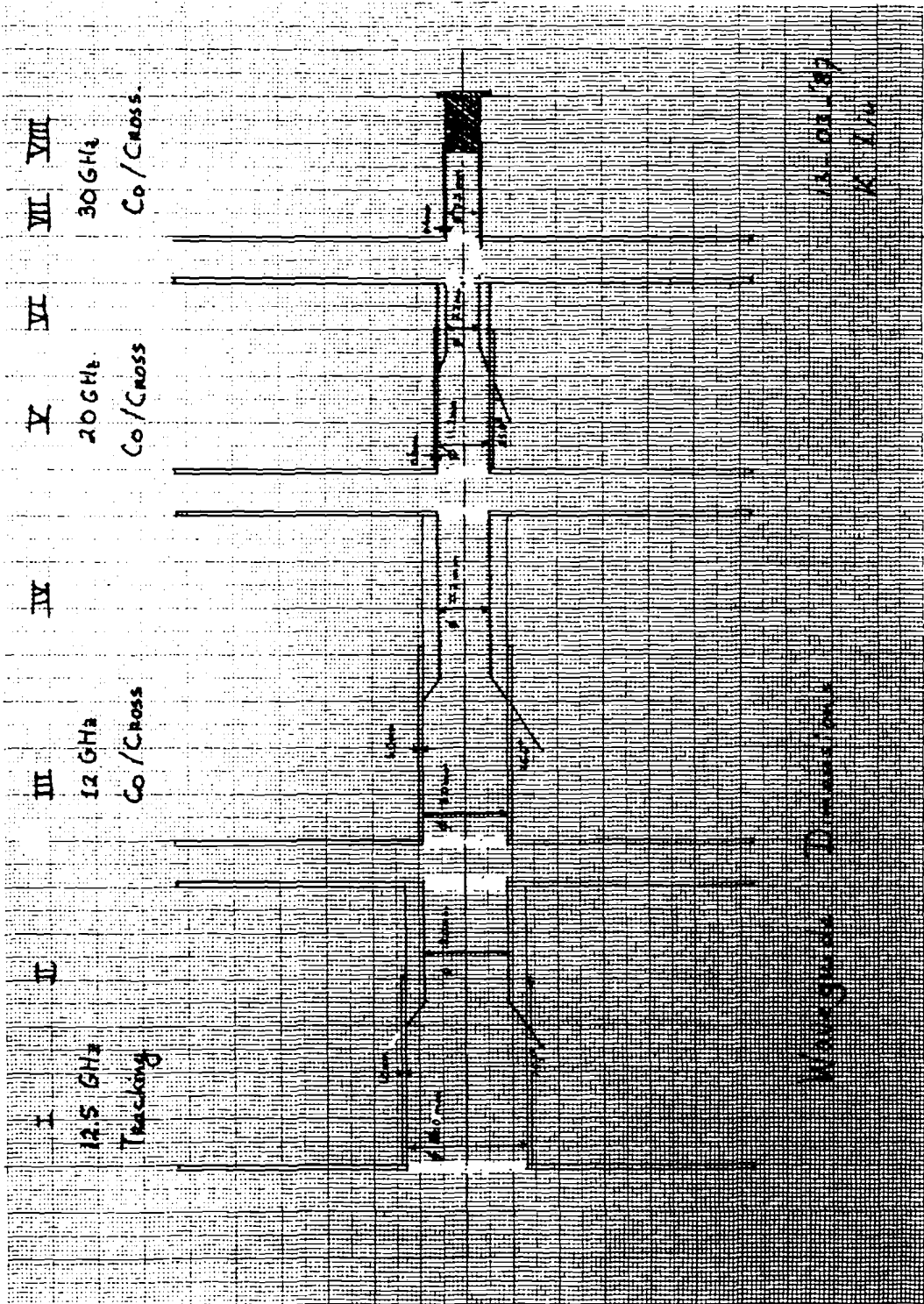
Bij deze methode wordt verondersteld, dat de spleet smal is en dat daardoor het elektrische veld in de spleet dwars over de spleet staat, parallel aan de wand. Het elektrische veld in de spleet kan dan beschreven worden door met spanning over de spleet (de integraal van de elektrische veldsterkte over de spleet).

Allereerst worden de velden aan beide kanten van de spleet berekend, uitgaande van een nog onbepaalde spanningsverdeling $V(l)$ over de spleet. Bij een golfpijp kunnen deze velden gezien worden als de som van alle ongedempte en gedempte modes met een bepaalde verhouding in amplitude en fase, bij een spleet-uitkoppeling naar de vrije ruimte kunnen deze gezien worden als de velden van een magnetische dipool, enz.

Vervolgens wordt het (staande - of lopende) veldenpatroon, dat veroorzaakt wordt door de bron, berekend met een gesloten spleet. Dit patroon kan bijvoorbeeld de hoofd-mode in een golfpijp zijn.

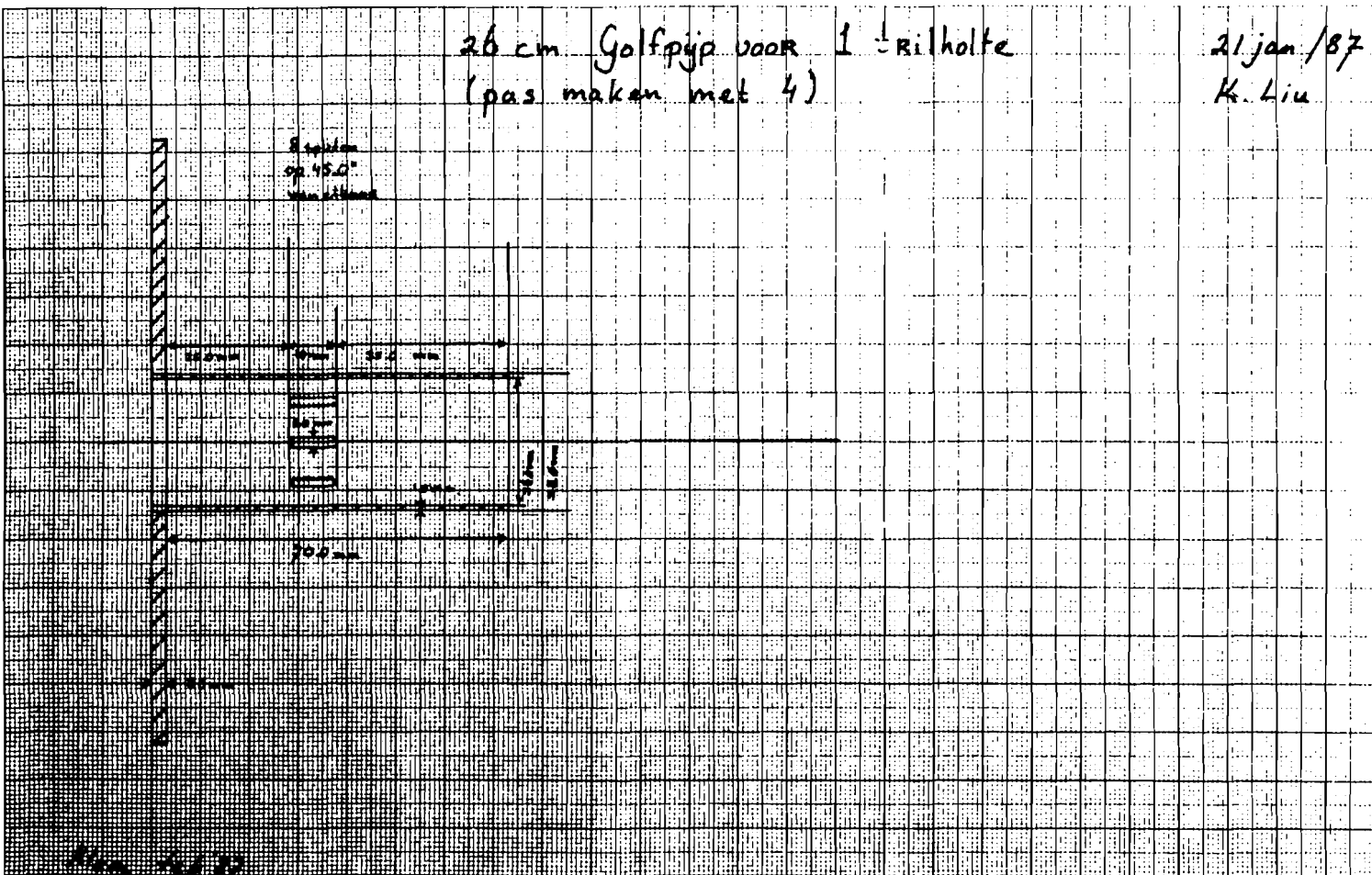
Uit de randvoorwaarde bij de spleet volgt, dat het verschil tussen de parallelle component van het magnetische veld (veroorzaakt door $V(l)$) aan de beide kanten van de spleet gelijk moet zijn aan de parallelle component van het magnetische veld veroorzaakt door de bron. (Eenvoudig gezegd: de parallelle component van het magnetische veld stoot de magnetische "spleet-dipool" aan en zorgt zo voor de uitkoppeling). Hieruit volgt een integraal-vergelijking met de randvoorwaarden $V(0)=0$ en $V(L)=0$, waarmee $V(l)$ in principe berekend kan worden. Uit de berekening van $V(l)$ volgt de oplossing van het velden-probleem.

Appendix J: Constructie-tekeningen van de verschillen-
de trilholtes door K.H. Liu



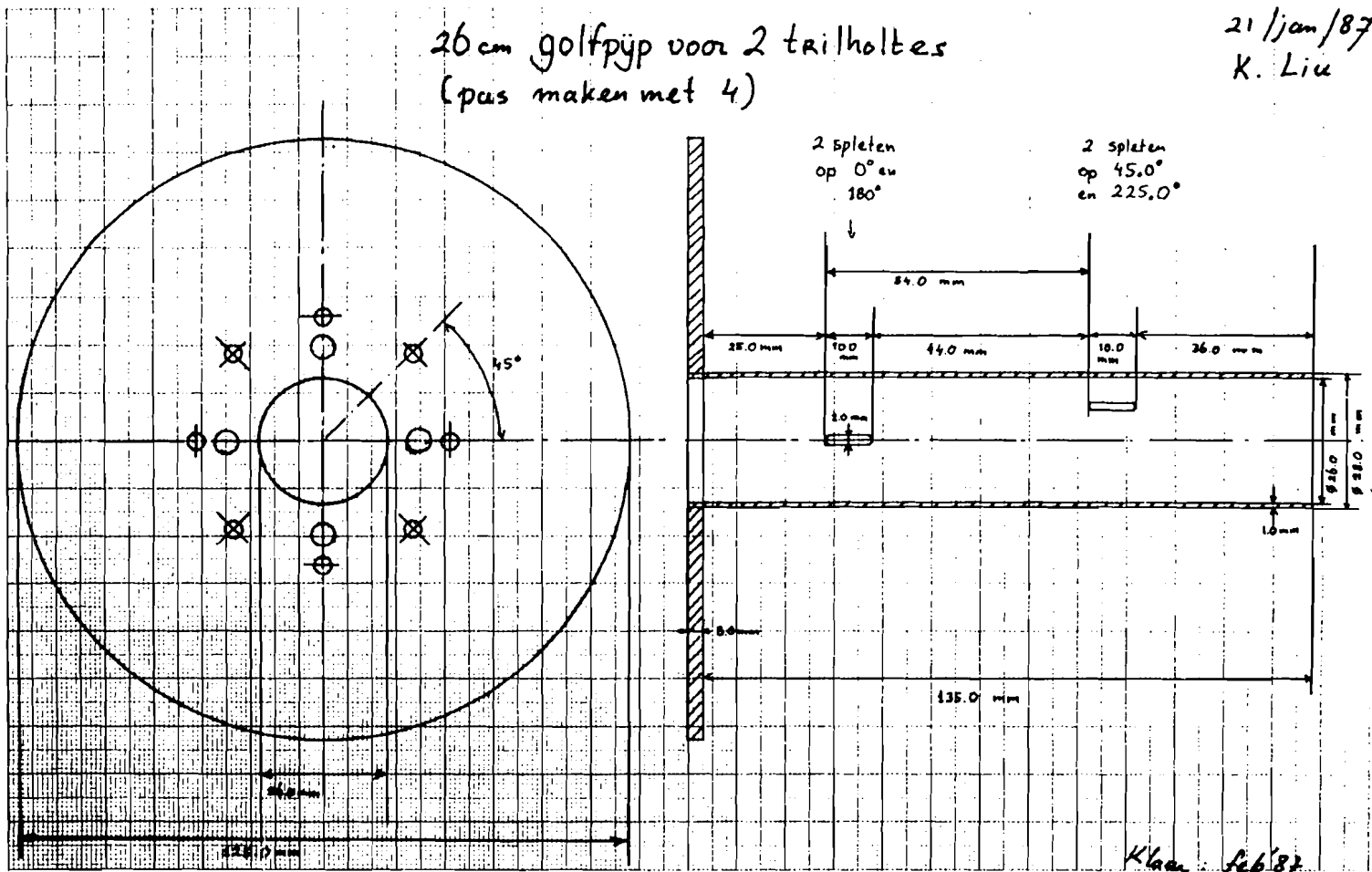
26 cm Golfpijp voor 1 Ritholte
(pas maken met 4)

21 jan /87
K. Liu

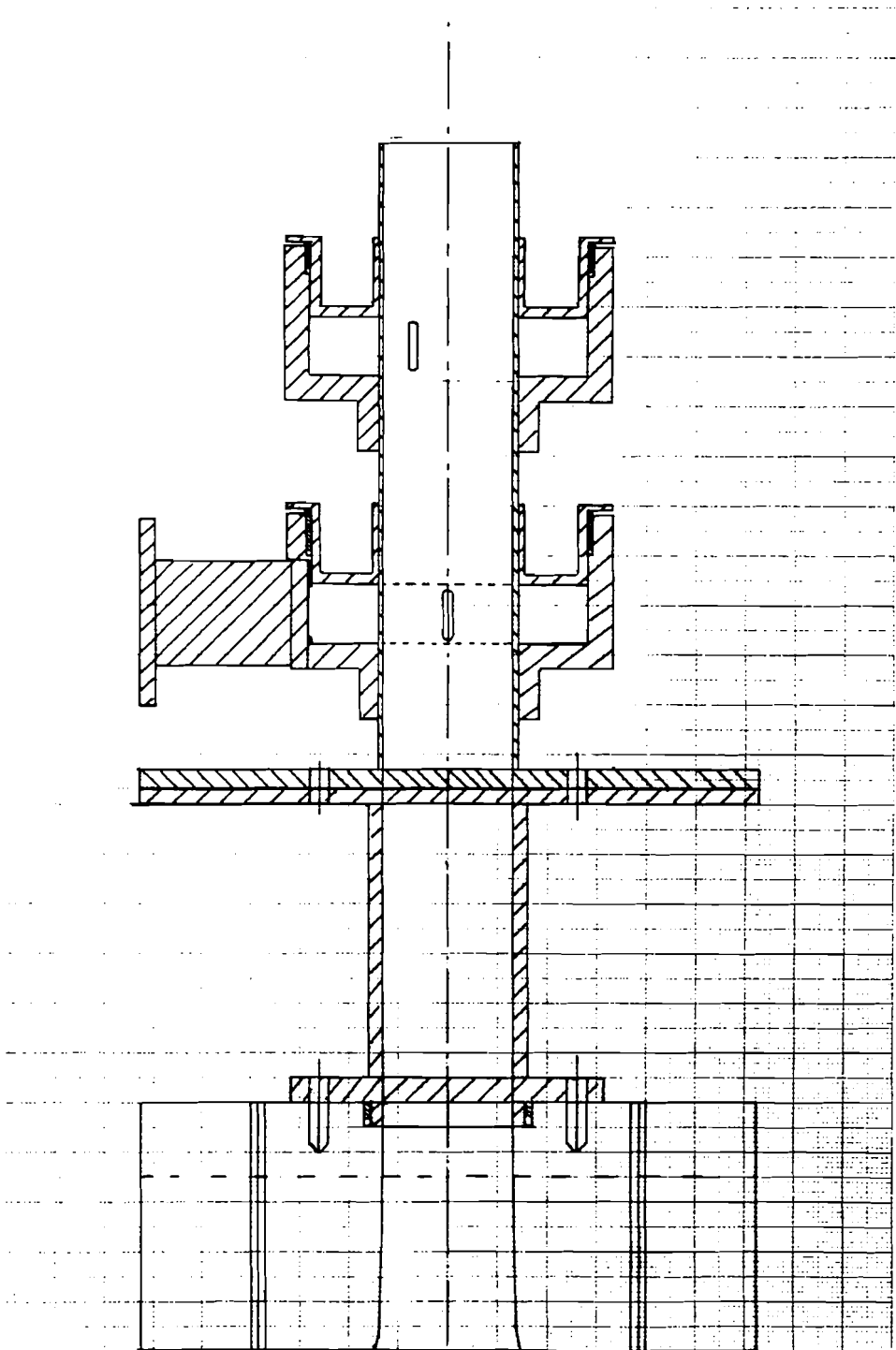


26 cm golfpyp voor 2 trilhoktes
(pus maken met 4)

21/jan/87
K. Liu

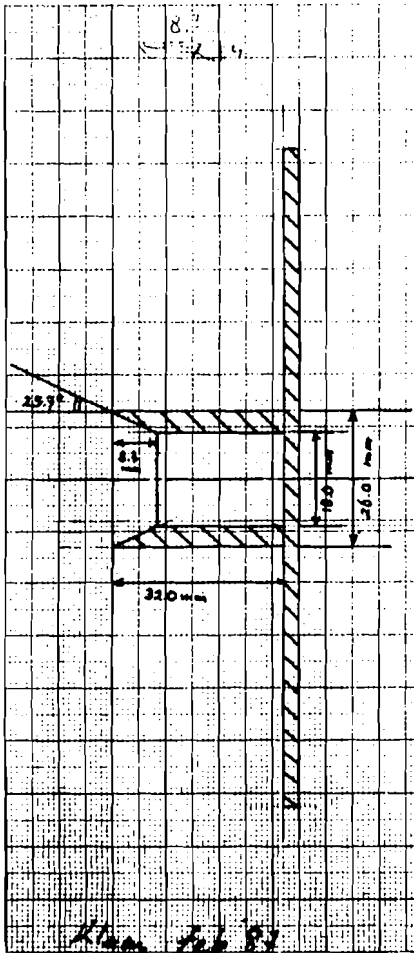


Klaar: feb '87



21 jan /87
K. Liu

Overgang 26 cm \rightarrow 18.0 mm
Golfpijp onder 25.7°
(pas maken met 3A en 3B)

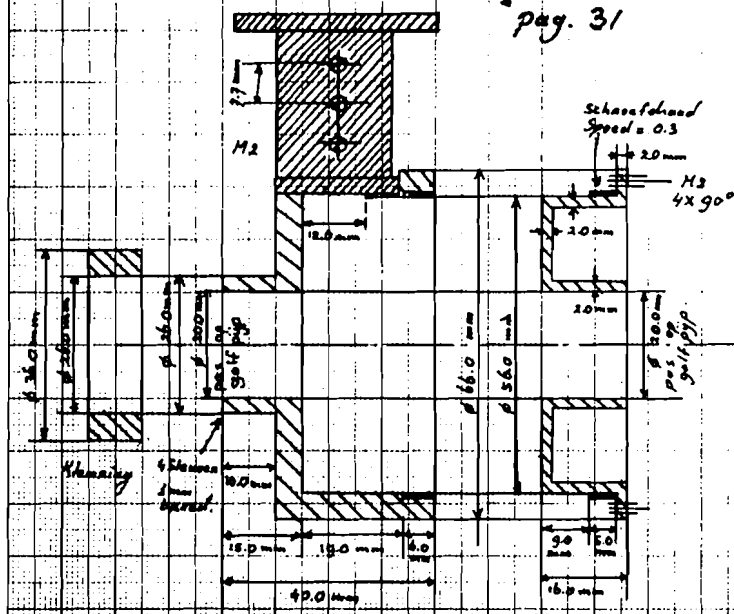


K. Liu Feb 87

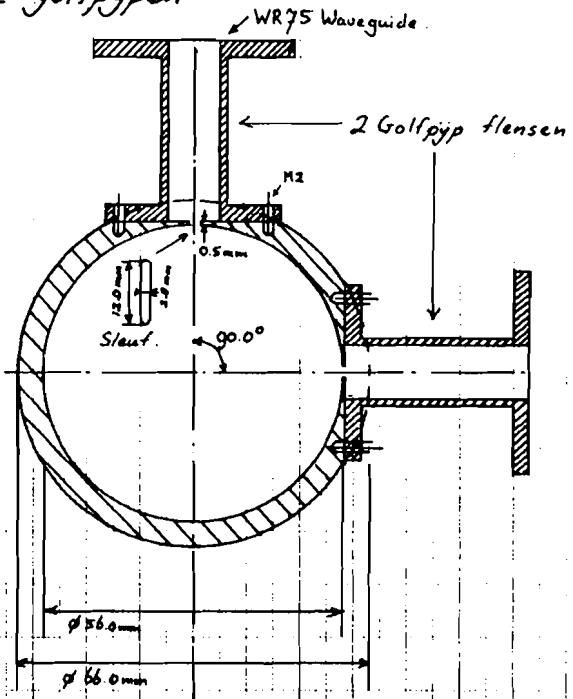
Tuikholte voor Co / Cross uitkoppeling 12.5 GHz.
(pas op 20.0 mm golfpijp) + 2 uitkoppel golfpijpen

K. Liu
16/03/87

pag. 31



Schroefdraad
Speed = 0.3
M2
4x 90°

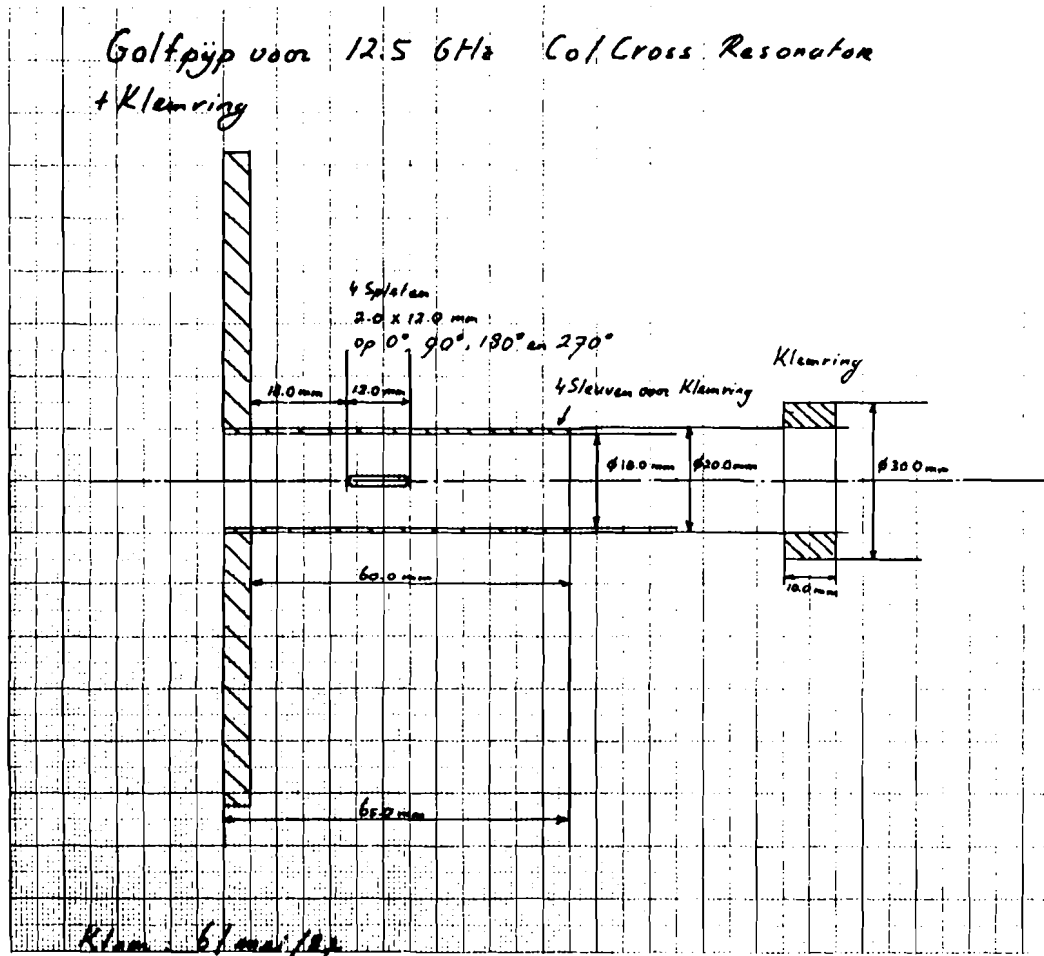


Instalatiegebied: 11.0 mm - 16.0 mm

K. Liu 6/03/87

Golfpijp voor 12.5 GHz Col/Cross Resonator
+ Klemring

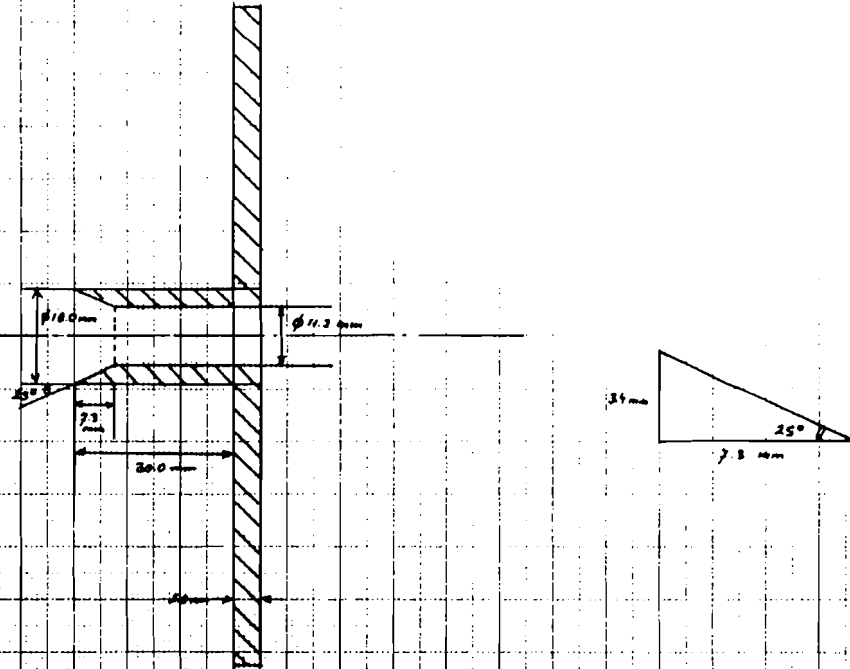
K. Liu
18/03/87



Klam. 67 mai 1987

25° Taper van $\phi 11.2$ mm naar $\phi 18.0$ mm Golfpijp
Pos in $\phi 18.0$ mm golfpijp (blz 31)

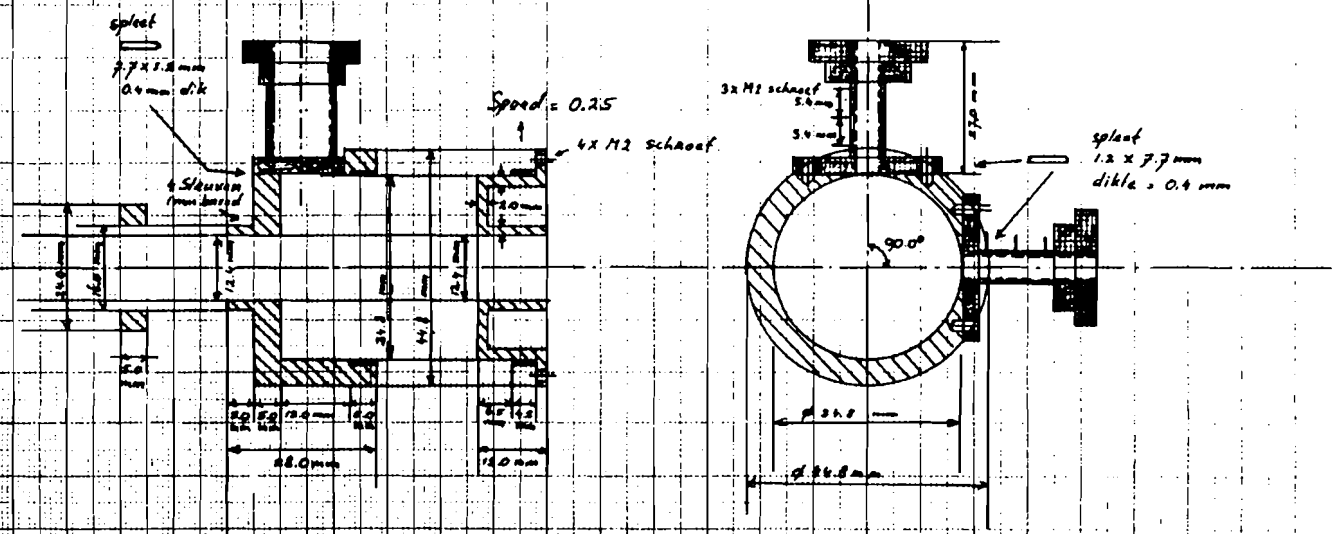
K. Liu
23-3-'87



Klaar: 6/ma/87

Tritolite voor Co / Cross uitkoppeling 20 GHz
(pas op 12.4 mm golfpijp) + 2 Golfpijp uitkoppelaars
pag. 34
Materiaal messing

K. Liu
17/03/87

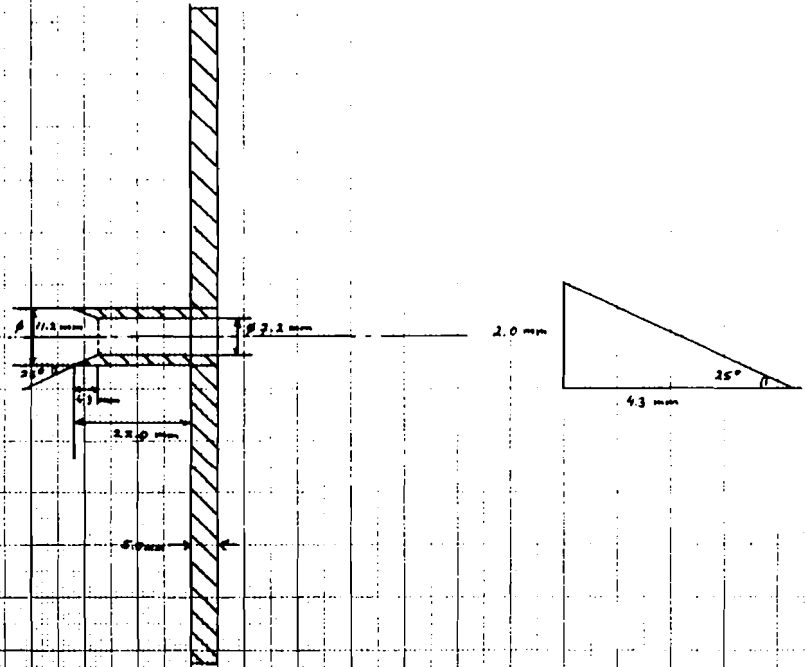


Instelmogelijkheid: ± 0.115 mm

Klaar: 6 mei '87

25° Taper van $\phi 7.2$ mm naar $\phi 11.2$ mm Golfpijp
Pas in $\phi 11.2$ mm golfpijp (b/z 34)

K. Liu
23/03/87

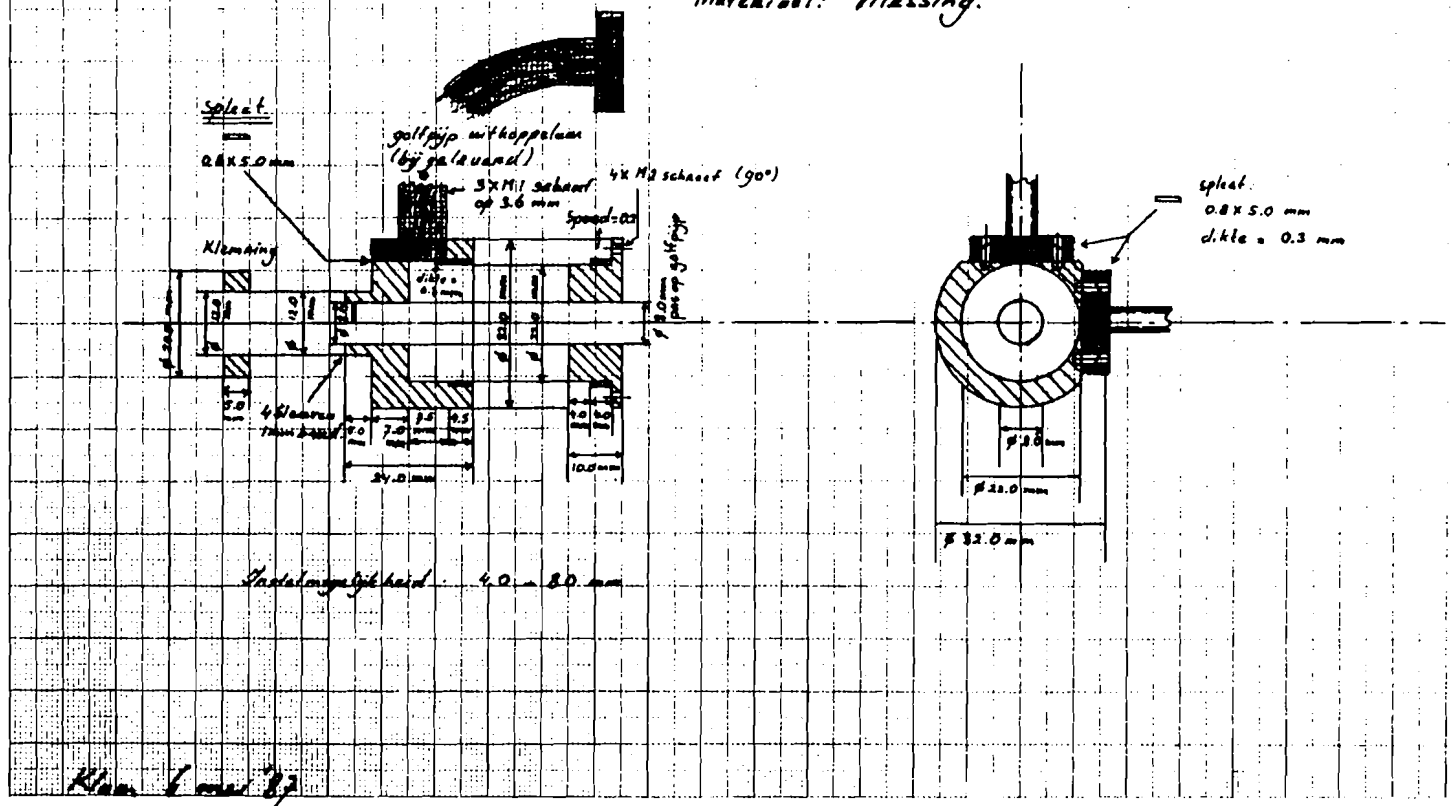


K. Liu 6 mei '87

Trilholte voor Co/Cross uitkoppeling 30 GHz.
(pas op 8.0 mm golfpijp). (pag. 37)

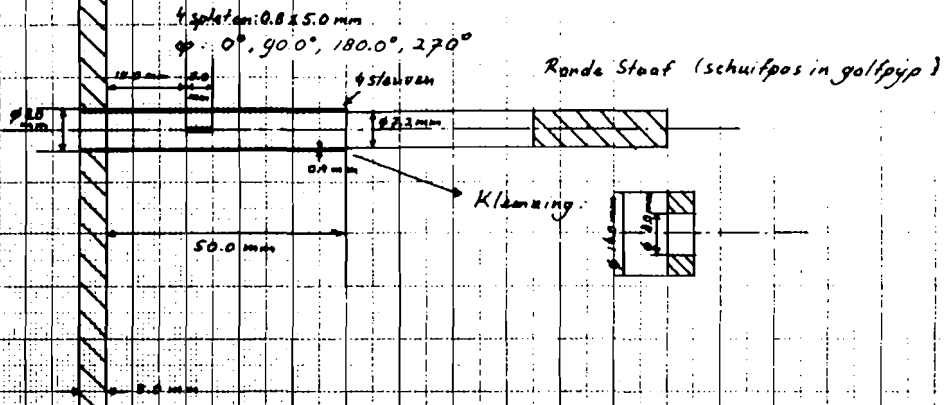
K. Liu
16/03/87

Material: Messing.



K. Liu
18/03/87

Golfpip voor 30 GHz Resonator
Klemring en Kortsluit zuiger



Alam 6 mei '87

Appendix K: Foto's van de belichter-meetopstelling

