

MASTER

Het ontwerpen van een contoured beam antenna

Herben, M.H.A.J.

Award date:
1978

[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.

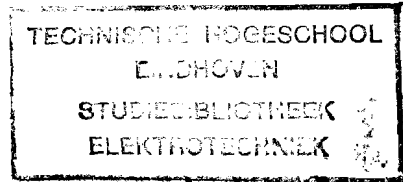
General rights

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

3016.1.40

Technische Hogeschool Eindhoven
Afdeling der elektrotechniek



Het ontwerp van een
contoured beam
antenna.

door
M.H.A.J. Herben

Verslag van het afstudeerwerk
verricht in de vakgroep E.C.
o.l.v. Ir J. van der Plaats,
van 13 september 1977 tot
31 augustus 1978.
Wetenschappelijk begeleider:
Dr. Ir. E.J. Meanders.

Samenvatting

In dit verslag wordt het ontwerp van een contoured beam reflector antenne beschreven (niet symmetrisch als offset). Het op aarde gelegen te beschrijven gebied wordt getransformeerd naar een sferisch coördinaten stelsel met de geostationaire satelliet als oorsprong. Het stralingsdiagram van een gedecoupeerde parabool antenne is bekeken. De voor het ontwerp belangrijke grootheden θ_{3dB} , BDF en $(FD)_{min}$ worden bepaald. De blokkering bij de symmetrische parabool antenne wordt bekeken. Verder wordt ingegaan op de bepaling van de belichter excitatie coëfficiënten. Met deze theorieën zijn contoured beam antennes ontworpen voor Groot Britannië-Ierland en de Benelux. Ten slotte wordt het voor de contoured beam antenne benodigde vermogen vergeleken met het vermogen dat men toe moet voeren aan een conventionele antenne om hetzelfde gebied te belichten. Berekeningen zijn uitgevoerd op een Burroughs B7700 computer.

Inhoudsopgave

0	Inleiding	0
1.0	Inleiding	1.1
1.1	De coördinaten transformatie van het aardse lengte breedte grad stelsel naar het sferische x, y, z satelliet stelsel	1.4
2.0	Inleiding	2.1
2.1	De berekening van de excitatie coëfficiënten van de belichters.	2.2
3.0	Inleiding	3.1
3.1	De geometrie van de symmetrische paraboloidale reflector.	3.2
3.2	De gedefocusseerde symmetrische parabool antenne.	3.5
3.3	De apertuur distributie functie $f(\theta)$	3.18
3.4	De 3dB bundelbreedte (θ_{3dB})	3.20
3.5	De beam deviation factor (B.D.F.)	3.23
3.6	Het verband tussen de minimale f/D verhouding, de diameter van de belichter en de apertuur distributie	3.27
3.7	De over-all efficiency, de apertuur illumination efficiency en de winst	3.33
3.8	De invloed van blokkering op de apertuur illumination efficiency en op de winst	3.37

3.9	De keuze van de fase van het gewenste totale veld $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ en de toegepaste normering	3.42
3.10	De berekende contourred beam antennne diagrammen.	3.44
3.11	Vergelijking van contourred beam antennne met conventionele antennne	3.55
4.0	Inleiding	4.1
4.1	De geometrie van de offset-feed paraboloidale reflector.	4.2
4.2	De gefocussende offset-feed paraboloidale reflector	4.7
4.3	De keuze van de parameter waarden D/λ , h , φ_0 en φ_a	4.16
4.4	De gede-focussende offset-feed paraboloidale reflector	4.25
4.5	De 30dB bundelbreedte (θ_{30dB})	4.72
4.6	De beam deviation factor (BDF)	4.76
4.7	Het verband tussen de maximale subten-ded angle φ_{max} en de diameter van de belichters.	4.79
4.8	De keuze van de fase van het gewenste totale veld $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ en de toegepaste normering.	4.81
4.9	De spillover $1-\alpha$	4.82
4.10	Het berekende contourred beam antennne diagram	4.83

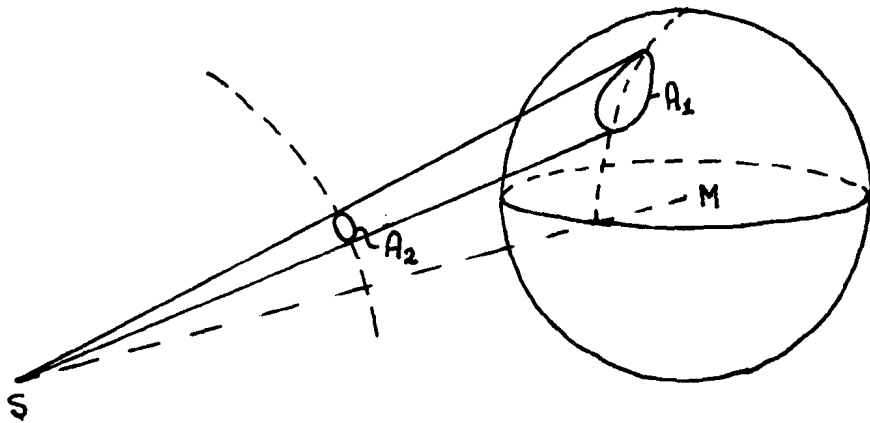
4.11	Vergelijking van contoured beam antenne met conventionele antenne	4.86
5	Conclusie	5.1
6	Literatuurlijst	6.1
	Appendix A1 - A14.	

c Inleiding

In de toekomst zullen satellieten uitgerust worden met contoured beam antennas. Dit zijn antennas met bundels die een scherpe contoured footprint op aarde geven. Met zo'n antenne is het mogelijk om een zo groot mogelijk gedeelte van het uitgeronden vermogen zo egaal mogelijk over een gegeven gebied uit te smoren. Dion e.a. (lit [1]) ontwerpen een variable coverage satellite antenna die bestond uit een lens en een feed cluster. Duncan e.a. (lit [2]) stellen voor om, gebruik makend van een reflector antenne, een gegeven gebied te belichten met een samengestelde bundel. Deze bundel is opgebouwd uit spotbeams. De -3dB contour van iedere spotbeam raakt in het verre veld aan de -3dB contouren van zijn aangrenzende spotbeams. Van dit laatste idee is bij het in dit verslag beschreven ontwerp gebruik gemaakt. De excitatie coëfficiënten van de belichters zijn verbeterd en er wordt gekken naar veel kleinere contouren. Bovendien is er rekening gehouden met praktische omstandigheden met betrekking tot het lanceer toestel. Dit betekent dat de maximale reflector diameter bij gebruik van de Ariane raket 2.5 meter is. Als men gebruik maakt van Space Shuttle is dat 4.5 meter. Een veel gebruikte draagfrequentie is 20 GHz.

1.0. Inleiding

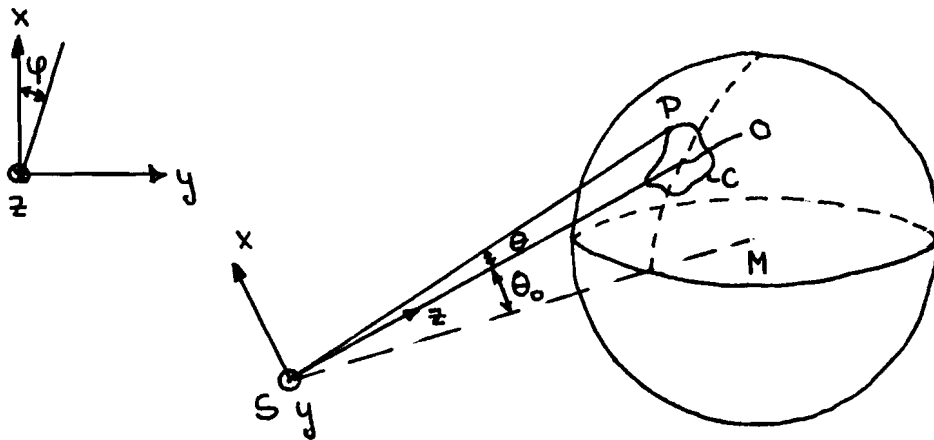
Een parabool antenne, met een cirkelvormige apertuur, met slechts één belichter zal, als het stralingsdiagram van de belichter rotatie symmetrisch is, een rotatie symmetrische hoofdbundel hebben. Indien we deze hoofdbundel vervangen door een kegel, met de geostationaire satelliet als top en we richten deze kegel naar de aarde dan zal de doorsnijding A_1 van de aarde en de kegel over het algemeen niet cirkelvormig zijn. (Zie figuur 1.1)



figuur 1.1: cirkelvormige doorsnijding A_2 met bol rond satelliet S; met cirkelvormige doorsnijding A_1 met de aarde met middelpunt M.

Anderzijds is de doorsnijding A_2 van deze kegel, met een bol die de top van de kegel als middelpunt heeft wel cirkelvormig. willen we het op aarde gelegen te

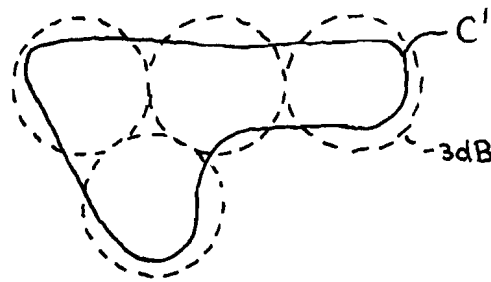
beschrijven gebied kunnen beleggen, met cirkelvormige bundels dan, zullen we een coördinaten transformatie moeten uitvoeren die bij een punt P op aarde, met bekende lengte en breedtegraad de coördinaten θ, φ bepaalt van het sferisch coördinaten stelsel van de satelliet (zie figuur 1.2).



figuur 1.2: De coördinaten θ, φ van het sferische coördinaten stelsel van de satelliet

Aangenomen wordt dat de satelliet antenne as gericht staat op een punt C op aarde. Deze richting maakt een hoek θ_0 met het equatoriale vlak. Het punt C is het "middenpunt" van het te beschrijven gebied, met contour C .
Op deze manier kunnen we een contour op aarde afbeelden op een bol, met straal \pm rond de satelliet. Deze getransformeerde contour kunnen we, nu opvullen, met cirkelvormige spotbeams die, met hun -3dB

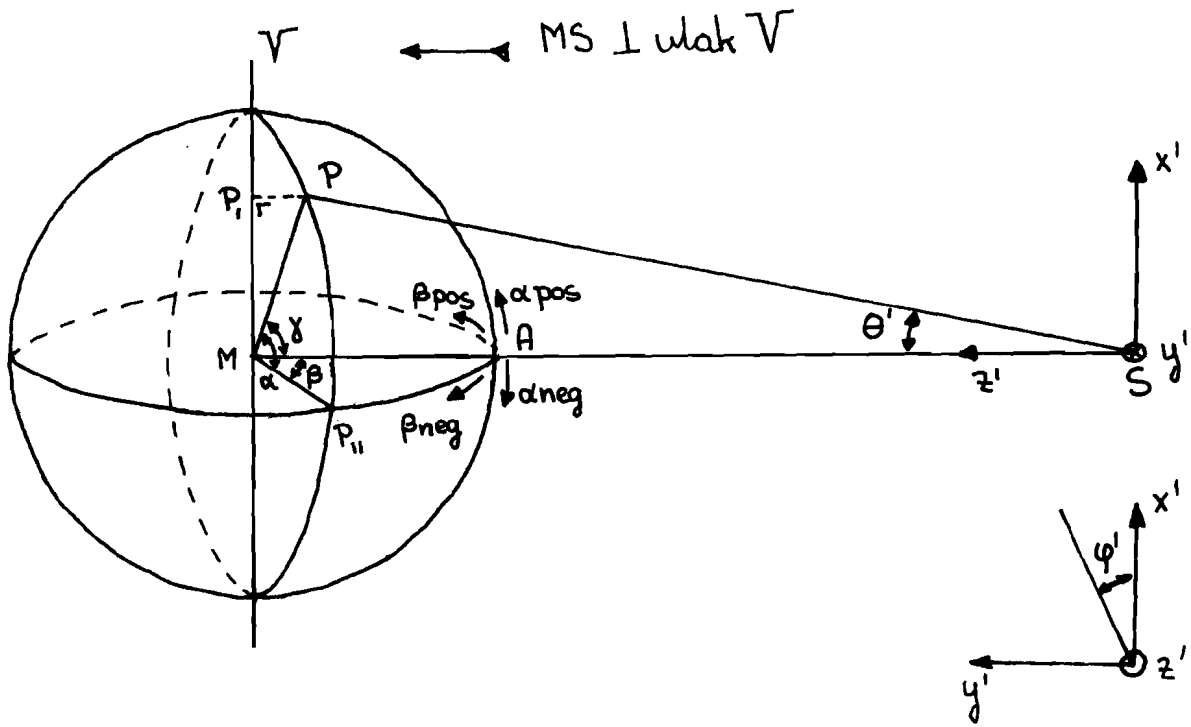
contouren aan elkaar raken (zie figuur 1.3)



figuur 1.3. — De getransformeerde contour C'
--- de -3dB contour van een spotbeam.

In de hier na volgende paragraaf zal verder worden ingegaan op de coördinaten transformatie van het cartesische lengte breedte graad stelsel naar het sferische θ, φ stelsel.

1.1 De coördinaten transformatie van het aardse lengte breedte graad stelsel naar het sferische $1, \theta, \varphi$ satelliet stelsel.



figuur 1.4: Het aardse lengte (β) breedte (α) graad stelsel en het sferische $1, \theta', \varphi'$ satelliet stelsel.

In figuur 1.4 is het aardse lengte (β), breedte (α) graad stelsel, met middelpunt M getekend. Ook in deze figuur is een $1, \theta', \varphi'$ satelliet stelsel getekend. Stel de satelliet staat in een geostationaire baan boven een punt A op de evenaar. Het punt A wordt nu het referentie punt voor de door ons gebruikte lengte graad β . Met andere woorden in punt A stellen

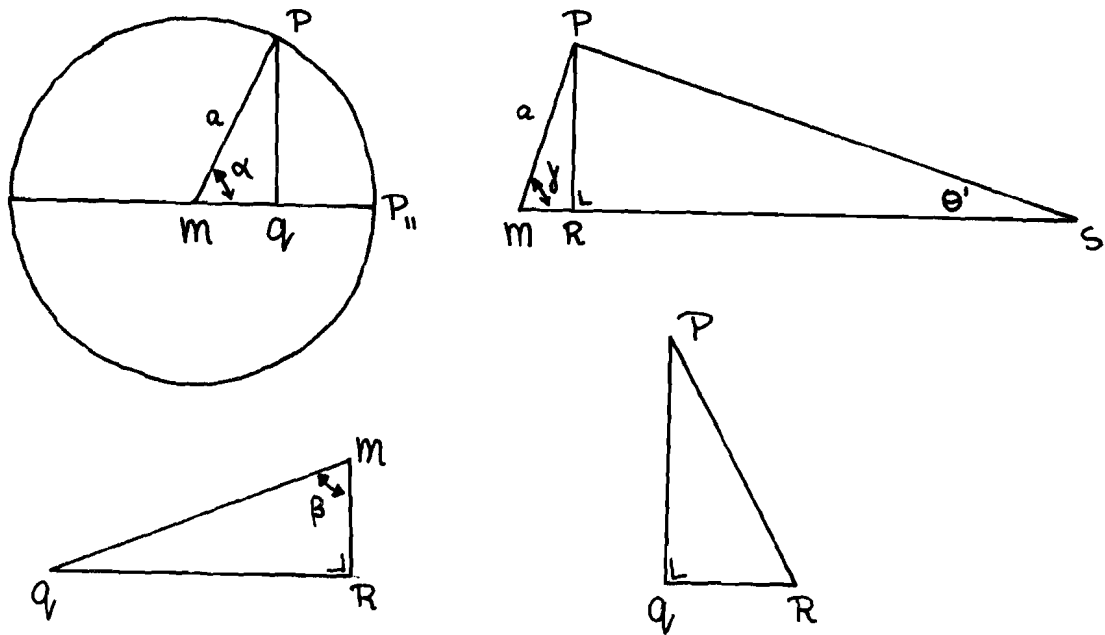
we $\beta = 0$. De breedte graad α is de gewone geografische breedte graad. Voor het teken van α en β zie figuur 1.4. We moeten nu eerst nagaan wat de θ' , φ' coördinaten zijn van een op aarde gelegen punt P, met lengte graad β en breedte graad α .

Bij de berekeningen zullen we de volgende symbolen hanteren

- a: de straal van de aarde
- r': de afstand van het middelpunt van de aarde M tot de oorsprong van het satelliet stelsel S

$$R = \frac{r'}{a}$$

Wij zullen eerst een uitdrukking afleiden voor de hoek γ . (Zie figuur 1.4). Met behulp van de sinusregel op ΔMSP kunnen we dan uit de hoek γ de hoek θ' bepalen.



figuur 1.5: De voor de berekening van γ gebruikte meetkundige figuren.

De hoek γ kan men als volgt uit de hoeken α en β berekenen. (zie figuur 1.5)

Pythagoras op ΔPQR

$$\begin{aligned} QR^2 &= PR^2 - PQ^2 \\ &= a^2 \sin^2 \gamma - a^2 \sin^2 \alpha \end{aligned}$$

De cosinusregel op ΔMQR

$$\begin{aligned} QR^2 &= MQ^2 + MR^2 - 2MQ \cdot MR \cdot \cos \beta \\ &= a^2 \cos^2 \alpha + a^2 \cos^2 \gamma - 2a^2 \cos \gamma \cos \beta \cos \alpha \end{aligned}$$

Inde twee uitdrukkingen voor QR^2 kan, nu het verband tussen γ en α, β berekend worden

$$a^2 \sin^2 \gamma - a^2 \sin^2 \alpha = a^2 \cos^2 \alpha + a^2 \cos^2 \gamma - 2a^2 \cos \gamma \cos \beta \cos \alpha$$

uitgewerkt levert dit

$$\cos \gamma = \cos \alpha \cdot \cos \beta \quad (1-1)$$

De cosinusregel op ΔMSP

$$\begin{aligned} PS^2 &= MP^2 + MS^2 - 2MP \cdot MS \cdot \cos \gamma \\ &= a^2 + a'^2 - 2aa' \cos \gamma \\ &= a^2 (1 + R^2 - 2R \cos \gamma) \end{aligned}$$

$$d.w.z. \\ PS = a \sqrt{R^2 - 2R \cos \gamma + 1}$$

De sinusregel op $\triangle MSP$

$$\frac{\sin \theta'}{MP} = \frac{\sin \gamma}{PS}$$

Dit levert samen met de voor PS gevonden uitdrukking de hierna volgende formule voor θ'

$$\sin \theta' = \left\{ \frac{\sin \gamma}{\sqrt{R^2 - 2R \cos \gamma + 1}} \right\}$$

samen met (1-1)

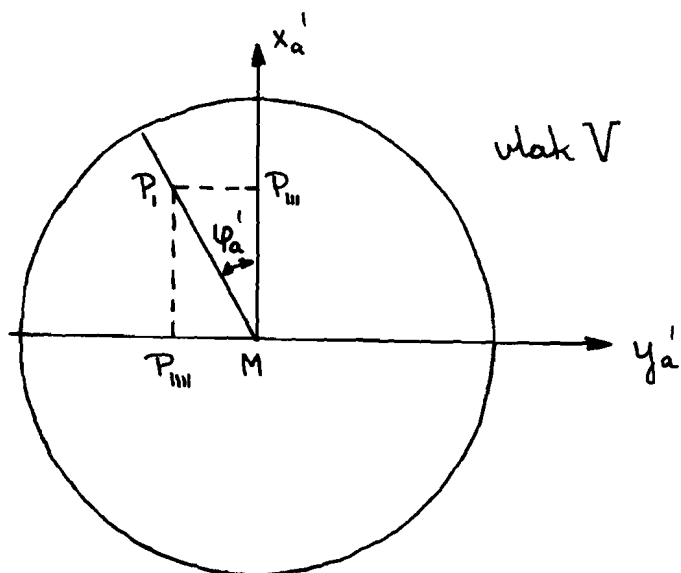
$$\sin \theta' = \frac{\sqrt{1 - \cos^2 \alpha \cos^2 \beta}}{\sqrt{R^2 - 2R \cos \alpha \cos \beta + 1}} \quad (1-2)$$

Voor de berekening van de hoek θ' introduceren we een nieuw coördinaten stelsel x'_a, y'_a . Dit coördinaten stelsel heeft M als oorsprong. De x'_a -as is evenwijdig met de x'' -as en de y'_a -as is evenwijdig met de y'' -as. (zie figuur 1.6)

$M P_1$ is de projectie van MP op vlak V.

$P_1 P_{1, \text{min}}$ is de projectie van $P Q_1$ op vlak V en $P Q_1$ is evenwijdig aan vlak V d.w.z.

$$P_1 P_{1, \text{min}} = P Q_1 = a \sin \alpha$$



figuur 1 b: Het zien de berekening van φ' gebruikte coördinatenstelsel x'_a, y'_a .

MP_{111} is de projectie van QR op vlak V en QR is evenwijdig aan vlak V d.w.z

$$MP_{111} = QR = a \cos \alpha \sin \beta$$

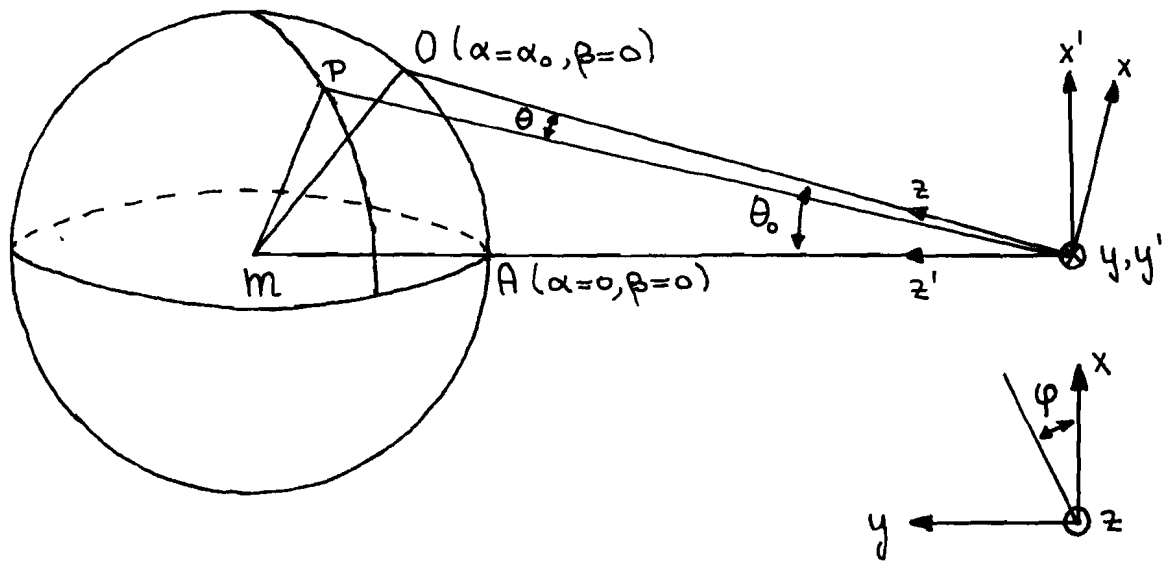
Hieruit volgt dat $\text{tg } \varphi'_a = \frac{MP_{111}}{MP_{111}} = \frac{\sin \beta}{\tan \alpha}$

We weten dat het x, y vlak evenwijdig is met het x'_a, y'_a vlak. Verder staat MS zowel loodrecht op het x, y vlak als op het x'_a, y'_a vlak. Voorts geldt dat $x'_a \parallel x$ en $y'_a \parallel y$. De hoek φ'_a die een vlak door MS met de x'_a -as maakt is dus gelijk aan de hoek φ' die dit vlak met de x -as maakt. Er geldt dus

$$\text{tg } \varphi' = \text{tg } \varphi'_a = \frac{\sin \beta}{\tan \alpha} \quad (1-3)$$

Stel, nu dat de satelliet as gericht staat op een punt O ($\alpha = \alpha_0; \beta = 0$). op aarde.

we kunnen nu een nieuw satelliet coördinaten stelsel x, y, z definiëren. (zie figuur 1.7).



figuur 1.7 Het nieuwe satelliet coördinaten stelsel x, y, z

voor de nieuwe x, y, z coördinaten uitgedrukt in de oude x', y', z' coördinaten vinden we dan

$$x = x' \cos \theta_0 - z' \sin \theta_0$$

$$z = z' \cos \theta_0 + x' \sin \theta_0$$

$$y = y'$$

met

$$x' = \sin \theta' \cos \varphi'$$

$$y' = \sin \theta' \sin \varphi'$$

$$z' = \cos \theta'$$

wordt dat

$$\begin{aligned}x &= \sin \theta \cos \varphi = \sin \theta' \cos \varphi' \cos \theta_0 - \cos \theta' \sin \theta_0 \\y &= \sin \theta \sin \varphi = \sin \theta' \sin \varphi' \\z &= \cos \theta = \cos \theta' \cos \theta_0 + \sin \theta' \cos \varphi' \sin \theta_0\end{aligned}\quad (1.4)$$

De hoek θ_0 die de richting van de satelliet as met het equatoriale vlak maakt wordt gegeven door (formule 1.2)

$$\sin \theta_0 = \frac{\sin \alpha_0}{\sqrt{R^2 - 2Rr \cos \alpha_0 + r^2}} \quad (1.5)$$

Omdat de grootte van de elektrische veldsterkte in het punt P op aarde omgekeerd evenredig is met de afstand satelliet-aarde kunnen we SP moeten berekenen als functie van θ en φ

De cosinus regel op $\triangle MSP$

$$\begin{aligned}MP^2 &= SP^2 + MS^2 - 2 SP \cdot MS \cdot \cos \theta' \\a^2 &= SP^2 + a'^2 - 2 a' \cdot SP \cos \theta'\end{aligned}$$

$$\text{dus } SP = a' \cos \theta' \pm \sqrt{a^2 - a'^2 \sin^2 \theta'}$$

Wij moeten het minteken kiezen, dus

$$SP = a' \cos \theta' - \sqrt{a^2 - a'^2 (1 - \cos^2 \theta')} \quad (1.6)$$

We hebben nu SP als functie van $\cos \epsilon'$. Rest ons nog de berekening van $\cos \epsilon'$ als functie van θ en φ . Hiervoor kunnen we gebruik maken van formule (1-4) die vinden dan

$$\sin \epsilon' \cos \varphi' = \frac{\cos \epsilon' \sin \theta_0}{\cos \theta_0} + \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta_0}$$

$$\sin \epsilon' \cos \varphi' = \frac{\cos \theta}{\sin \theta_0} - \frac{\cos \epsilon' \cos \theta_0}{\sin \theta_0}$$

hieruit volgt

$$\cos \epsilon' [\tan \theta_0 + \cot \theta_0] = \frac{\cos \theta}{\sin \theta_0} - \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta_0}$$

$$\cos \epsilon' = \left[\frac{\cos \theta}{\sin \theta_0} - \frac{\sin \theta \cos \varphi}{\cos \theta_0} \right] / [\tan \theta_0 + \cot \theta_0] \quad (1-7)$$

De in dit hoofdstuk beschreven coördinaten transformatie is uitgevoerd voor de contour van de Benelux en die van Groot Brittannië en Ierland. Daar dit meer kleine contouren zijn geldt voor de gehele contour $z = \cos \theta \approx 1$, en kunnen we dus in een plat vlak worden uitgetrokken. ($\theta < 1.3 \cdot 10^{-2}$ rad; $\cos 1.3 \cdot 10^{-2} = 0.99992$). Voor de getransformeerde contour van de Benelux zie figuur 1.8

De geostationaire satelliet as staat gericht op een punt O met geografische lengte graad 5° OL.

De richtingshoek $\theta_0 = 7.44$.

Voor de getransformeerde contour van Groot Brittannië en Ierland zie figuur 1.9.

De geostationaire satelliet as staat nu gericht op

een punt O met geografische lengte graad 4.25° WL.
De richtingshoek $\theta_c = 7.65^\circ$.

Bij de berekeningen is uitgegaan van

$$a = 6378 \text{ km}$$

$$a' = 42162 \text{ km}$$

$$R = \frac{a'}{a} = 6.61$$

hier voor het bij de berekening gebruikte computer programma appendix A1.

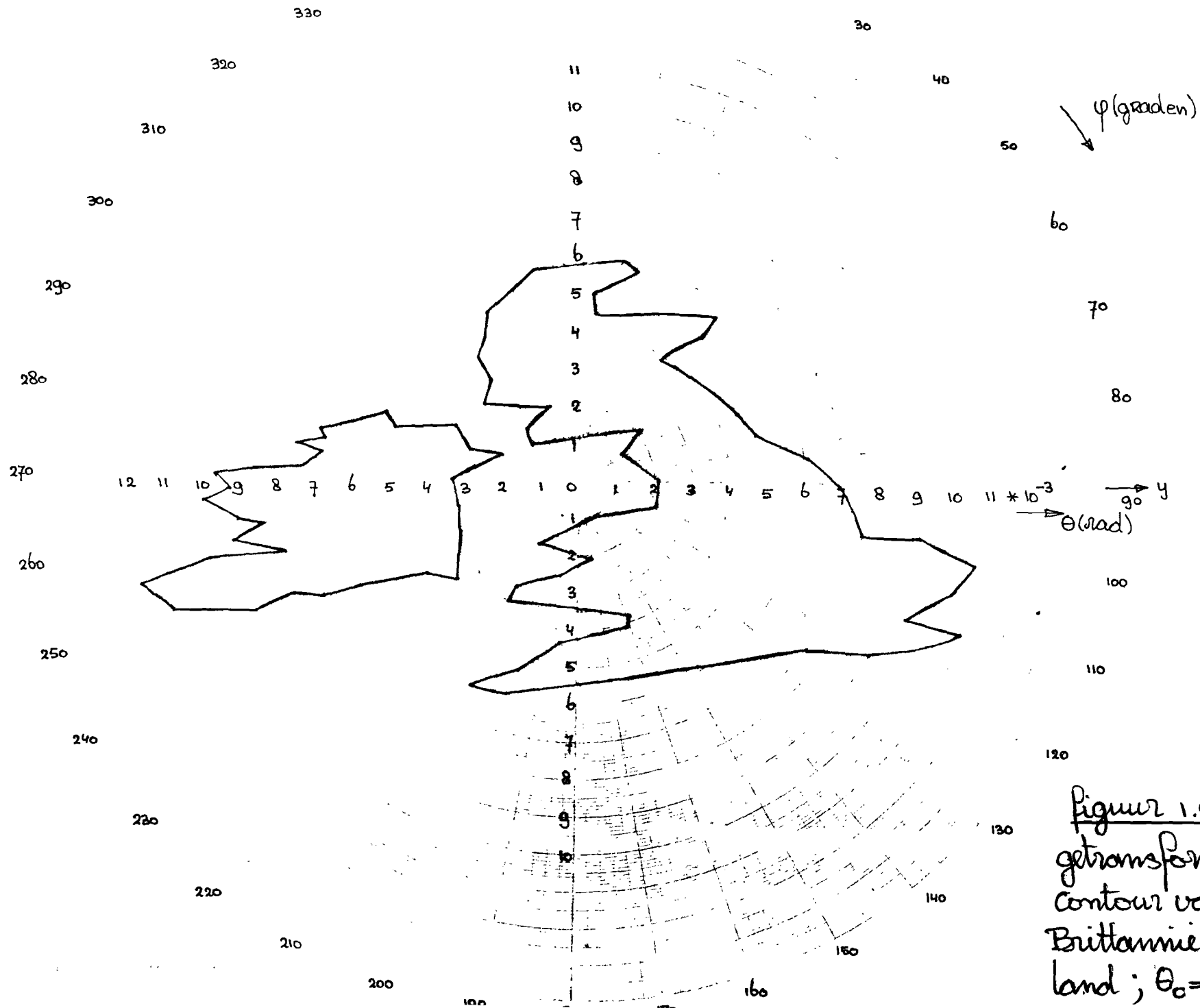


φ (graden)

$5 \times 10^{-3} \rightarrow \theta$ (rad) $\rightarrow y$
90

-1.13-

figuur 1.8:
getransformeerd
contour van de
Benelux.
 $\theta_0 = 7.44^\circ$



Figuur 1.9:
 getransformeerde
 contour van Groot
 Britannië en Ier-
 land; $\theta_0 = 7.65^\circ$

-1.14-

2.0. Inleiding

Wij gaan, nu een naar θ, φ coördinaten getransformeerd gebied belichten met een antenne met meerdere belichters. We nemen weer aan dat de apertuur van de antenne cirkelvormig is en dat de belichters een rotatiesymmetrisch stralingsdiagram hebben. De belichters zijn zodanig gesitueerd dat hun individuele spotbeams in het verre veld, met de -3dB contouren aan elkaar raken. Als we de excitatie coëfficiënten van de belichters gelijk nemen dan zal de vermogensverdeling over het te belichten gebied over het algemeen, niet voldoen aan de gewenste vermogensverdeling. Dit wordt veroorzaakt door interferentie tussen de individuele spotbeams. We kunnen nu de excitatie coëfficiënten zodanig veranderen dat de ontstane vermogensverdeling zo goed mogelijk de gewenste vermogensverdeling benadert. De punten waarin we een gewenst vermogen definiëren, noemen we de optimalisatiepunten. In de volgende paragraaf zal een methode beschreven worden waarmee de complexe excitatie coëfficiënten van de belichters bepaald kunnen worden, zodat het vermogen in de optimalisatiepunten zo goed mogelijk overeenkomt met het gewenste vermogen in deze punten.

2.1. De berekening van de excitatiecoëfficiënten van de belichters

Stel het aantal belichters van de antoored beam antenne n .

Neem het aantal optimalisatie punten m .

We definiëren $E_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ als volgt

$$E_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m) = ER_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m) + jEI_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \quad (2-1)$$

met

$E_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het veld in het punt $SP_m, \theta_m, \varphi_m$ ten gevolge van belichter n

$ER_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het reële gedeelte van $E_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$

$EI_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het imaginaire gedeelte van $E_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$

verder definiëren we

$$E(SP_m, \theta_m, \varphi_m) = ER(SP_m, \theta_m, \varphi_m) + jEI(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \quad (2-2)$$

met

$E(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het totale veld in het punt $SP_m, \theta_m, \varphi_m$

$ER(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het reële gedeelte van $E(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$

$EI(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$: het imaginaire gedeelte van $E(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$

en

$$COEF_n = COEFR_n + jCOEFI_n \quad (2.3)$$

met

COEF_n: de excitatie coëfficiënt van de n de belichter
 COEFR_n: het reële gedeelte van COEF_n
 COEFI_n: het imaginaire gedeelte van COEF_n

Wij definiëren nu een matrix Re E en een matrix Im E als volgt

$$\text{Re } E = \begin{bmatrix} ER_1(SP_1, \theta_1, \varphi_1) & \dots & ER_n(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots & & \vdots \\ ER_1(SP_m, \theta_m, \varphi_m) & \dots & ER_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \end{bmatrix} \quad (2-4)$$

$$\text{Im } E = \begin{bmatrix} EI_1(SP_1, \theta_1, \varphi_1) & \dots & EI_n(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots & & \vdots \\ EI_1(SP_m, \theta_m, \varphi_m) & \dots & EI_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \end{bmatrix} \quad (2-5)$$

Volgens de complexe rekenwijze geldt nu

$$\begin{bmatrix} \text{Re } E \\ \text{Im } E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\text{Im } E \\ \text{Re } E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{COEFR}_1 \\ \vdots \\ \text{COEFR}_n \\ \text{COEFI}_1 \\ \vdots \\ \text{COEFI}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ER(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ ER(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \\ EI(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ EI(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Definieer nu

$$E(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) = \text{EOR}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) + j \text{EOI}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) \quad (2.7)$$

met

$E(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m)$: het gewenste totale veld in het punt

$\text{EOR}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m)$: het reële gedeelte van $E(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m)$

$\text{EOI}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m)$: het imaginaire gedeelte van $E(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m)$

We moeten nu de oplossing bepalen van

$$\begin{bmatrix} \text{Re } E \\ \text{Im } E \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\text{Im } E \\ \text{Re } E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{COEFR}_1 \\ \vdots \\ \text{COEFR}_n \\ \text{COEFI}_1 \\ \vdots \\ \text{COEFI}_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \text{EOR}(\text{SP}_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ \text{EOR}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) \\ \text{EOI}(\text{SP}_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ \text{EOI}(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) \end{bmatrix} = \vec{0} \quad (2.8)$$

Definieer nu

$$E_n'(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) = E_n(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) e^{+jk \cdot \text{SP}_m}$$

en

$$EO_n'(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) = EO_n(\text{SP}_m, \theta_m, \varphi_m) e^{+jk \cdot \text{SP}_m}$$

Vergelijking 2-8 gaat dan over in

$$\begin{bmatrix} \text{Re } E' \\ \text{Im } E' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\text{Im } E' \\ \text{Re } E' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{COEFR}_1 \\ \vdots \\ \text{COEPR}_n \\ \text{COEFI}_1 \\ \vdots \\ \text{COEFI}_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \text{EOR}(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ \text{EOR}(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \\ \text{EOI}(SP_1, \theta_1, \varphi_1) \\ \vdots \\ \text{EOI}(SP_m, \theta_m, \varphi_m) \end{bmatrix} = \bar{c} \quad (2-9)$$

Als het aantal optimalisatie punten m gelijk is aan het aantal belichters n is de oplossing van dit stelsel exact bepaald.

Over het algemeen zal het aantal optimalisatie punten m groter zijn dan het aantal belichters n . We hebben dan meer vergelijkingen, dan onbekenden. Voor de oplossing in de zin van de kleinste kwadraten kunnen we gebruik maken van de R.C. procedure least squares simple (lit [3]).

De hier bedoelde procedure bepaalt van het stelsel

$$A \underline{x} = \underline{b}$$

waarin A een $m' \times n'$ matrix is, \underline{b} een bekende m' -vector en \underline{x} een onbekende n' -vector, de oplossing in de zin van de kleinste kwadraten. Dit wil zeggen: \underline{x} wordt zodanig bepaald dat

$$\| \underline{b} - A \underline{x} \|^2 = \sum_{i=1}^{m'} \left(b_i - \sum_{j=1}^{n'} A_{ij} x_j \right)^2 \quad (2-10)$$

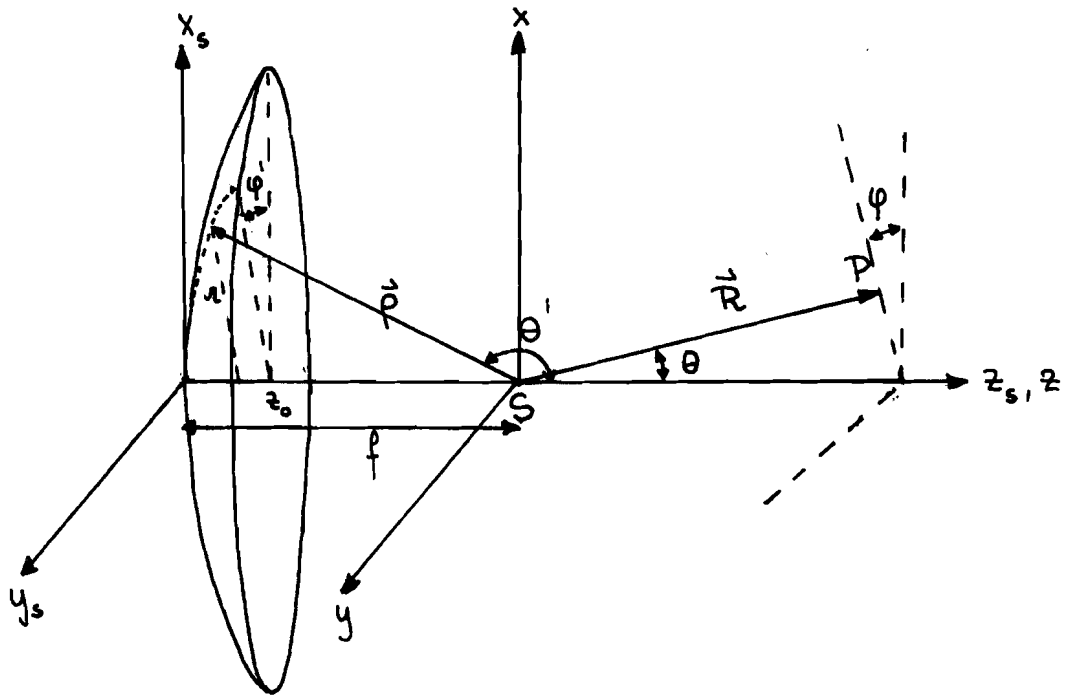
minimaal is

In lit[1.] staat een power divider beschreven waarmee het totale vermogen verdeeld kan worden over de afzonderlijke belichters.

3.0 Inleiding

Om een samengestelde bundel te berekenen, zullen we eerst moeten onderzoeken hoe een elementaire bundel eruit ziet. Met behulp van de door Ruze (lit [4]) opgestelde scalaire theorie zal nagegaan worden hoe het stralingsdiagram van een gefocusseerde symmetrische parabool antenne er komt uit te zien. Na berekening van o.a. de B.D.F. en de bundelbreedte Θ_{3dB} zal met deze theorie een contour van een antenne voor Groot Britannië - Ierland en voor de Benelux ontworpen worden.

3.1. De geometrie van de symmetrische paraboloidale reflector.



figuur 3.1: De geometrie van de symmetrische paraboloidale reflector

De vorm van een reflector die een van een puntbron uitgaande sferische golf omzet in een vlak golf front blijkt een omwentelings paraboloid te zijn met de bron in het brandpunt (lit [5]). Om dergelijke systemen te beschrijven is het handig om enkele verschillende coördinaten stelsels tegelijk te gebruiken. Deze zijn gedefinieerd in figuur 3.1. Er zal een rechthoekig coördinaten stelsel x, y, z gebruikt worden met als oorsprong de top van de paraboloid en als z_s -as

de oriënteringsas van de paraboloid. In dit coördinatenstelsel is de vergelijking van het reflector oppervlak

$$x_s^2 + y_s^2 = 4fz_s$$

met f de brandpuntsafstand. We kunnen ook een cilindercoördinatenstelsel ρ, φ', z_s gebruiken met ρ en φ' de polaire coördinaten in de vlakken $z_s = \text{constant}$. In dit coördinatenstelsel is de vergelijking van het reflector oppervlak

$$\rho^2 = 4fz_s$$

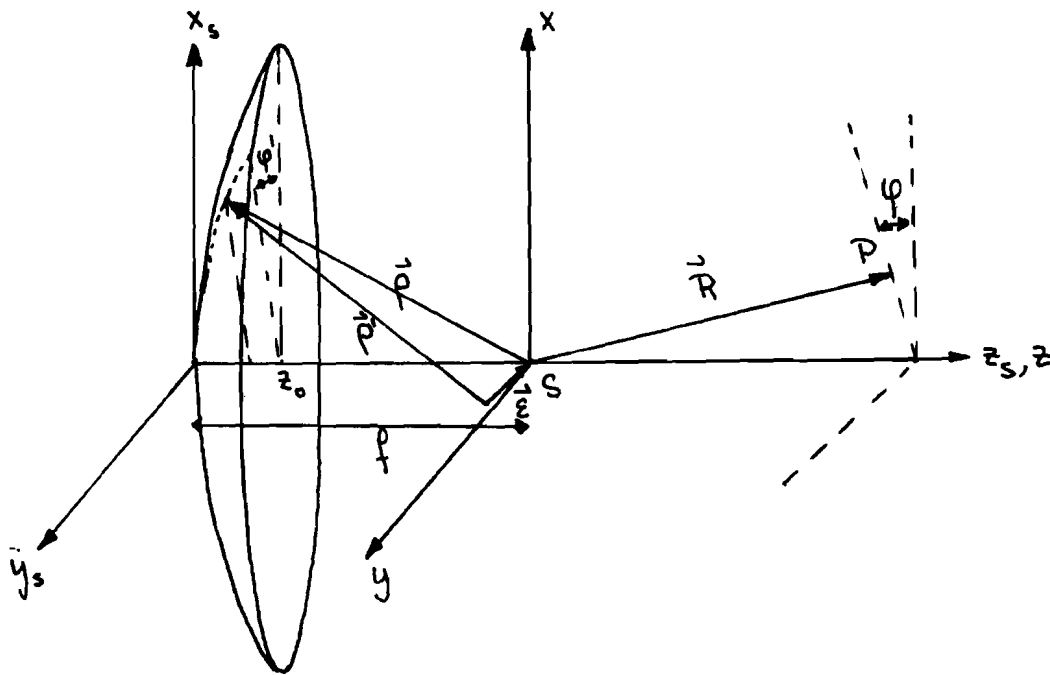
Verder wordt er een sferisch coördinatenstelsel $\rho, \epsilon', \varphi'$ gebruikt met de oorsprong in het brandpunt en de polaire as in de positieve z_s richting. De azimutale hoek φ' is dezelfde als die in het cilindercoördinatenstelsel. De vergelijking van het oppervlak in deze sferische coördinaten is

$$\rho = 2f / (1 - \cos \epsilon')$$

Om het uiteindelijke stralingsdiagram van de antenne te beschrijven gebruiken we een sferisch coördinatenstelsel met de polaire as in de positieve z_s richting en de oorsprong in het brandpunt. De coördinaten zijn R, θ, φ met θ de polaire hoek en φ de azimutale

hoek. Dit coördinaten stelsel komt overeen met het in hoofdstuk 1 gebruikte R, θ, φ stelsel. De bijbehorende rechtehoekige coördinaten zijn x, y, z . Het eigenlijke reflector oppervlak is dat deel van de omwentelingsparaboloïde dat links ligt van het apertuur vlak $z_s = z_0$. De diameter van de apertuur is D .

3.2. De gedefocuseerde symmetrische parabool antenne



figuur 3.2: geometrie van de gedefocuseerde symmetrische parabool antenne.

Het veld $E(R, \theta, \varphi)$ van een symmetrische parabool antenne, met belichter in het brandpunt wordt gegeven door (lit [5])

$$E(R, \theta, \varphi) = \frac{j e^{-jkR}}{\lambda R} g(\theta, \varphi)$$

$$\text{met } g(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} f(\theta, \varphi') e^{-jk(\rho - \vec{\rho} \cdot \vec{a}_R)} \rho d\rho d\varphi' \quad (3-1)$$

en $R = SP$.

hierin is $f(\theta, \varphi')$ de apertuur distributie functie.
 Als we nu de belichter uit het brandpunt zetten,
 maar er tegelijk voor zorgen dat hij naar de top
 van de parabool gericht blijft, zal de grootte van
 de effectieve apertuur distributie nog ongeveer onveran-
 derd blijven. Bij de in figuur 3.2 getekende belichter-
 verplaatsing, zal het veld $g(\theta, \varphi)$ en als volgt komen
 uit te zien

$$g(\theta, \varphi) = \iint_0^{2\pi} \int_0^{D/2} f(\theta, \varphi') e^{-jk(\vec{r}' - \vec{r} \cdot \vec{a}_R)} r dr d\varphi' \quad (3-2)$$

met

$$\vec{r}' = \vec{r} + \vec{\varepsilon}, \quad \vec{\varepsilon} = \varepsilon_x \vec{x}_0 + \varepsilon_y \vec{y}_0 + \varepsilon_z \vec{z}_0$$

Ruwe heeft berekend dat men de formule voor $g(\theta, \varphi)$
 aannemelijk kan vereenvoudigen. Hij vond

$$g(\theta, \varphi) = e^{-jk\{2f - \varepsilon_x \cos\varphi \sin\theta - \varepsilon_z \cos\theta\}} \iint_0^{2\pi} \int_0^{D/2} f(\theta, \varphi') e^{jk r A \cos(\varphi' - \beta)} r dr d\varphi' \quad (3-3)$$

met

$$A^2 = u^2 - \frac{2u u_s}{M(\omega)} \cos\varphi + \frac{u_s^2}{M(\omega)^2}$$

$$\tan\beta = \frac{u \sin\varphi}{u \cos\varphi - u_s / M(\omega)}$$

met $u = \sin\theta$; $M(\omega) = 1 + \left(\frac{u}{2f}\right)^2$
 $u_s = \varepsilon_x / f$
 $\varepsilon_y = 0$

De door hem gemaakte benadering is $\frac{\epsilon_x}{\lambda} \ll 1$. Bovendien is aangenomen dat de belichter ligt op het yz -vlak (lit [6])

$$\epsilon_z = \epsilon_x^2 / 2f.$$

In het geval van een rotatie symmetrische apertuur distributie $f(r, \varphi) = f(r)$ (d.w.z. een rotatie symmetrische belichter functie) gaat (3-3) over in

$$g(\epsilon, \varphi) = e^{-jk \{ 2f - \epsilon_x \cos \varphi \sin \theta - \epsilon_z \cos \theta \}} \cdot 2\pi \int_0^{D/2} f(r) J_0(kr \sin \theta) r dr \quad (3-4)$$

met J_0 de nulde orde Besselfunctie van de eerste soort. Voor meer details zie het afsluiterverslag van R.J. Homkel en M.C van hier (lit [7]).

Puure heeft slechts gekeken naar belichter verplaatsingen in het x, z vlak ($\epsilon_y = 0$). Het is evenwel niet moeilijk om zijn formules te herschrijven voor het geval $\epsilon_x \neq 0$ en $\epsilon_y \neq 0$

Stel

$$\epsilon_x = \epsilon_f \cos \alpha$$

$$\epsilon_y = \epsilon_f \sin \alpha$$

dan geldt

$$g(\theta, \varphi) = e^{-jk \{ z f - \epsilon_t \cos(\varphi - \alpha) \sin \theta - \epsilon_z \cos \theta \}}$$

$$\frac{D/2}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega) J_0(kr A) r dr$$

met $A^2 = u^2 - \frac{2u u_s}{M(\omega)} \cos(\varphi - \alpha) + \frac{u_s^2}{M(\omega)^2}$

$$\tan \rho = \frac{u \sin(\varphi - \alpha)}{u \cos(\varphi - \alpha) - u_s / M(\omega)}$$

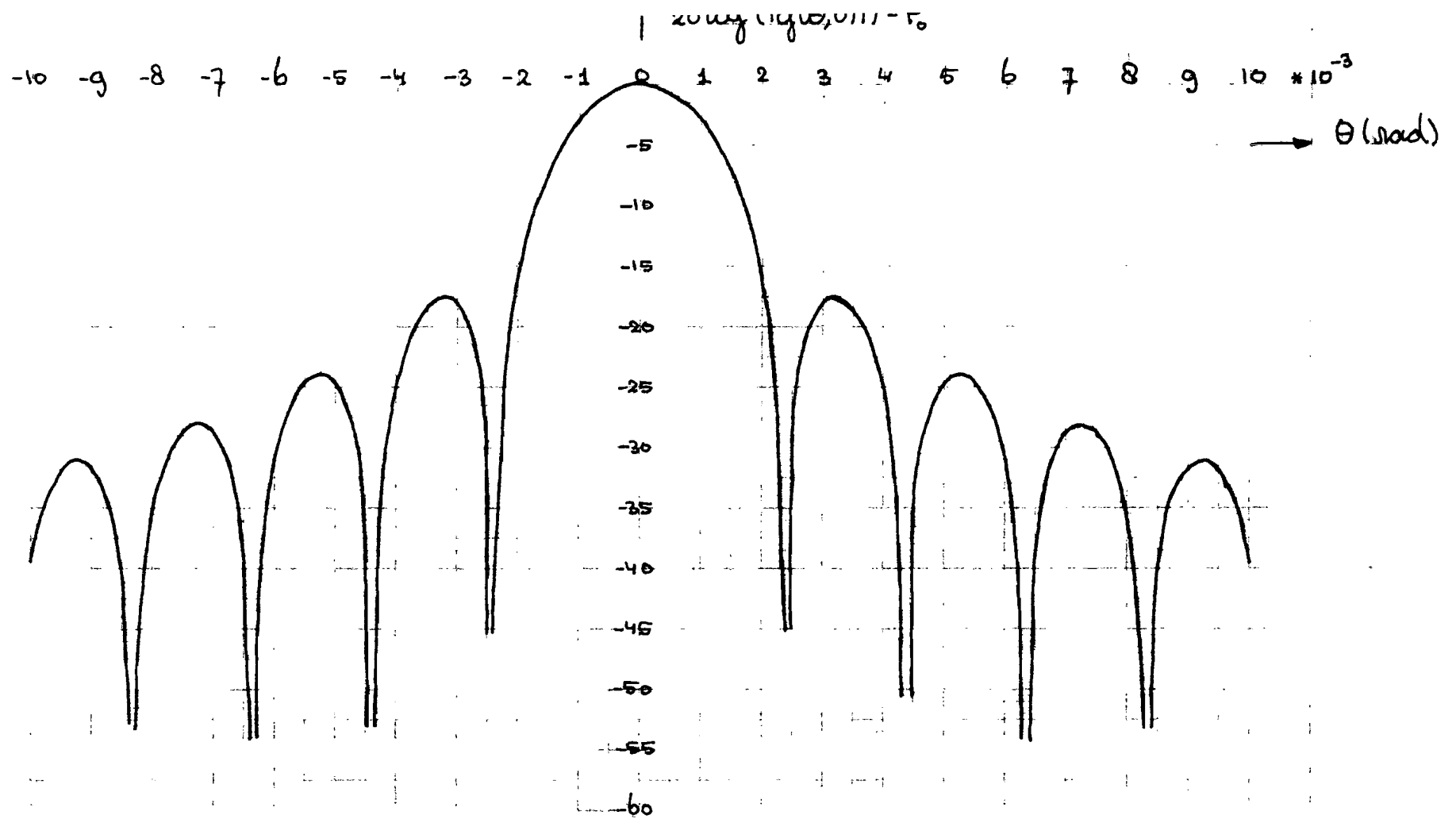
met $u = \sin \theta$; $M(\omega) = 1 + \left(\frac{\omega}{2f}\right)^2$
 $u_s = \epsilon_t / f$

De belichter ligt nu op het Tetzval oppervlak

$$\epsilon_z = (\epsilon_x^2 + \epsilon_y^2) / 2f = \epsilon_t^2 / 2f$$

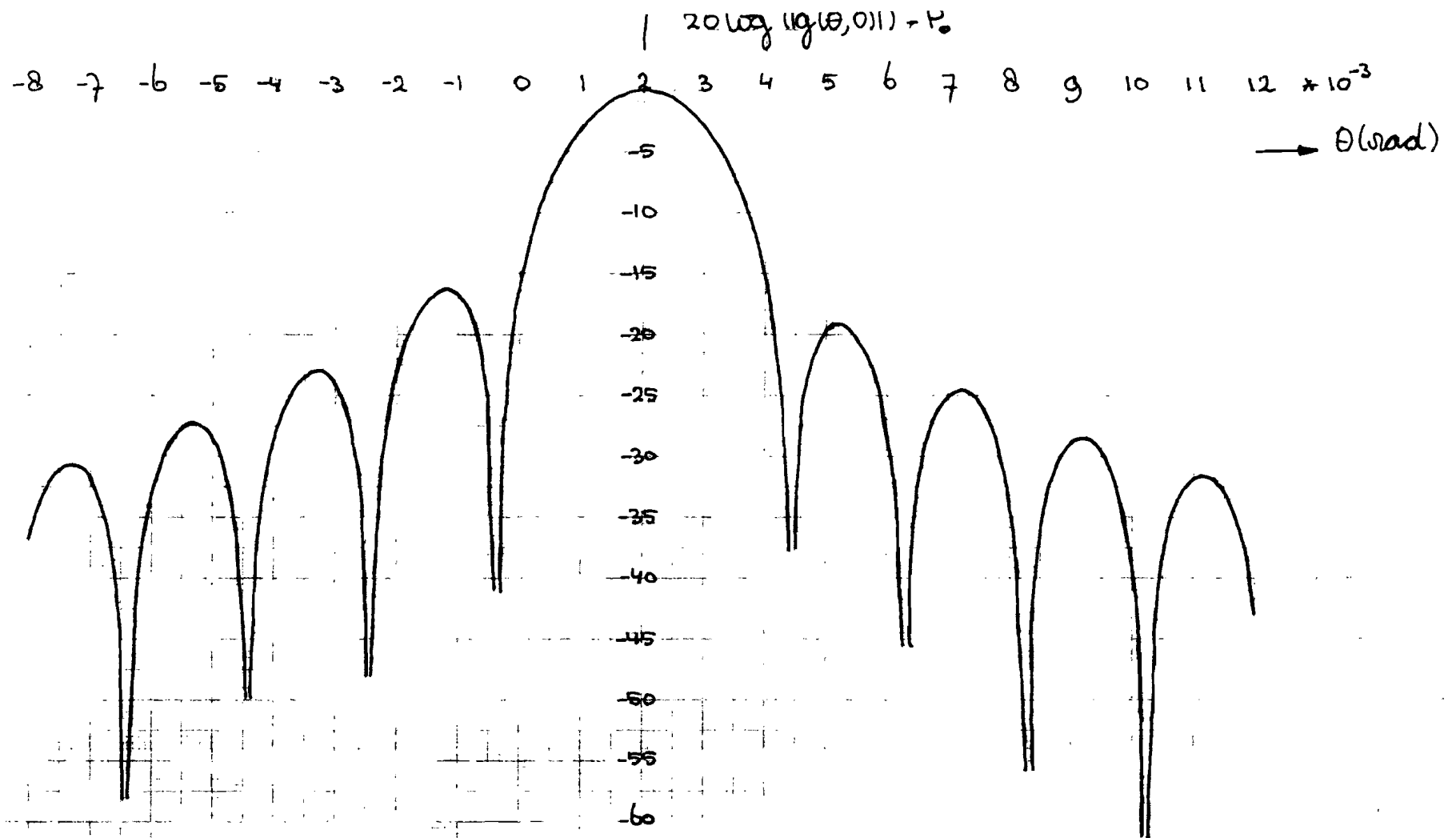
De tegepaste benadering is nu $\frac{\epsilon_t}{\rho} \ll 1$
 In figuur 3.3 t/m 3.10 is 20 keg ($1g(\theta, 0)$) $\rightarrow P_0'$ uitgezet bij verschillende belichter verplaatsingen. Hierin is P_0' gelijk aan 20 keg $1g(\theta, 0)$ bij $\epsilon_t = 0$. De verplaatsingen zijn resp. $\epsilon_x = 0, 1.45 \cdot 10^{-2}, 2.91 \cdot 10^{-2}, 4.37 \cdot 10^{-2}, 5.83 \cdot 10^{-2}, 7.28 \cdot 10^{-2}, 8.74 \cdot 10^{-2}, 1.02 \cdot 10^{-1} m$. De gebruikte parameter waarden zijn $D = 0.67$, $D/\lambda = 510$. Er is een uniforme belichte apertuur verondersteld $f(\omega) = 1$. De beschouwde voedingsverplaatsingen komen overeen met een scanning van 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 bundelbreedtes. Voor het bij de berekening gebruikte computer programma zie appendix A2.

- We kunnen de volgende verschijnselen waarnemen
- De linker zijlussen worden steeds hoger.
 - De rechter zijlussen worden steeds lager.
 - De rechter 1^e zijlus verdwijnt op een gegeven moment helemaal
 - De 3dB bundelbreedte blijft nagenoeg konstant
 - De winst neemt slechts weinig af.

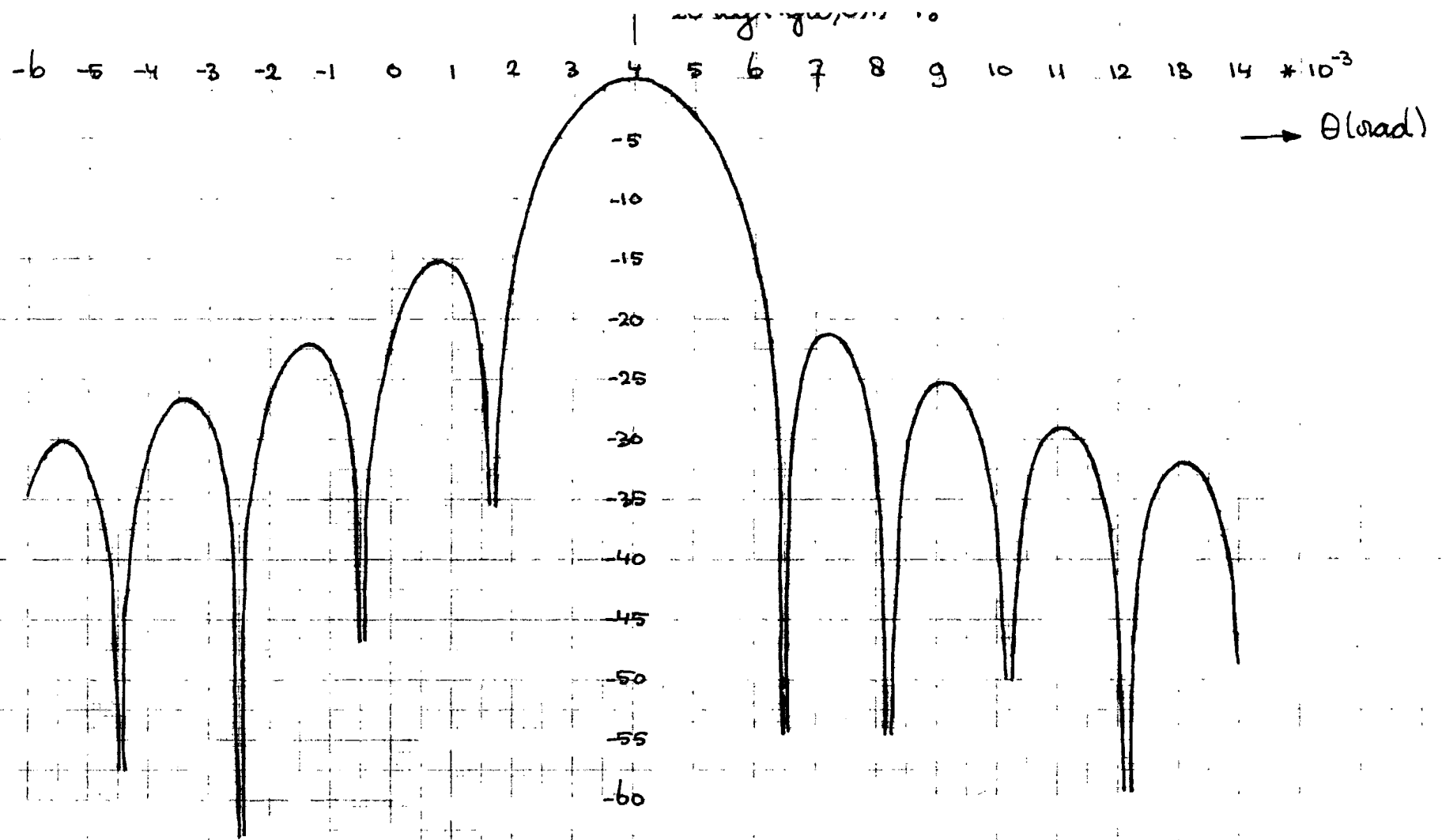


figuur 3.3: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne

$$f/D = 0.67 ; D/\lambda = 510 ; f(\theta) = 1 ; \epsilon_x = 0$$

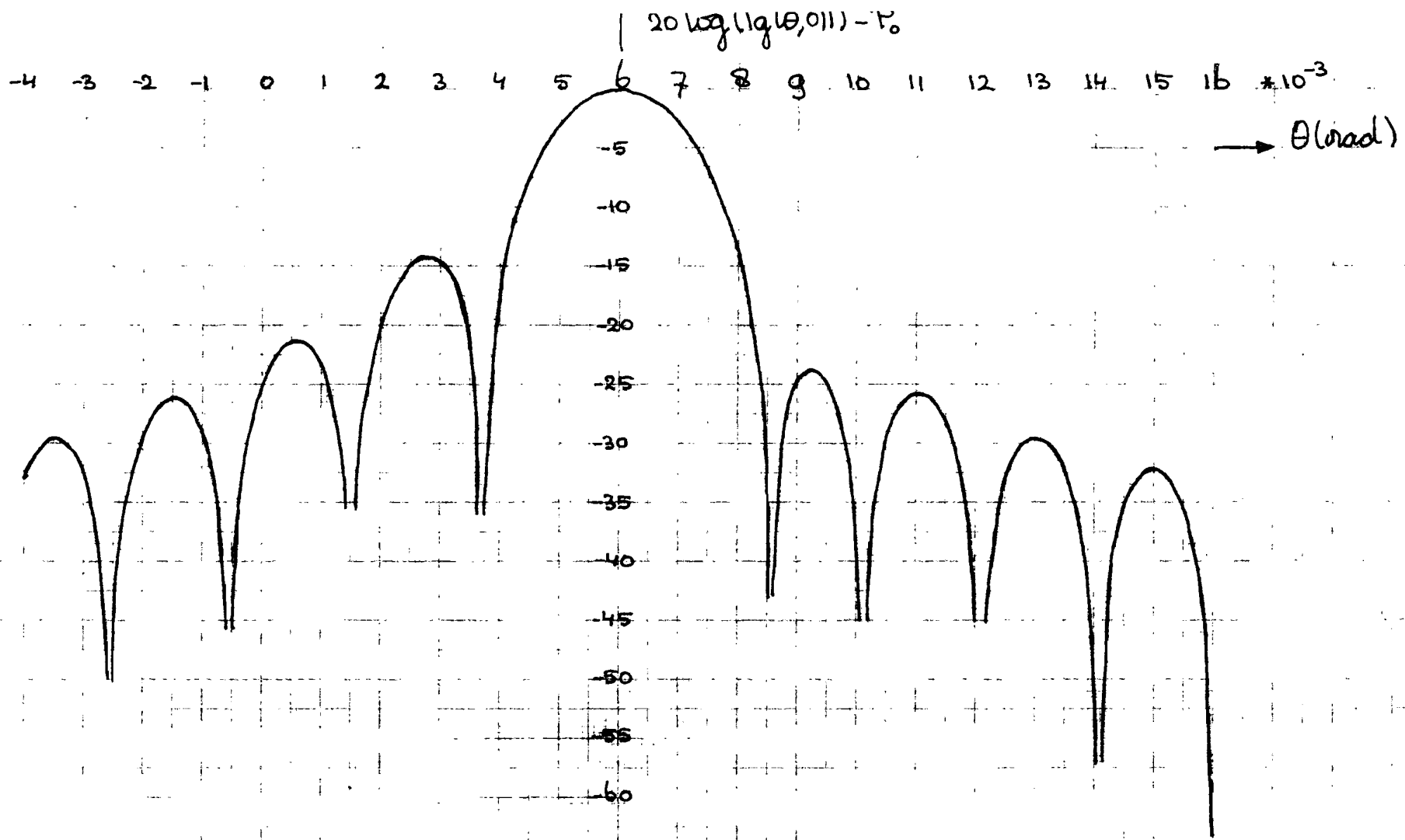


Figuur 3.4: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne
 $f/D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $f(\alpha) = 1$; $\epsilon_x = 1.45 \cdot 10^{-2}$; een bundelbreedte gescand.



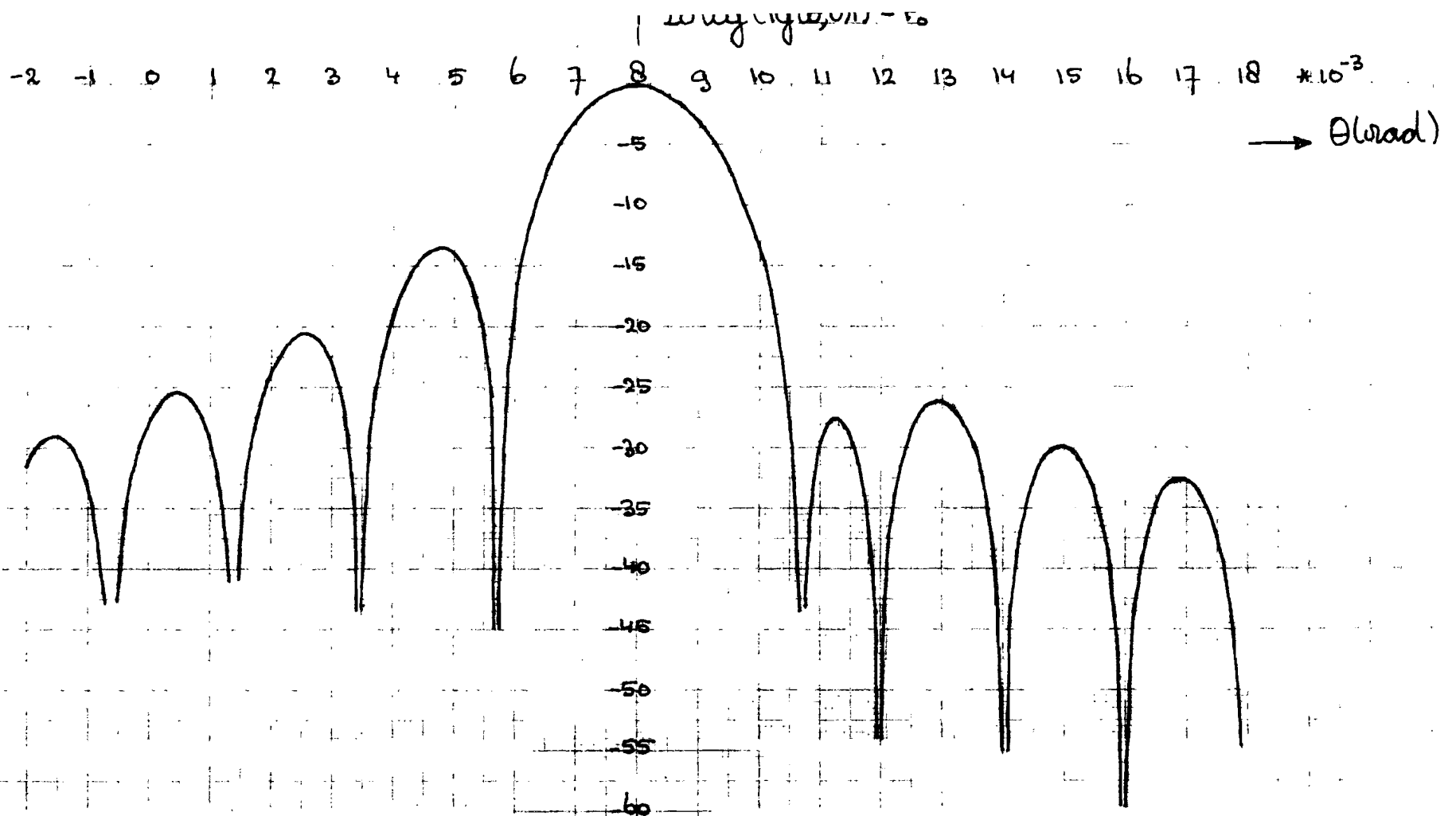
Figuur 3.5: vermogensdiagram van symmetrische paraboolantenne

$f/D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $f(\alpha) = 1$; $\epsilon_x = 2.91 \cdot 10^{-2}$; twee bundelbreedtes gescaand.

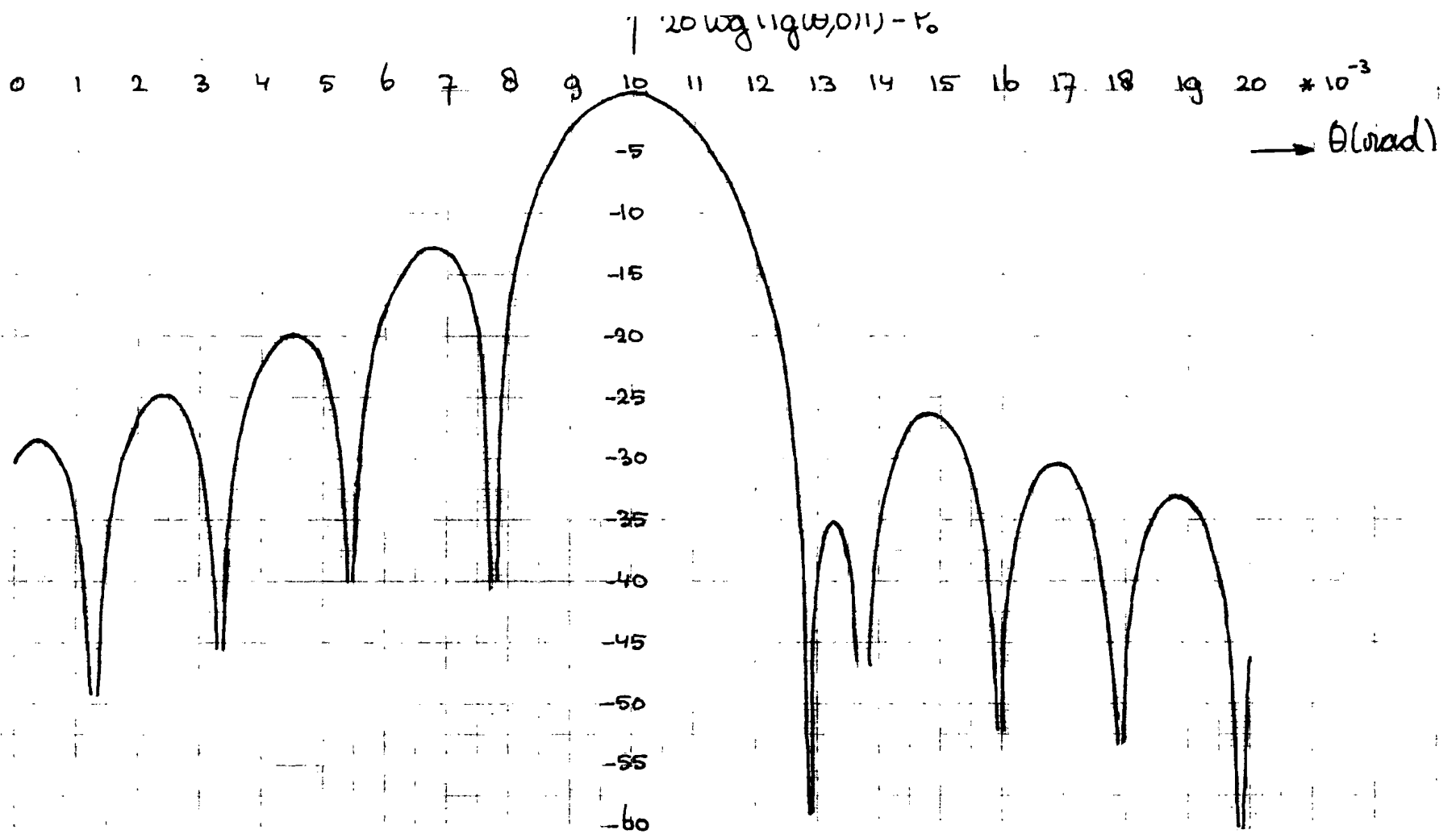


Figuur 3.6: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne
 $\rho_D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $f(\theta) = 1$; $\epsilon_x = 4.37 \cdot 10^{-2}$; drie bundelbreedtes gescand.

-3.13-

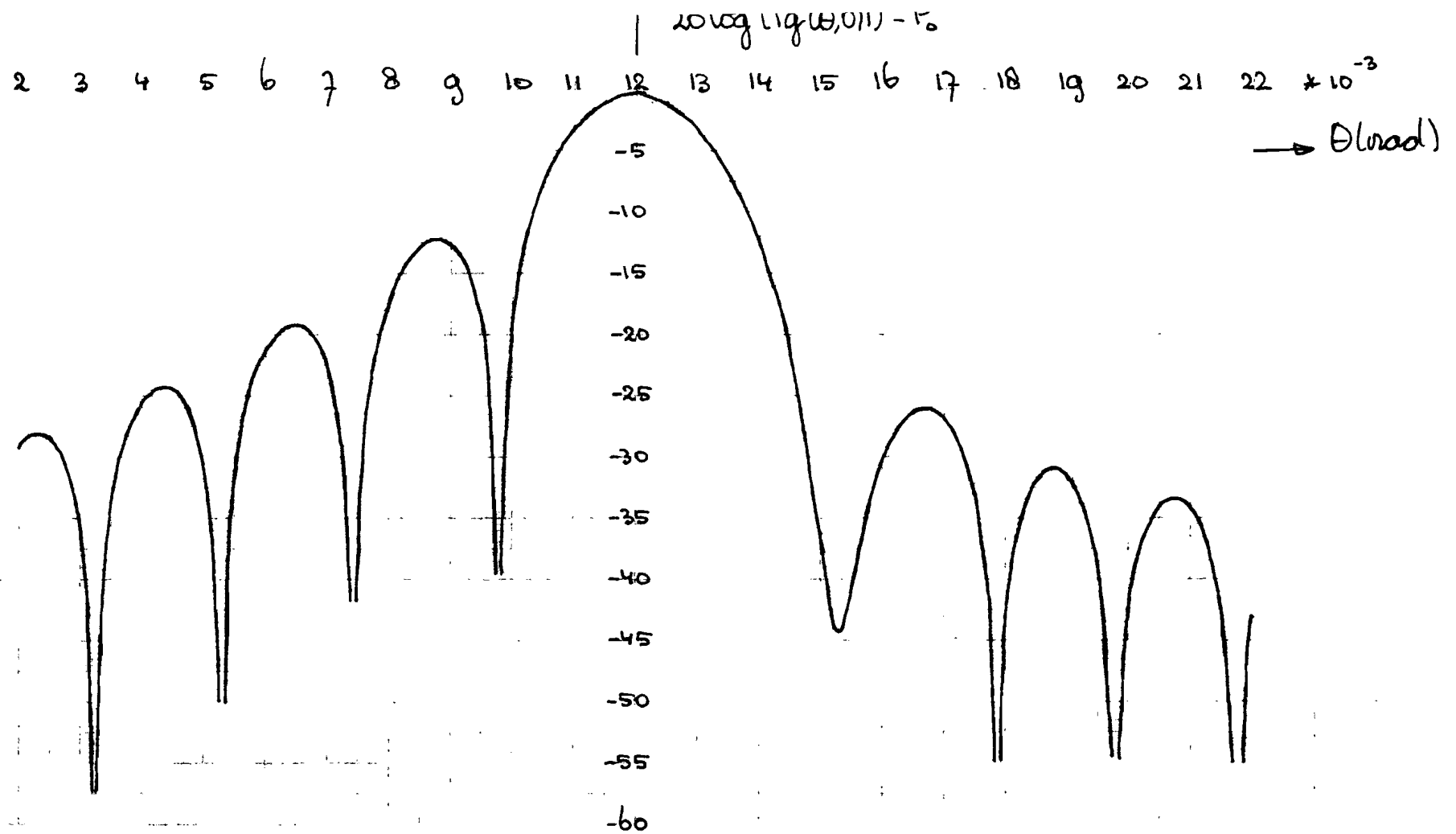


Figuur 3.7: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne
 $f/D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $f(\theta) = 1$; $\epsilon_x = 5.83 \cdot 10^{-2}$; vier bundelbreedtes gescand.

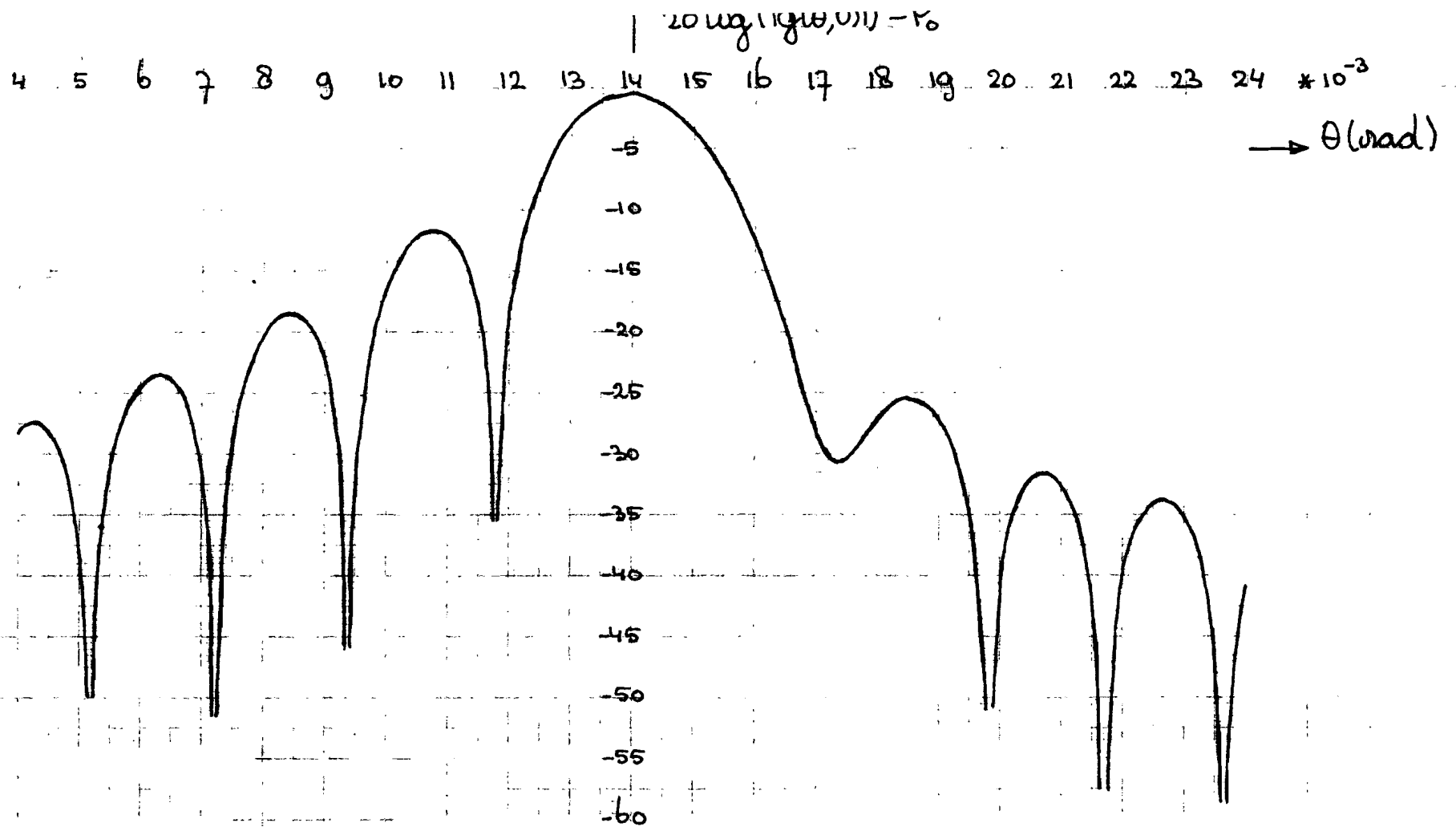


Figuur 3.8: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne

$f/D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $\rho_{\text{refl}} = 1$; $\epsilon_x = 7.28 \cdot 10^{-2}$; vijf bundelbreedtes gescand



Figuur 3.9: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne
 $f/D = 0.67$; $D/\lambda = 510$; $f(\omega) = 1$; $\epsilon_x = 8.74 \cdot 10^{-2}$; zes bundelbreedtes gescamd.



Figuur 2.10: vermogensdiagram van symmetrische parabool antenne
 $f/D = 0,67$; $D/\lambda = 510$; $f(\theta) = 1$; $\epsilon_x = 1,02 \cdot 10^{-1}$; zeven bundelbreedtes gescand.

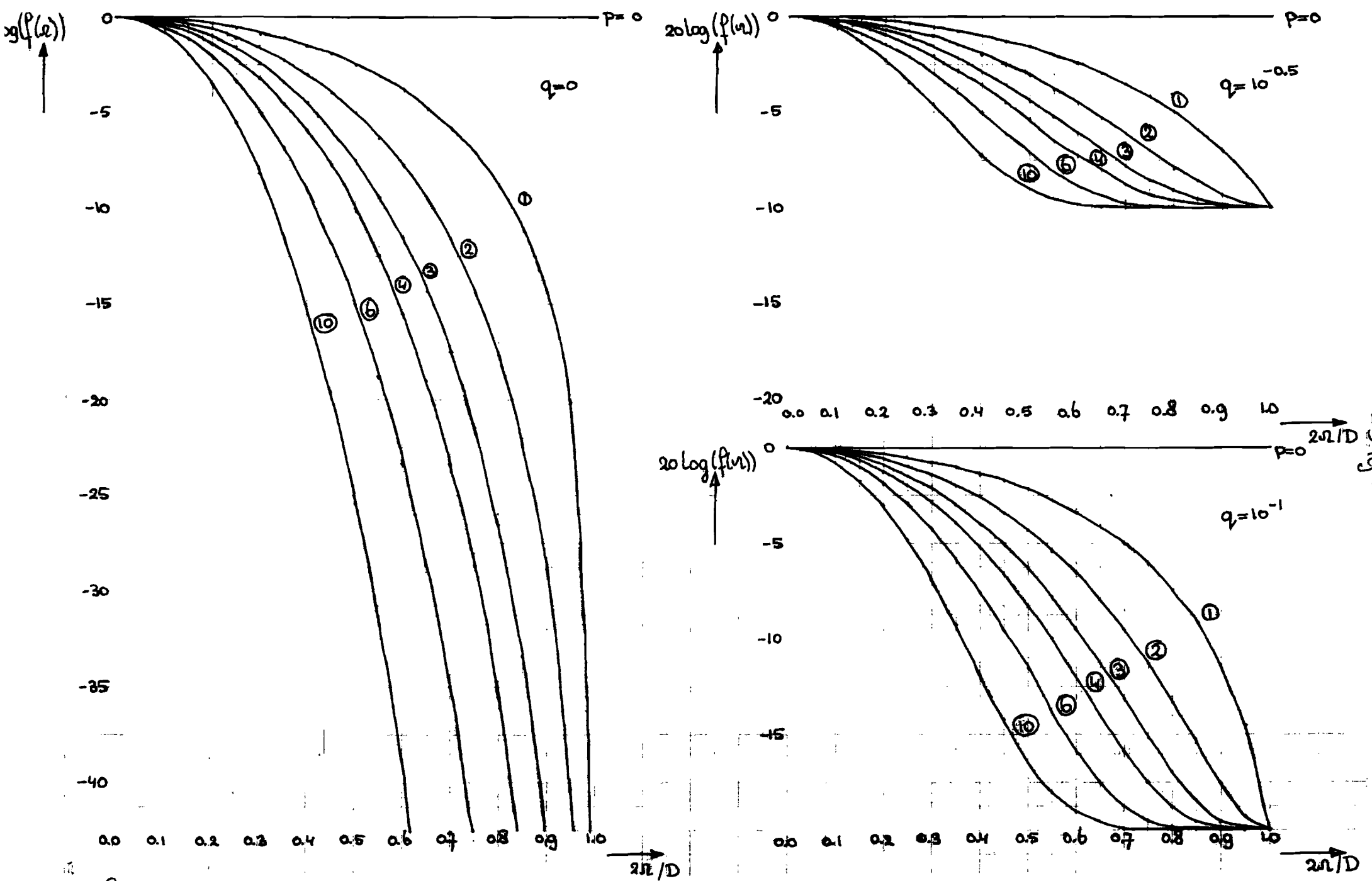
3.3 De apertuurdistributie functie $f(\omega)$

De in dit hoofdstuk gebruikte apertuur distributie functie is (uit [8]).

$$f(\omega) = q + (1-q) \cdot (1 - (2\omega/D)^2)^p \quad (3-6)$$

Hiervan bepaalt q de randbelichting en p de vorm van de apertuurdistributie.

In figuur 3.11 is $20 \log(f(\omega))$ uitgezet voor een randbelichting $-∞$ dB, -10 dB en -20 dB. Dit komt overeen met een $q = 0$, $10^{-0.5}$ en 10^{-1} . In deze figuur is p de parameter.



Figuur 3.11: $20 \log(f(\omega))$ by $q=0; 10^{-0.5}, 10^{-1}$ met p als parameter; $f(\omega) = q + (1-q)(1 - (2\omega/D)^2)^p$.

3.4. De 30dB bundelbreedte (θ_{30dB})

In paragraaf 3.2 mogen we dat we over de veldsterkte $|g(\theta, \varphi)|$ kunnen schrijven

$$|g(\theta, \varphi)| = |g(\theta)| = \left| 2\pi \int_0^{D/2} f(r) J_0(krA) r dr \right|$$

In het gefocuste geval gaat dit over in

$$|g(\theta)| = \left| 2\pi \int_0^{D/2} f(r) J_0(kr \sin \theta) r dr \right|$$

$$\lg \left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta \right) = \left| 2\pi \left(\frac{D}{2} \right)^2 \int_0^1 f(r') J_0 \left(r' \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta \right) r' dr' \right|$$

met $r' = 2r/D$

Voor de berekening van θ_{30dB} moeten we de oplossing bepalen van de vergelijking

$$20 \lg \left| g \left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \left(\frac{1}{2} \theta_{30dB} \right) \right) \right| - 20 \lg |g(\theta)| = -3$$

of anders geschreven

$$\left| g \left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \left(\frac{1}{2} \theta_{30dB} \right) \right) \right| - |g(\theta)| 10^{-0.15} = 0 \quad (3.7)$$

In het geval van een uniforme apertuurverdeling $f(r') = 1$ vinden we als oplossing

$$\sin\left(\frac{1}{2}\theta_{3dB}\right) = 0.5135 \frac{\lambda}{D}$$

Het gemiddelde voor kleine θ_{3dB} waarden overgaat in

$$\sin \theta_{3dB} \approx \theta_{3dB} = 1.027 \frac{\lambda}{D}$$

De algemene oplossing is dus

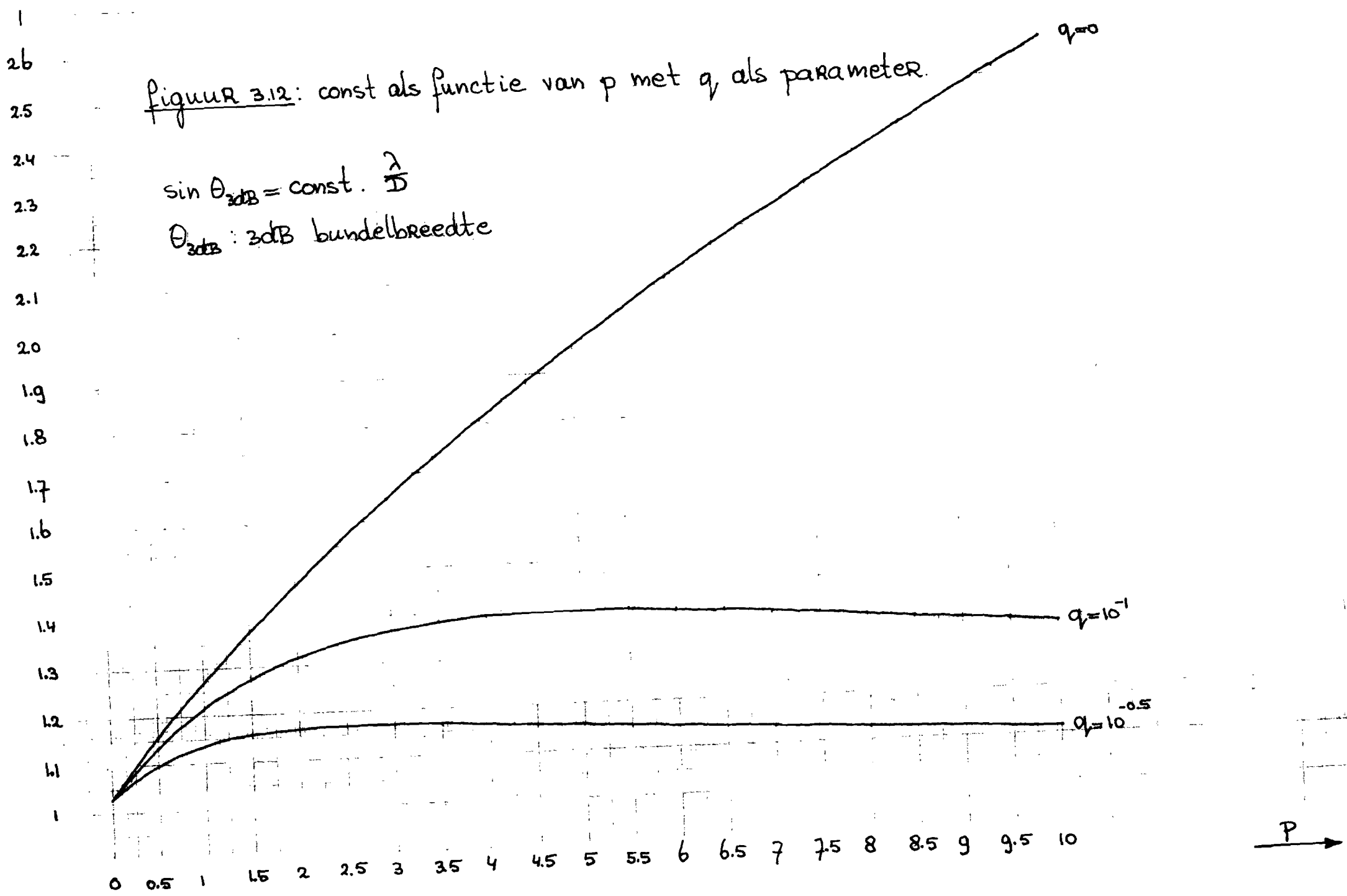
$$\sin \theta_{3dB} = \text{const} \frac{\lambda}{D} \quad (3.8)$$

const wordt bepaald door de apertuur distributie functie $f(\theta)$. In figuur 3.12 is const uitgetekend als functie van p ($0 \leq p \leq 10$) met q als parameter ($q = 0, 10^{-1}, 10^{-0.5}$). Voor het bij de berekening gebruikte computer programma zie appendix A3.

figuur 3.12: const als functie van p met q , als parameter.

$$\sin \theta_{3\text{dB}} = \text{const} \cdot \frac{\lambda}{D}$$

$\theta_{3\text{dB}}$: 3dB bundelbreedte



3.5 De beam deviation factor (BDF)

De BDF is als volgt gedefinieerd

$$\text{BDF} = \frac{\sin \theta_m}{\tan \theta_s} \quad (3-9)$$

Hierin is $\tan \theta_s = \frac{\epsilon_t}{f}$.

De hoek θ_m is die θ waarvoor $|g(\theta)|$ maximaal is.

Pioneur vond, in het geval van kleine belichtingsverplaatsingen, ($\frac{\epsilon_t}{p} \ll 1$), voor de BDF

$$\text{B.D.F.} = \frac{\int_0^{D/2} \frac{f(r)}{M(r)} r^3 dr}{\int_0^{D/2} f(r) r^3 dr}$$

Voor meer details zie het afstudeerverslag van R.J. Honkel en M.C. van Gier [7] en lit [9].

Met $r' = 2r/D$ vinden we voor de BDF

$$\text{BDF} = \frac{\int_0^1 \frac{f(r')}{M(r')} r'^3 dr'}{\int_0^1 f(r') r'^3 dr'} \quad (3-10)$$

$$\text{met } M(r') = 1 + \left(\frac{r'D}{4f}\right)^2$$

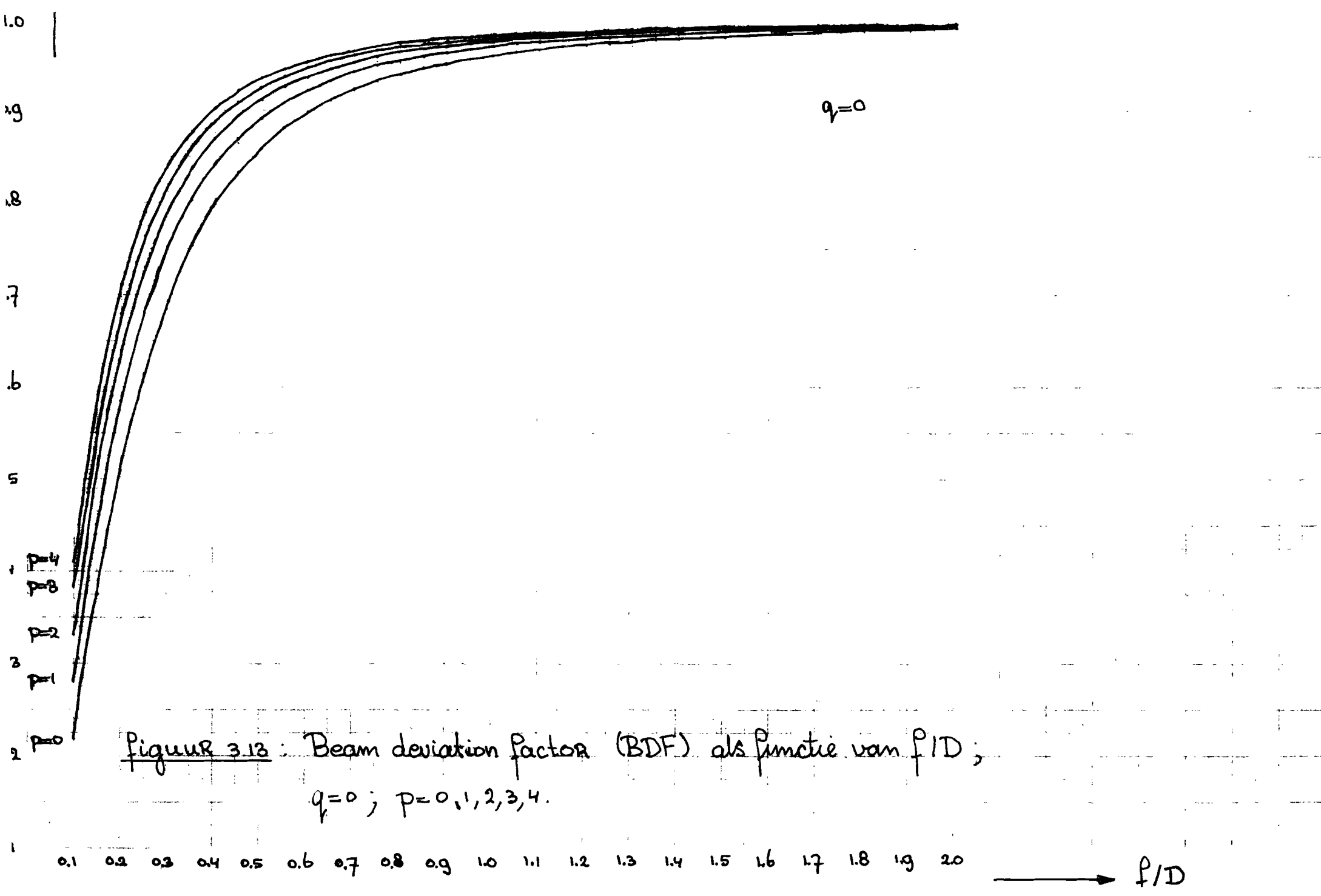
Wie zien hieruit dat de B.D.F. niet alleen bepaald wordt door de apertuurdistributie, maar bovendien een

functie is van f/D
 In het geval van een uniforme apertuurverdeling $f(r) = 1$
 kunnen we voor de BDF schrijven

$$\begin{aligned}
 \text{BDF} &= \frac{\int_0^1 \frac{r^3}{1 + \left(\frac{rD}{4f}\right)^2} dr}{\int_0^1 r^3 dr} \\
 &= 4 \int_0^1 \frac{r^3}{1 + \left(\frac{rD}{4f}\right)^2} dr \\
 &= 2 \left(\frac{4f}{D}\right)^4 \int_0^{\left(\frac{D}{4f}\right)^2} \frac{x dx}{1+x} \quad \text{met } x = \frac{r^2 D^2}{4f^2} \\
 &= 2 \left(\frac{4f}{D}\right)^4 \left\{ \left(\frac{D}{4f}\right)^2 - \int_0^{\left(\frac{D}{4f}\right)^2} \frac{d(x+1)}{x+1} \right\} \\
 &= 2 \left(\frac{4f}{D}\right)^2 \left\{ 1 - \left(\frac{4f}{D}\right)^2 \ln \left[\left(\frac{D}{4f}\right)^2 + 1 \right] \right\} \quad (3-11)
 \end{aligned}$$

In figuur 3.13 en 3.14 is de BDF uitgedrukt als functie van f/D , met p als parameter. De randbelichtingen zijn resp. $q = 0, 10^{-0.5}, 10^{-1}$.

We zien dat voor grote f/D de BDF nadert tot 1. Dit komt omdat een oneindig grote f/D overeenkomt met een vlakke spiegel waarvoor geldt dat de hoek van inval gelijk is aan de hoek van uitval. Voor het bij de berekening gebruikte computerprogramma zie appendix A4



Figuur 3.13 : Beam deviation factor (BDF) als functie van f/D ;
 $q=0$; $p=0, 1, 2, 3, 4$.

$q=10^{-1}; p=1$

$q=10^{-0.5}; p=1$

Figure 3.14: Beam deviation factor (BDF) als functie van P/D ;

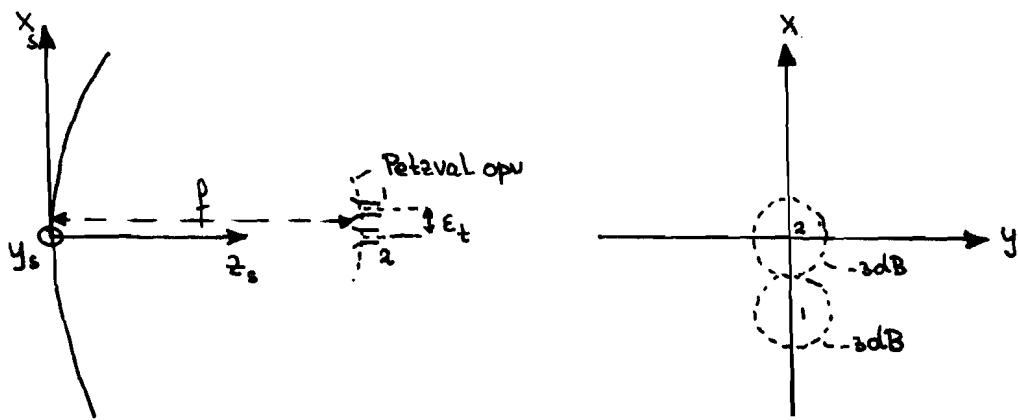
$q=10^{-1}, p=1$; $q=10^{-0.5}, p=1$

0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 0.9 1.0 1.1 1.2 1.3 1.4 1.5 1.6 1.7 1.8 1.9 2.0

→ P/D

3.6. Het verband tussen de minimale f/D verhouding, de diameter van een belichter en de apertuurdistributie

Doels we in hoofdstuk 0 nagen is het bij de contourred beam antenne de bedoeling om de belichters zo te rangschikken dat hun -3dB contouren in het verre veld aan elkaar raken.



figuur 3.15a: Contoured beam antenne met 2 belichters

In figuur 3.15a is een contoured beam antenne getekend met 2 belichters gelegen op het in paragraaf 3.2 gedefinieerde Pezzval oppervlak. Het is nu de vraag hoe groot we ϵ_f moeten nemen om ervoor te zorgen dat de -3dB contouren van de 2 belichters in het verre veld aan elkaar raken (zie fig. 3.15a). We weten dat we voor de 3dB bundelbreedte van beide elementaire spotbeams kunnen schrijven

$$\sin \epsilon_{3dB} = \text{const} \frac{\lambda}{D}$$

waarbij const bepaald wordt door de apertuur distributie functie $f(\rho)$.

Verder hebben we gezien dat het verband tussen de belichter verplaatsingshoek θ_s en bundelverschuivingshoek θ_m gegeven wordt door

$$\frac{\sin \theta_m}{\tan \theta_s} = \text{BDF} \quad \text{met } \tan \theta_s = \frac{z_t}{f}$$

Waarbij de BDF bepaald wordt door $f(\rho)$ en bovendien een functie is van f/D .

Om ervoor te zorgen dat de -3dB contouren van de belichters 1 en 2 in het verre veld aan elkaar raken moet gelden

$$\theta_m = \theta_{3\text{dB}}$$

$$\text{dus } \frac{\sin \theta_{3\text{dB}}}{\tan \theta_s} = \text{BDF} \quad \text{met } \tan \theta_s = \frac{z_t}{f}$$

$$\frac{z_t}{f} = \sin \theta_{3\text{dB}} / \text{BDF} \quad \text{met } \sin \theta_{3\text{dB}} = \text{const } \frac{\lambda}{D}$$

vinden we

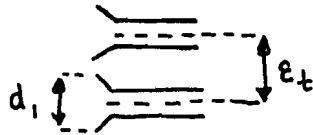
$$\frac{z_t}{\lambda} = \text{const } \frac{f}{D} \frac{1}{\text{BDF}} \quad (3-12)$$

We zien dus dat de opkomende genormeerde onderlinge belichter afstand z_t/λ een functie is van f/D en bovendien bepaald wordt door de apertuur distributie functie $f(\rho)$.

In figuur 3.1b t/m 3.18 is fID uitgetekend als functie van ε_t/λ met p als parameter. De waarden voor q zijn resp $0, 10^{-1}, 10^{-0.5}$.

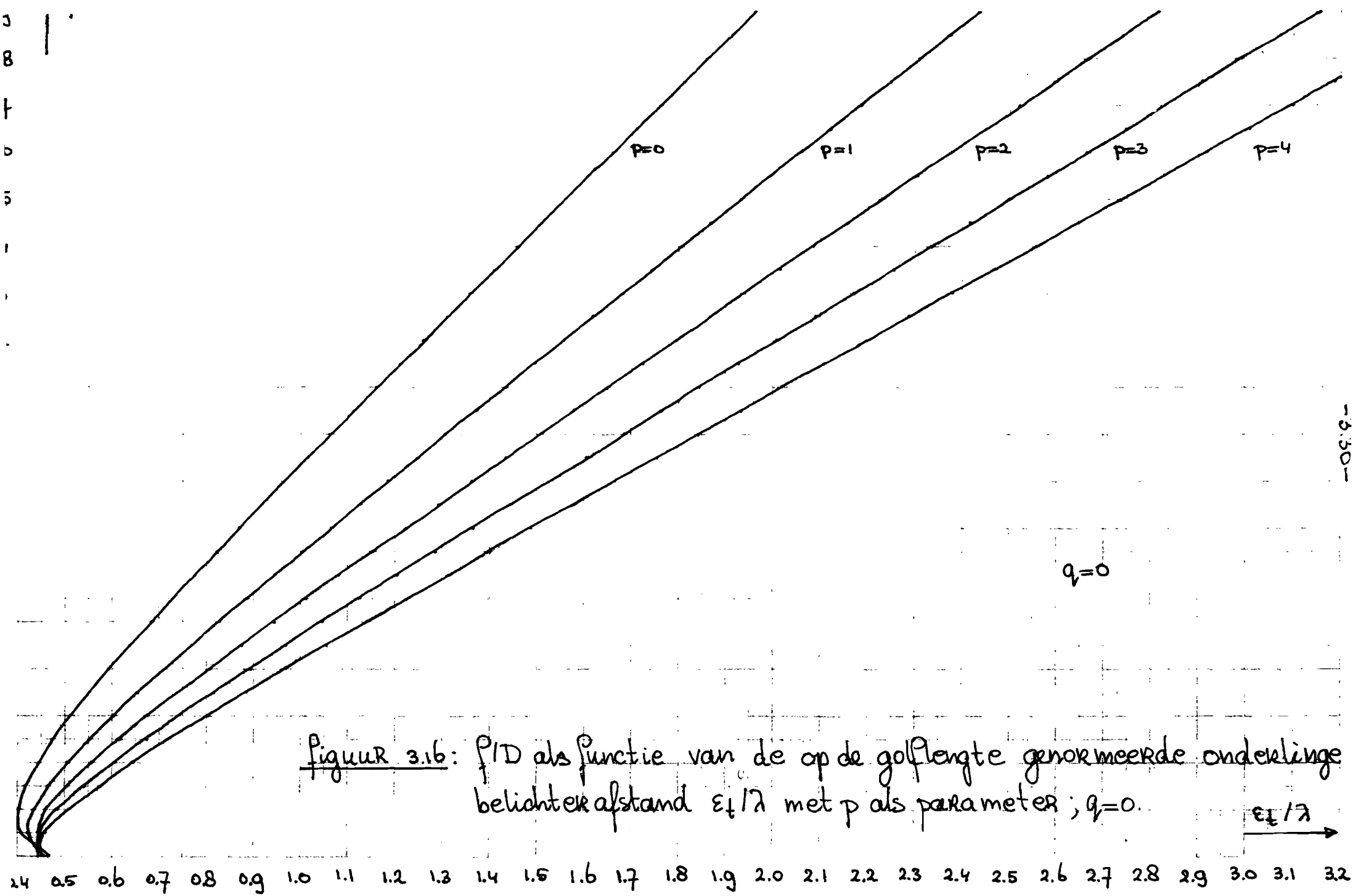
De diameter van de meest gebruikte belichters ligt tussen 0.75λ en 1.5λ . [2].

De onderlinge afstand tussen twee belichters kan nooit kleiner worden dan de diameter van de desbetreffende belichters zie figuur 3.15b.



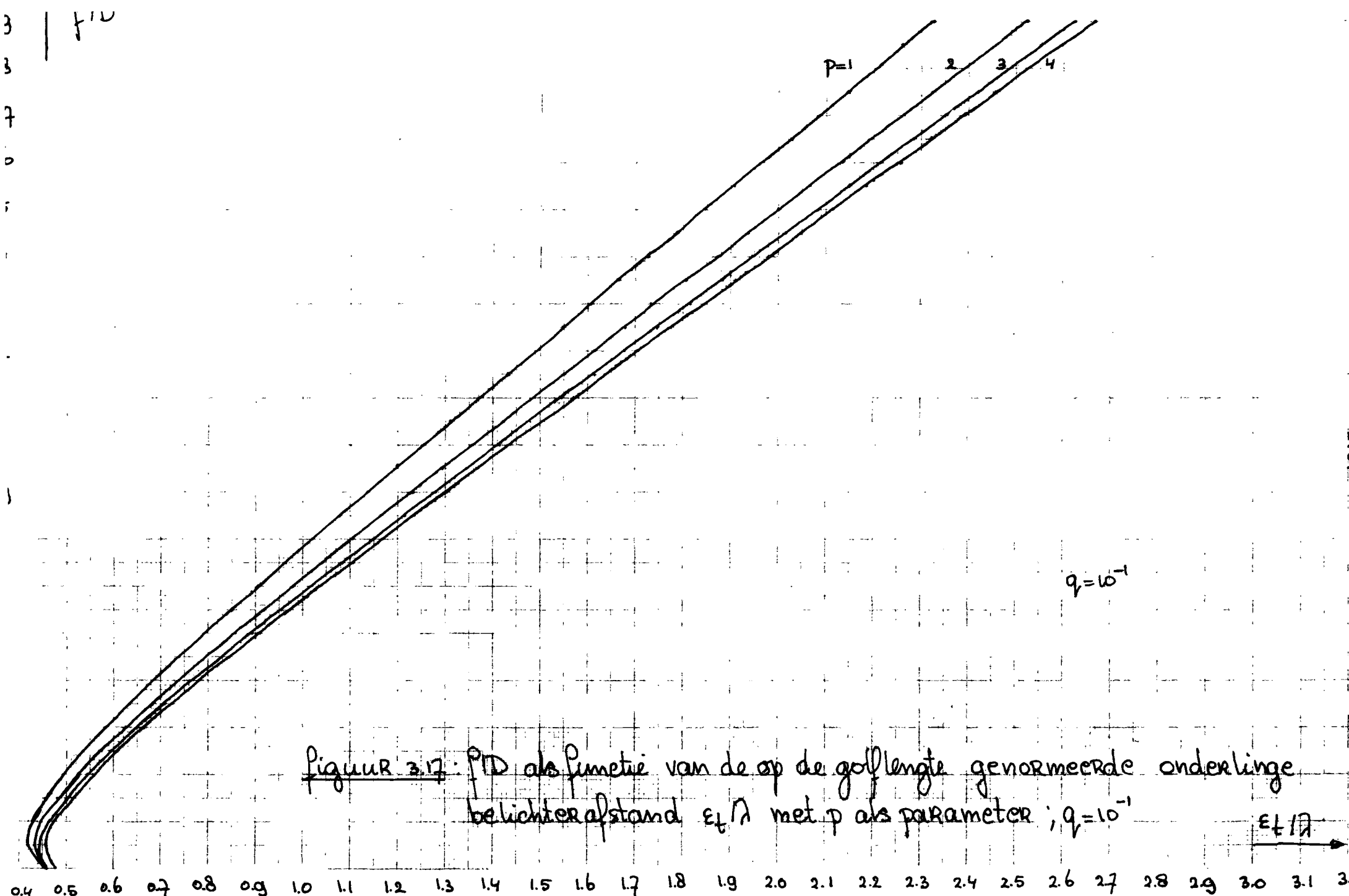
figuur 3.15b: ε_t : onderlinge afstand belichters; d_1 : diameter van belichter; $\varepsilon_t > d_1$

Als we nu in figuur 3.1b t/m 3.18 langs de horizontale as de op lamblata genormeerde diameter van de belichter uitnemen dan kunnen we langs de verticale as de fID_{min} aflezen. fID_{min} is die waarde van fID waarbij de belichters tegen elkaar aanraken ($\varepsilon_t = d_1$). Dit alles bij een gegeven f_{λ} houden we bij done f_{λ} de fID verhouding kleiner kiezen dan fID_{min} dan houden we $\varepsilon_t < d_1$ moeten maken om in het verre veld de elementaire spotbeams met de -3dB contouren aan elkaar te laten raken. Dit is fysisch onmogelijk.



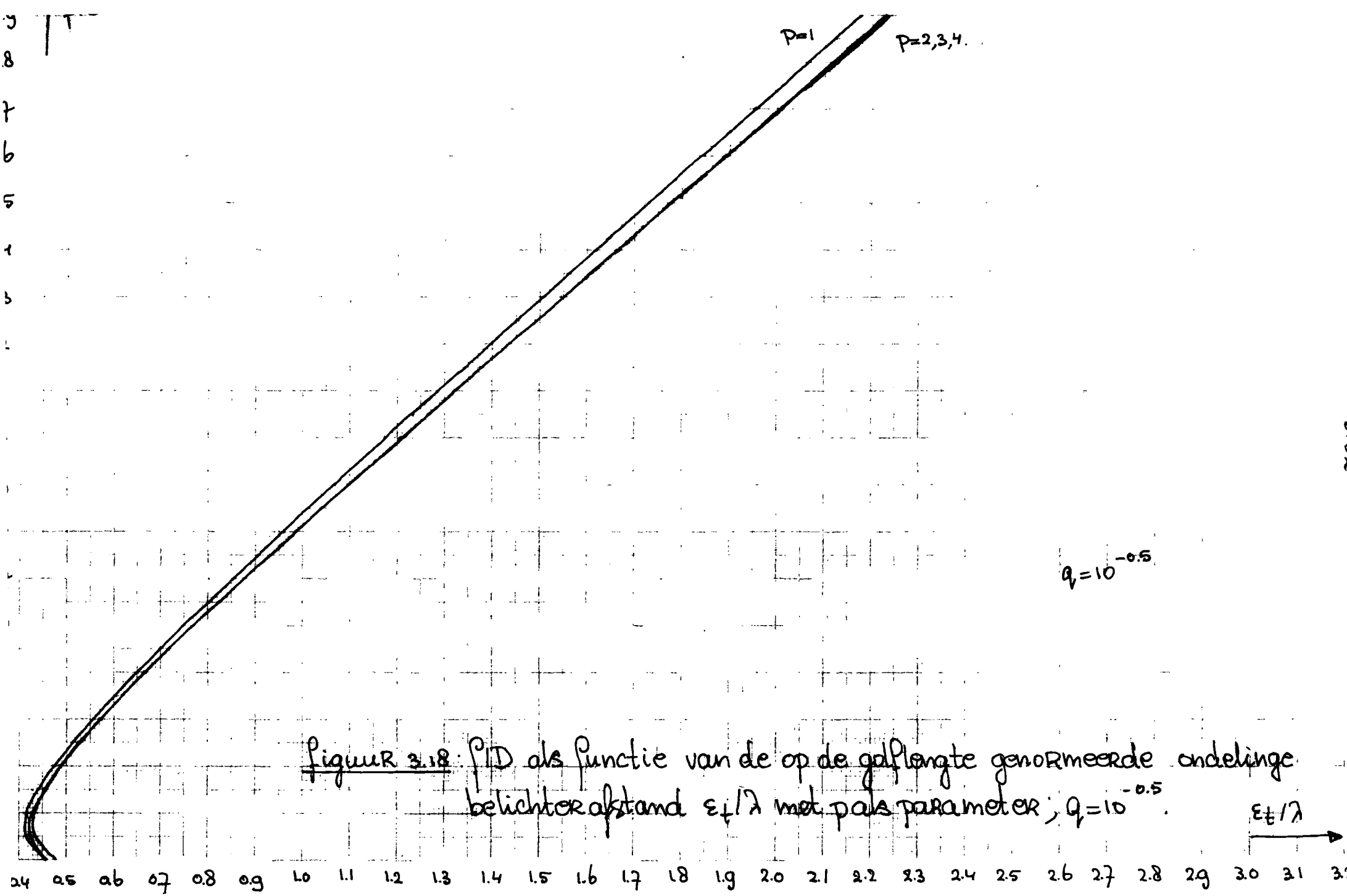
Figuur 3.16: β/D als functie van de op de golflengte genormeerde onderlinge belichterafstand ϵ_f/λ met p als parameter; $q=0$.

-3.50-



figuur 3.17: f^{10} als functie van de op de golflengte genormeerde onderlinge belichter afstand ϵ_t/λ met p als parameter; $q=10^{-1}$

- 2.01 -



figuur 3.18: f/D als functie van de op de golf lengte genormeerde ondelingse belichter afstand ϵ_{\pm}/λ met puls parameter $q = 10^{-0.5}$.

-200-

3.7. De over-all efficiency, de aperture illumination efficiency ende winst

Als P_m het piekvermogen in het veld is en P_T het totale door de belichter uitgeronden vermogen is dan kunnen we voor de over-all gain schrijven

$$G = \frac{4\pi P_m}{P_T}$$

Als de aperture een gedeelte α van het totale door de voeding uitgeronden vermogen onderschept dan zal het door de aperture uitgestraalde vermogen gelijk zijn aan $P_a = \alpha P_T$, dus

$$G = \alpha \frac{4\pi P_m}{P_a} = \alpha G_m$$

met G_m de maximale waarde van de gainfunctie. De over all efficiency van het systeem is

$$g = \frac{G}{G_0} = \alpha \frac{G_m}{G_0}$$

met G_0 de maximale waarde van de gainfunctie in het geval van een uniform belichte aperture. Omdat wij met aperturedistributies werken is het onmogelijk om de over all efficiency uit te rekenen. De factor α is namelijk onbepaald. Wat we wel kunnen doen is kijken naar de aperture illumination efficiency η_a . Deze is als volgt

gedefinieerd (Lit [8])

$$\eta_a = \frac{S}{\alpha} = \frac{G_m}{G_0}$$

$$\text{met } G_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_0^{D/2} f(r) \cdot 2\pi r dr \right|^2}{\int_0^{D/2} |f(r)|^2 2\pi r dr}$$

$$\text{en } G_0 = \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left(\frac{D}{2}\right)^2$$

d.w.z

$$\begin{aligned} \eta_a &= \frac{\frac{4\pi}{\lambda^2} \left| \int_0^{D/2} [q + (1-q)(1 - (\frac{2r}{D})^2)^P] 2\pi r dr \right|^2}{\frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \int_0^{D/2} |q + (1-q)(1 - (\frac{2r}{D})^2)^P|^2 2\pi r dr} \\ &= 2 \frac{\left| \int_0^1 [q + (1-q)(1 - r'^2)^P] r' dr' \right|^2}{\int_0^1 |q + (1-q)(1 - r'^2)^P|^2 r' dr'} = 2 \frac{a}{b} \end{aligned}$$

$$\text{met } r' = \frac{2r}{D}$$

en

$$\begin{aligned} a &= \left| \int_0^1 [q + (1-q)(1 - r'^2)^P] r' dr' \right|^2 \\ &= \left| \int_0^1 q r' dr' - \frac{1}{2}(1-q) \int_1^0 (1 - r'^2)^P d(1 - r'^2) \right|^2 \\ &= \left| \frac{1}{2}q + \frac{1}{2}(1-q) \frac{1}{P+1} \right|^2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} b &= \int_0^1 |q + (1-q)(1 - r'^2)^P|^2 r' dr' \\ &= \int_0^1 q^2 r' dr' + 2q(1-q) \int_0^1 (1 - r'^2)^P r' dr' + \end{aligned}$$

$$+(1-q)^2 \int_0^1 (1-u^2)^{2p} u^2 du$$
$$= \frac{1}{2} q^2 + q(1-q) \frac{1}{p+1} + \frac{1}{2} (1-q)^2 \frac{1}{2p+1}$$

nodat

$$\eta_a = \frac{\frac{1}{2} q^2 + \frac{(1-q)^2}{2p+1}}{q^2 + 2q \frac{1-q}{p+1} + \frac{(1-q)^2}{2p+1}} \quad (3-13)$$

In figuur 3.19a is η_a uitgedrukt als functie van p met q als parameter.

Figuur 3.19b toont $10 \log \eta_a$ als functie van p met q als parameter.

Er geldt

$$10 \log \gamma_m = 10 \log \eta_a + 10 \log \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \quad (3-14)$$

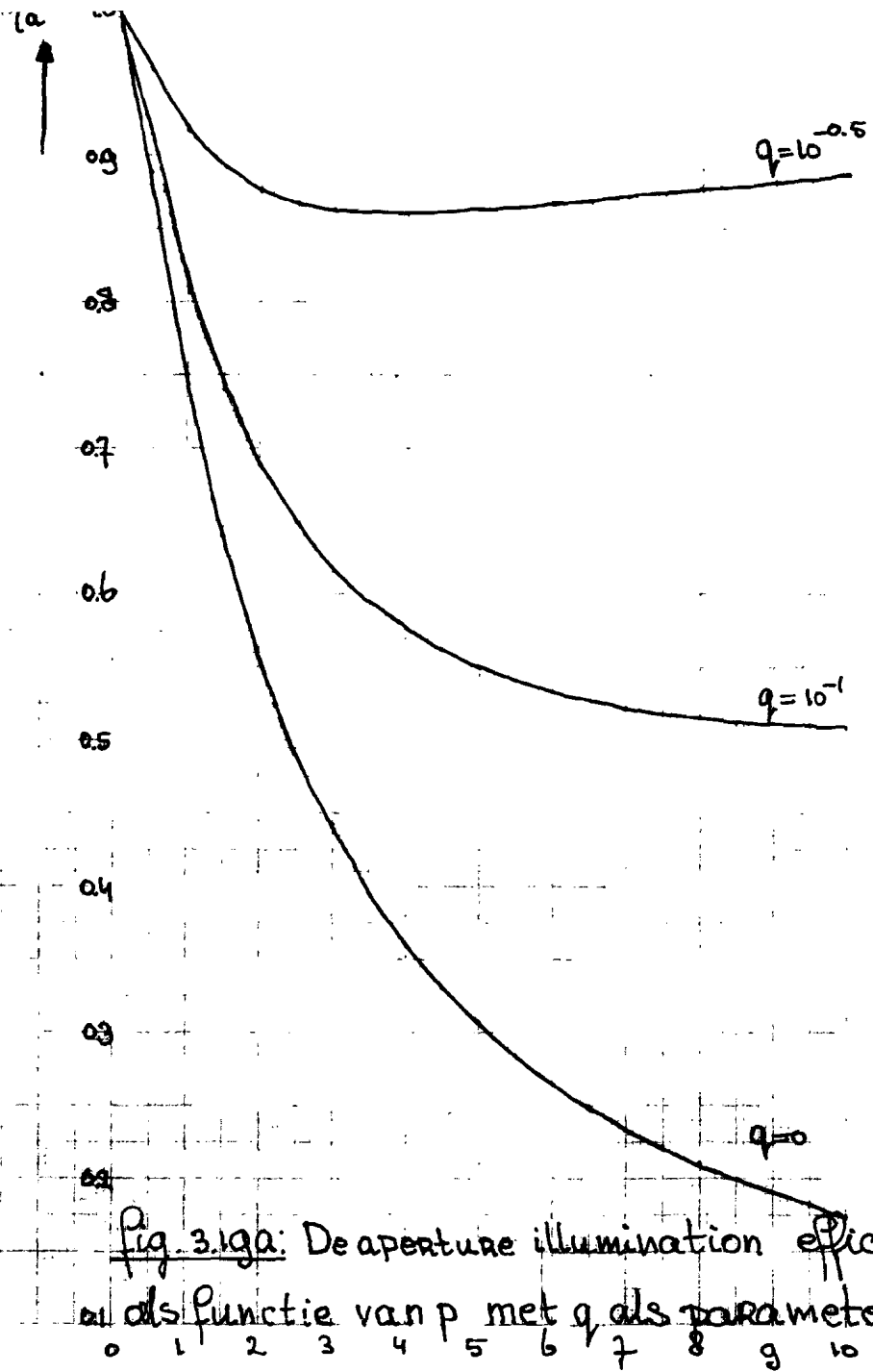


Fig. 3.19a: De aperture illumination efficiency η_a als functie van p met q als parameter

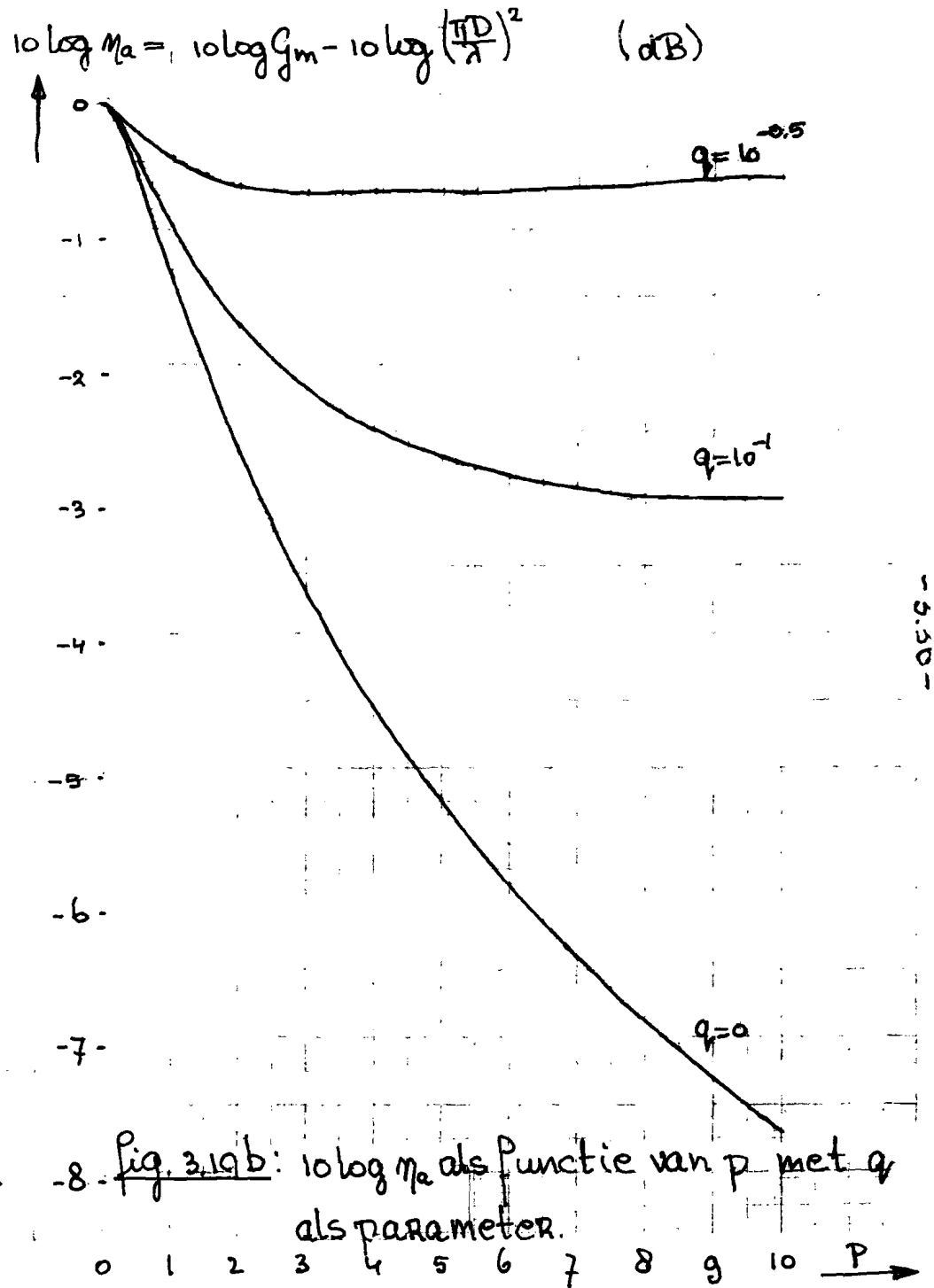
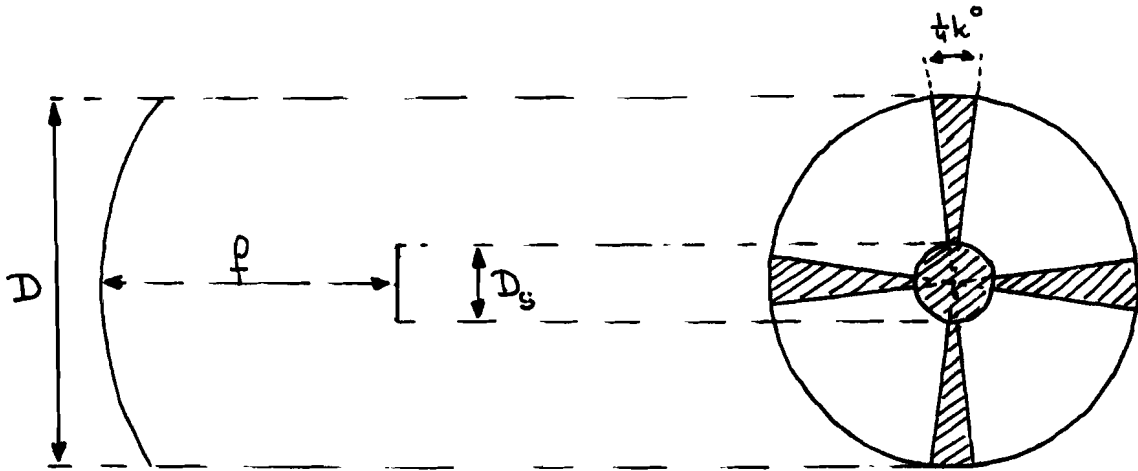


Fig. 3.19b: $10 \log \eta_a$ als functie van p met q als parameter.

- 5.50 -

3.8. De invloed van blokkering op de aperture illumination efficiency en op de winst



figuur 3.20: Blokkering bij symmetrische parabool antenne.

Als gevolg van de cluster voedingen en de struts waaraan deze voedingen zijn opgehangen, zal bij de symmetrische parabool antenne de door de reflector uitgezonden elektromagnetische stralen aanzienlijk geblokkeerd worden. Dit zal leiden tot een afname van de aperture illumination efficiency en van de winst. Bovendien zal het nulsniveau veranderen. Voor het laatste fenomeen zie tit [10]. We zullen een blokkering veronderstellen zoals in figuur 3.20 getekend is. Eerst bekijken we de blokkering van de cluster belichters, daarna die van de struts. Voor de winst G_m in het geval van blokkering t.g.v. de cluster belichters kunnen we schrijven

$$g_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_{\frac{D_s}{2}}^{\frac{D}{2}} f(\omega) 2\pi r dr \right|^2}{\int_0^{\frac{D}{2}} |f(\omega)|^2 2\pi r dr}$$

Voor de aperture illumination efficiency η_{b1} kunnen we nu schrijven

$$\eta_{b1} = \frac{g_m}{g_0} = 2 \frac{\left| \int_{\frac{D_s}{D}}^1 [q + (1-q)(1-r'^2)^p] r' dr' \right|^2}{\int_0^1 |q + (1-q)(1-r'^2)^p|^2 r' dr'} = 2 \frac{a'}{b'}$$

met $r' = \frac{2r}{D}$

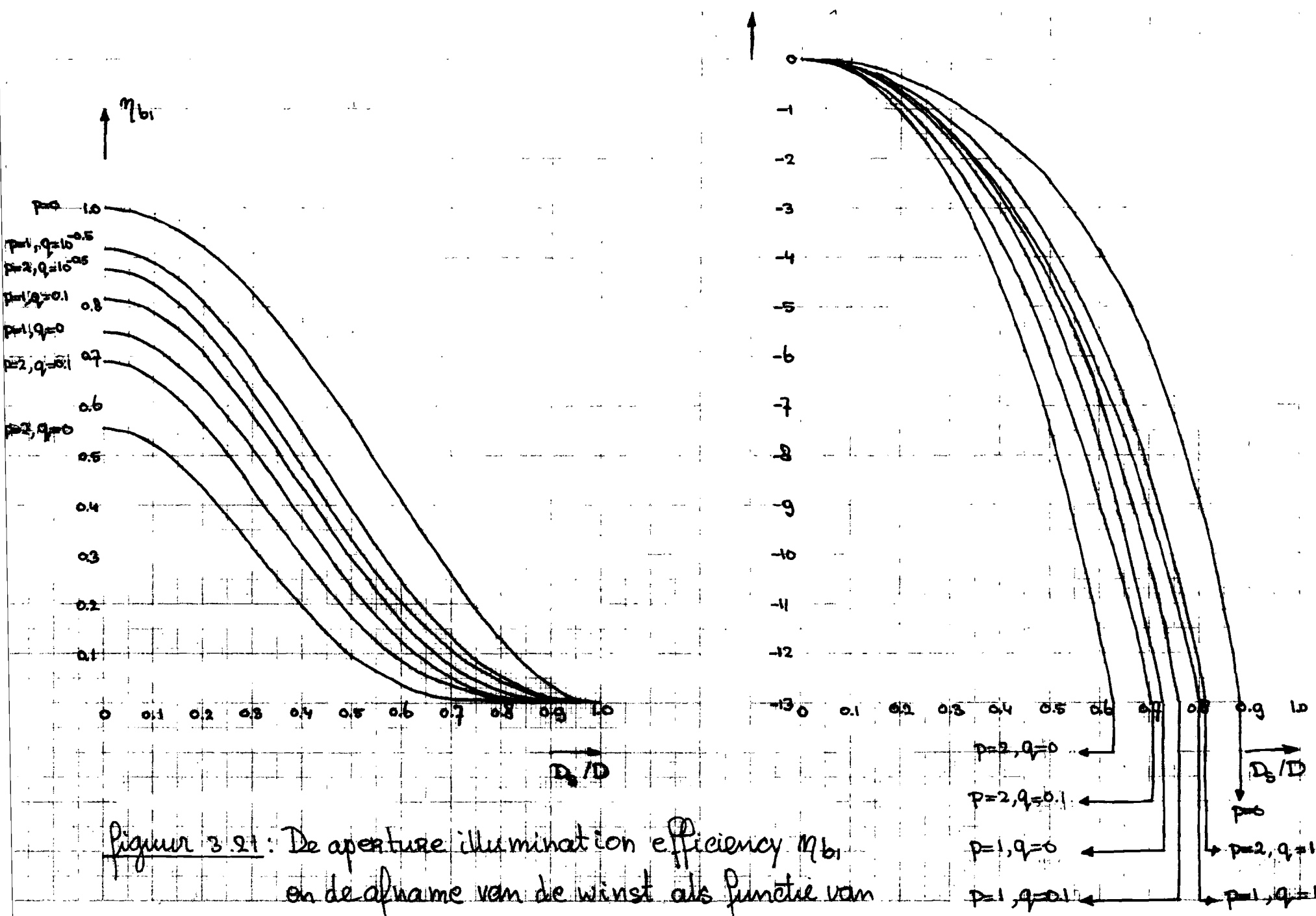
en

$$\begin{aligned} a' &= \left| \int_{\frac{D_s}{D}}^1 [q + (1-q)(1-r'^2)^p] r' dr' \right|^2 \\ &= \left| \int_{\frac{D_s}{D}}^1 q r' dr' + \frac{1}{2}(1-q) \int_0^{1-\left(\frac{D_s}{D}\right)^2} (1-r'^2)^p d(1-r'^2) \right|^2 \\ &= \left| \frac{1}{2}q \left(1 - \left(\frac{D_s}{D}\right)^2\right) + \frac{1}{2}(1-q) \frac{1}{p+1} \left(1 - \left(\frac{D_s}{D}\right)^2\right)^{p+1} \right|^2 \end{aligned}$$

$b' = b$ (zie paragraaf 3.7)

$$\text{ zodat } \eta_{b1} = \frac{\left| q \left(1 - \left(\frac{D_s}{D}\right)^2\right) + (1-q) \frac{1}{p+1} \left(1 - \left(\frac{D_s}{D}\right)^2\right)^{p+1} \right|^2}{q^2 + 2q(1-q) \frac{1}{p+1} + (1-q)^2 \frac{1}{2p+1}} \quad (3-15)$$

In figuur 3.21 is η_{b1} getekend als functie van $\frac{D_s}{D}$ voor verschillende p, q waarden. Daarnaast is de afname van g_m getekend als functie van $\frac{D_s}{D}$ voor verschillende p, q waarden.



Figuur 3.21: De aperture illumination efficiency η_{b1}
 en de afname van de winst als functie van
 D_s/D voor verschillende p, q waarden.

Wat betreft de blokkering t.g.v. de struik kunnen we kort zijn. Stel de aperture illumination efficiency ende winst bij afwezigheid van deze blokkering gelijk aan η_a resp G_m . Het is dan eenvoudig in te zien dat bij aanwezigheid van deze blokkering de aperture illumination efficiency η_{b2} ende winst G'_m gegeven worden door

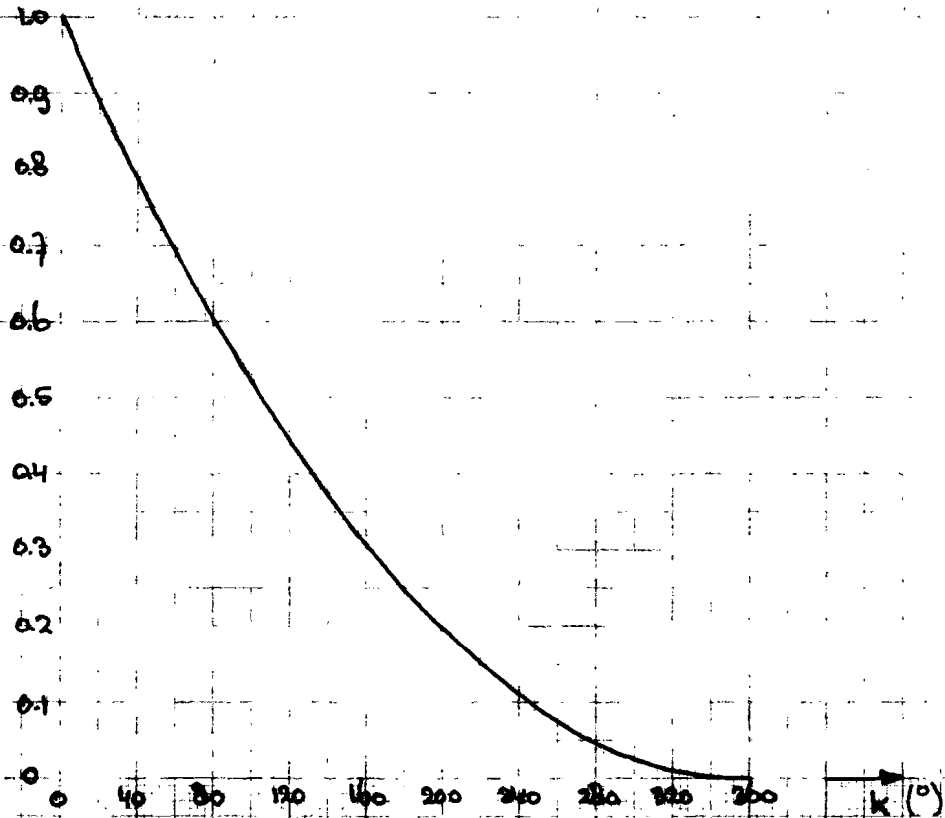
$$\eta_{b2} = \left[\frac{360-k}{360} \right]^2 \eta_a$$

en

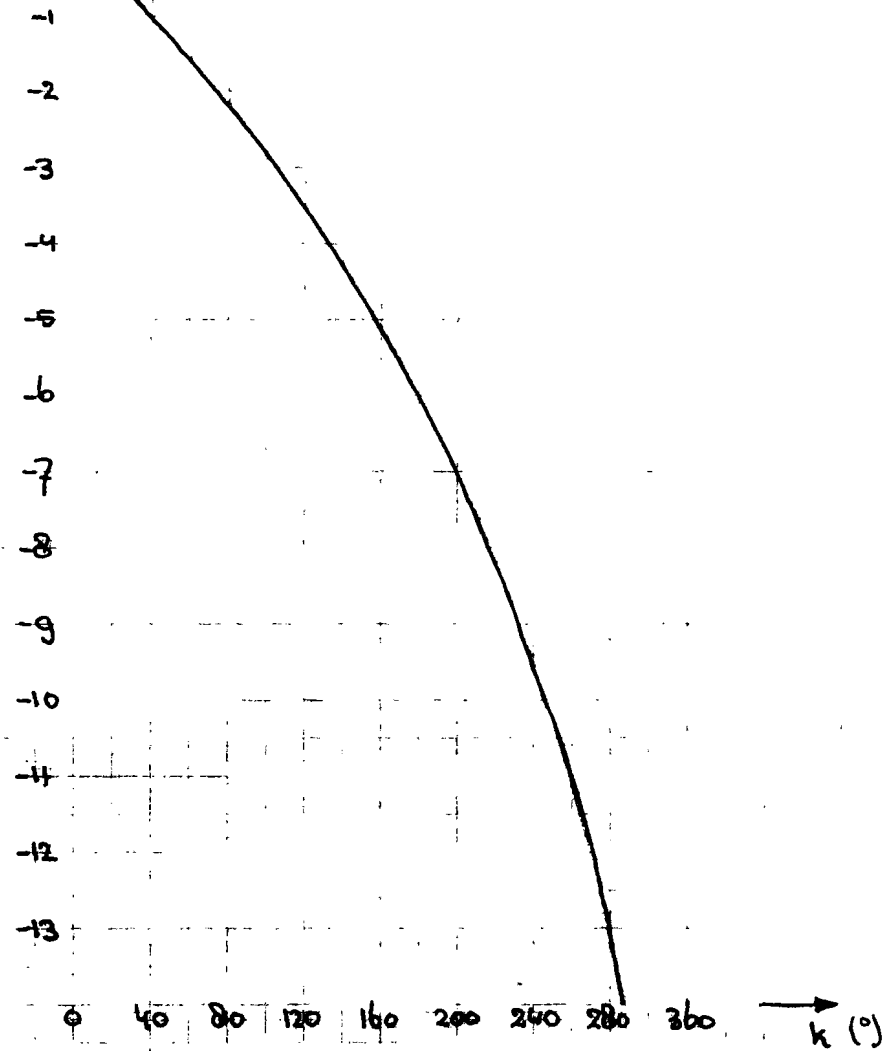
$$10 \log G'_m = 10 \log G_m + 20 \log \left(\frac{360-k}{360} \right)$$

In figuur 3.22 is η_{b2} / η_a en $10 \log(G'_m / G_m)$ uitgedrukt als functie van k . We zien dat de blokkering t.g.v. een niet al te grote cluster betichters (fig 3.21) weinig invloed heeft op de winst ende aperture illumination efficiency. De blokkering t.g.v. de struik zorgt evenwel al vrij snel voor een aanzienlijke afname van G_m en η_a .

↑ $\frac{m_{b2}}{m_a}$



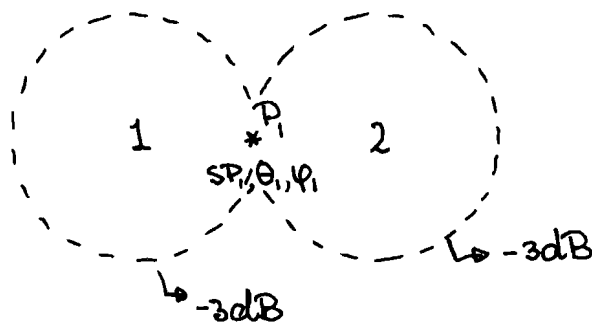
↑ $10 \log G_m' - 10 \log G_m$



figuur 3.22: $\frac{m_{b2}}{m_a}$ en $10 \log \frac{G_m'}{G_m}$ als functie van k

3.9 De keuze van de fase van het gewenste totale veld
 $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ en de toegepaste normering

In paragraaf 3.2 vonden we dat de fase van $g(\theta, \varphi)$ als functie van θ en φ gegeven wordt door $k\{\varepsilon_1 \cos(\varphi - \alpha) \sin \theta + \varepsilon_2 \cos \theta\}$ met $\varepsilon_2 = \varepsilon_1^2 / 2f$.
 De fase variatie is in de voor ons relevante gevallen zo klein dat hij geen aanleiding geeft tot extra destructieve interferentie tussen twee aangrenzende spotbeams. Anders gezegd bij gelijke fase van de excitatie coëfficiënten van belichter 1 en 2 zal de fase van $E_1'(SP_1, \theta_1, \varphi_1)$ nagenoeg gelijk zijn aan de fase van $E_2'(SP_2, \theta_2, \varphi_2)$ zie figuur 3.23



figuur 3.23: De -3dB contouren van twee belichters van een contoured beam antenne.

Bij de symmetrische parabool antenne kiezen we daarom de fase van $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ voor alle m hetzelfde. Alle berekende vermogens worden genormeerd op het vermogen P_0 (dB) in het punt O (zie figuur 2.7) t.g.v.

donkere antenne met één belichter in het brandpunt.
De excitatie coefficient van deze belichter is 1. Het
verzekende genormeerde vermogen in het punt SP, θ, φ
is dus $20 \log \{ |E(SP, \theta, \varphi)| \} - P_0$.

3.10. De bekende contoured beam antenne diagrammen

In figuur 3.24 is de genormeerde vermogensverdeling getekend over een bol rond de satelliet t.g.v. een contoured beam antenne met 19 voedingen gelegen op het Petrusal oppervlak. De gestippelde cirkels zijn de -3dB contouren van de 19 elementaire spotbeams. Verder geldt $f_{\text{ref}} = 1$, $D = 10\text{m}$, $f_{\text{req}} = 15.3\text{GHz}$, $f_{\text{ID}} = 0.67$. (dat wil zeggen dat de belichters met een doorsnede van 0.75λ tegen elkaar aanwitten (zie paragraaf 3.6)) alle belichters zijn gelijk geexciteerd.

In figuur 3.25 is de genormeerde vermogensverdeling van dezelfde contoured beam antenne getekend maar nu met verbeterde excitatie coëfficiënten (zie paragraaf 2.1). Het gewenste vermogen in de 43 optimalisatiepunten is 0dB

uit deze figuren zien we duidelijk de noodzaak van het verbeteren van de excitatie coëfficiënten. In figuur 3.24 vonden we in de $\theta = 0$ richting een vermogensput van -6.5dB . Na verbetering van de excitatie coëfficiënten is de ripple kleiner dan 0.5dB (zie figuur 3.25).

In figuur 3.26 is de genormeerde vermogensverdeling getekend over de Benelux. Het aantal belichters is nu 18. Figuur 3.27 toont de -3dB contouren van

de 13 elementaire spotbeams en de 38 optimalisatie punten. Het gewenste vermogen in deze punten is 0dB. Er geldt $f/D=1$, $D=10\text{m}$, $f_{\text{req}}=20.4\text{GHz}$, $f/D=0.67$. Antennes met een reflector diameter $D=10\text{m}$ bij $f_{\text{req}}=20.4\text{GHz}$ kunnen nog niet gelanceerd worden. Met een reflector diameter $D=4.5\text{m}$ (Space Shuttle) is het evenwel onmogelijk om een contoured beam antenne voor de Benelux te ontwerpen. Hiervoor is de contour te klein.

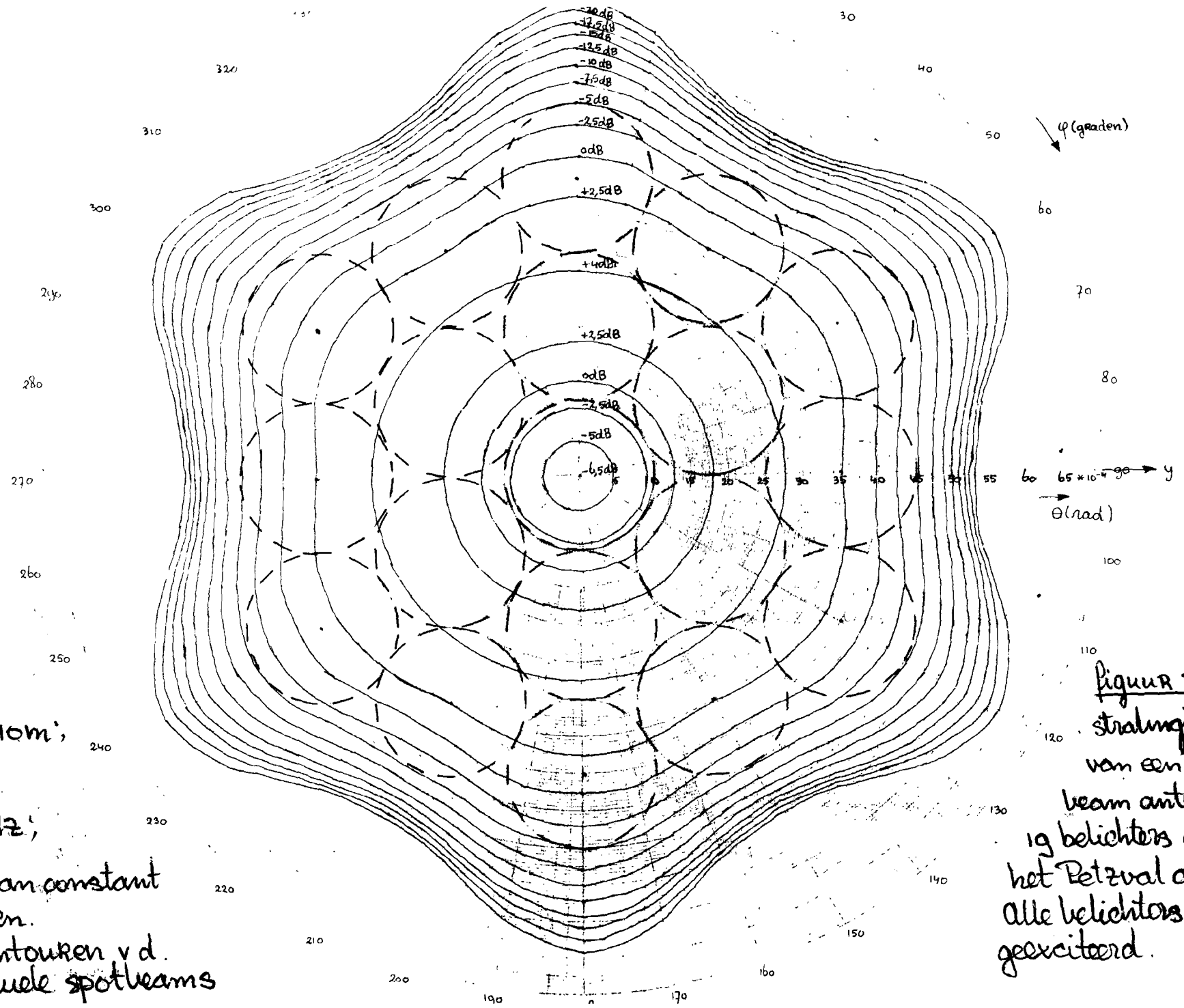
In figuur 3.28 is de genormeerde vermogensverdeling getekend over Groot Britannië en Ierland. Het aantal belichters is hier 7. Figuur 3.29 toont de -30dB contouren van de 7 elementaire spotbeams en de 15 optimalisatie punten. Het gewenste vermogen in deze punten is -30dB. Voorts geldt $p=1$, $q=10^{-0.5}$ (zie paragraaf 3.3), $D=2.5\text{m}$ (Ariane), $f_{\text{req}}=20\text{GHz}$. De f/D verhouding is nu gekozen dat belichters met een diameter van 0.75λ tegen elkaar aanpassen. Dit levert $f/D=0.6$ (zie figuur 3.18)

In figuur 3.30 is de genormeerde vermogensverdeling over Groot Britannië en Ierland getekend. Nu geldt $D=4.5\text{m}$ (Space Shuttle). Het aantal belichters is 14. Het gewenste vermogen in de in figuur 3.31 getekende 29 optimalisatie punten is -30dB. De f/D verhouding is nu gekozen dat belichters met een diameter van 0.75λ tegen elkaar aanpassen. Bij een

$p=1, q=10^{-0.5}$ en $f_{\text{req}} = 20 \text{ GHz}$ vinden we $f_{\text{TD}} = 0.6$.
Die voor de computerprogramma's waarmee de
excitatiecoëfficiënten en het strahlingsdiagram
berekend zijn resp. appendix A5 en A6.
Voor de absolute waarde en de fase van de des-
betreffende excitatiecoëfficiënten zie appendix A14.
Als men in figuren 3.24, 3.25, 3.27, 3.29, 3.31 de x-as
vervangt door de -x-as en de y-as door de -y-as
dan komen de -3dB contouren van de elementaire
spotbeams overeen met de randen van de ronde
belichters in het brandvlak. De diameter van de
belichters is 0.75λ .

$\alpha = 1$; $D = 10m$;
 $D = 0.67$;
 $f_{req} = 15.3 GHz$;

— lijnen van constant vermogen.
 - - -30dB contouren v d. individuele spotbeams



figuur 3.24:
 stralingsdiagram van een contoured beam antenne met 19 belichters gelegen op het Petzval opp. alle belichters zijn gelijk geexciteerd.

-3.47-

$\alpha) = 1$; $D = 10m$;

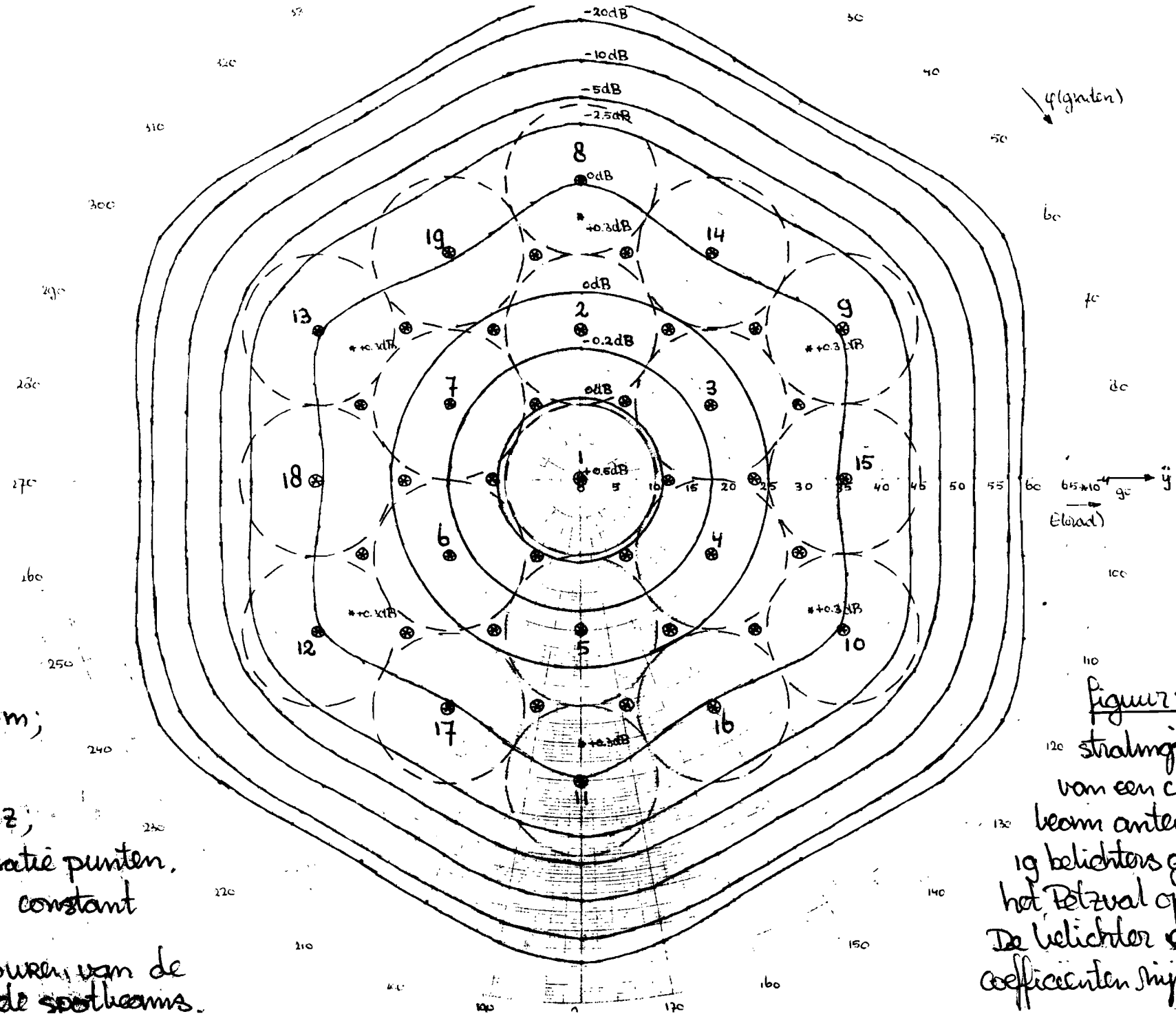
$\beta) D = 0.67$;

$f_{req} = 15.3GHz$;

● optimalisatie punten,

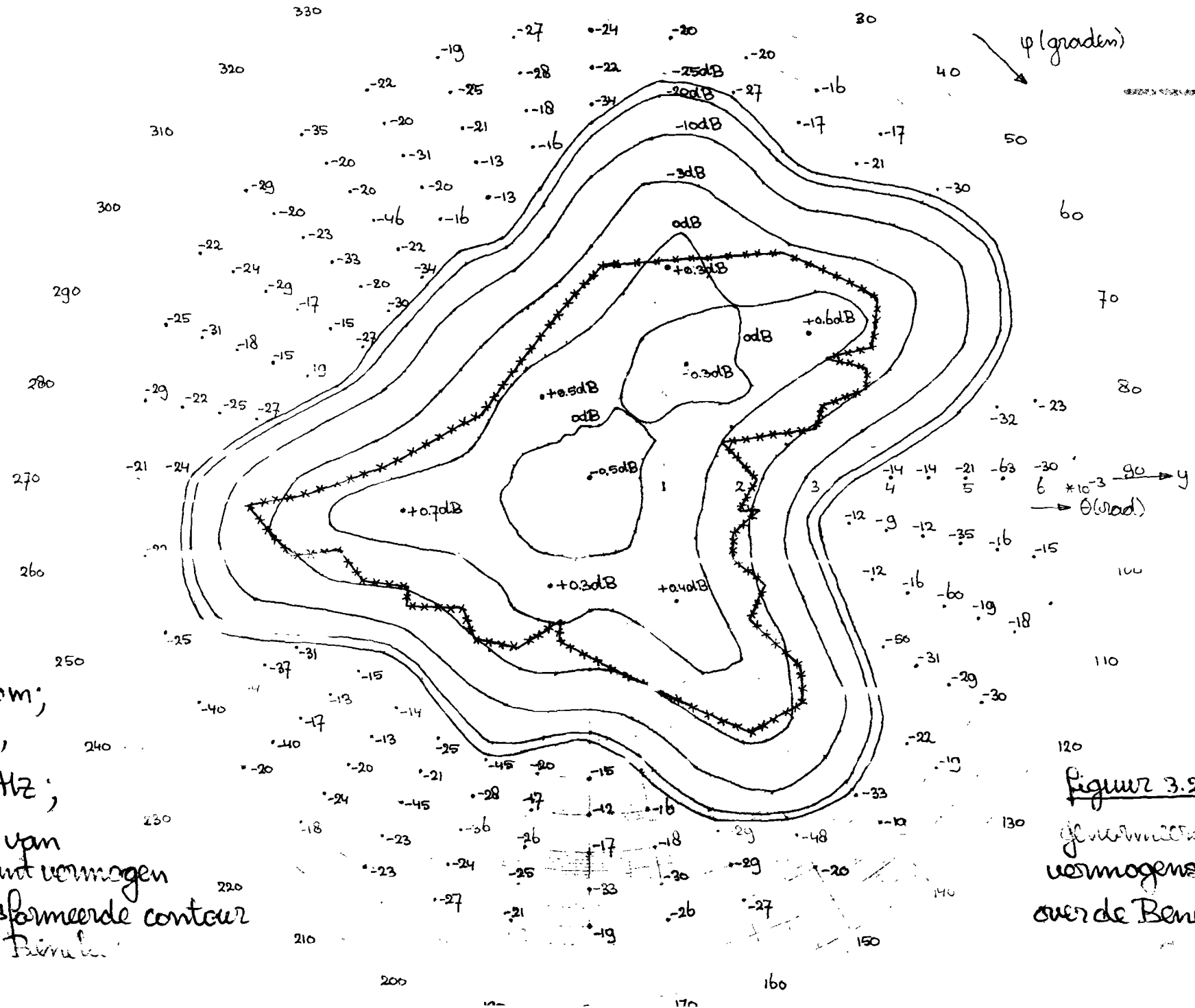
- lijnen van constant vermogen

- -3dB contouren van de individuele spotbeams.



Figuur 3.25:

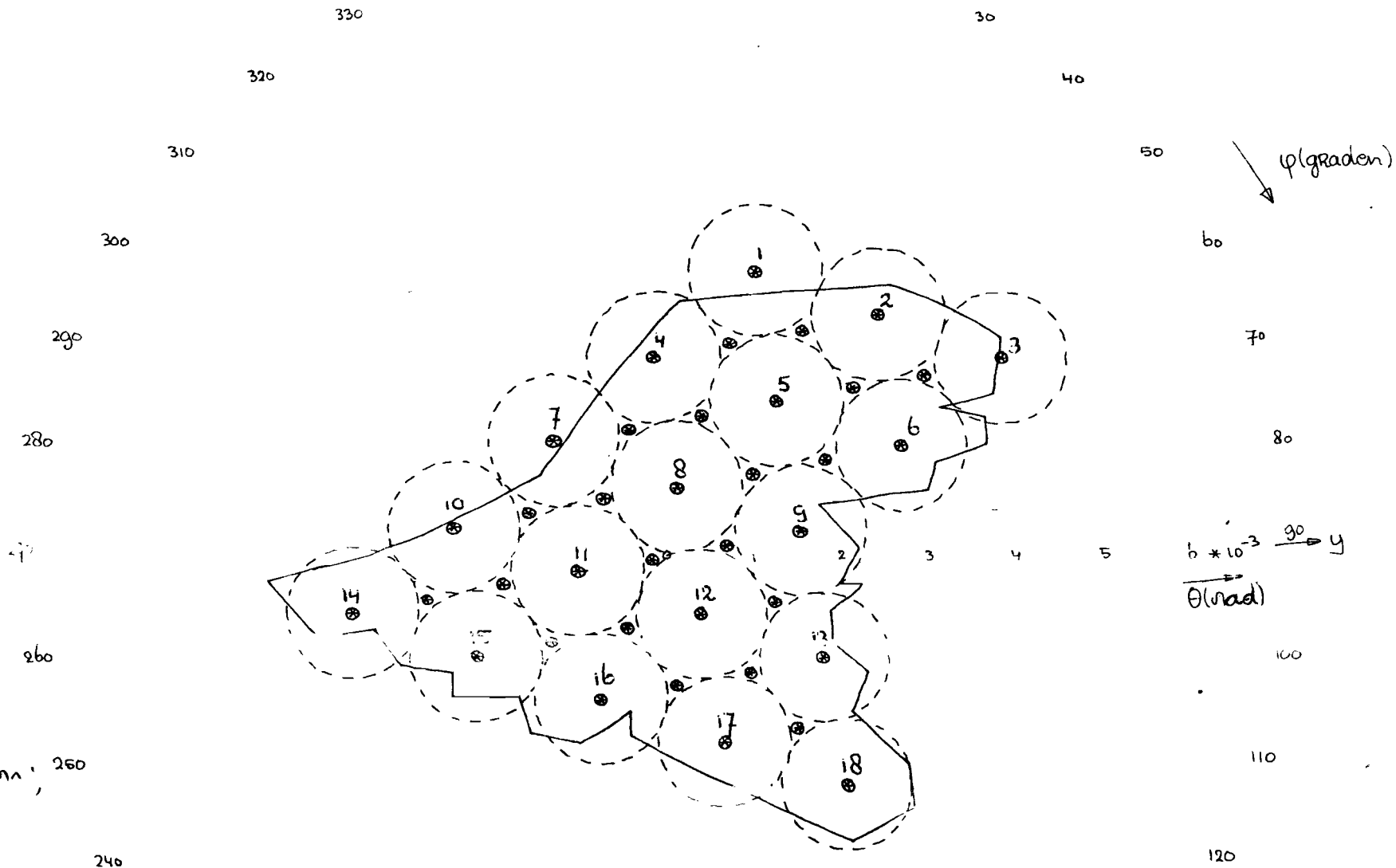
stralingsdiagram van een contouraal beam antenne met 19 belichters gelegen op het Betzval opv. De belichter excitatie coëfficiënten zijn verhelderd



$f(\varphi) = 1$; $D = 10 \text{ km}$;
 $PTD = 0.67$;
 $f_{\text{req}} = 20.4 \text{ GHz}$;
 ———— lijnen van
 konstant vermogen
 *** getransformeerde contour
 van de Benelux

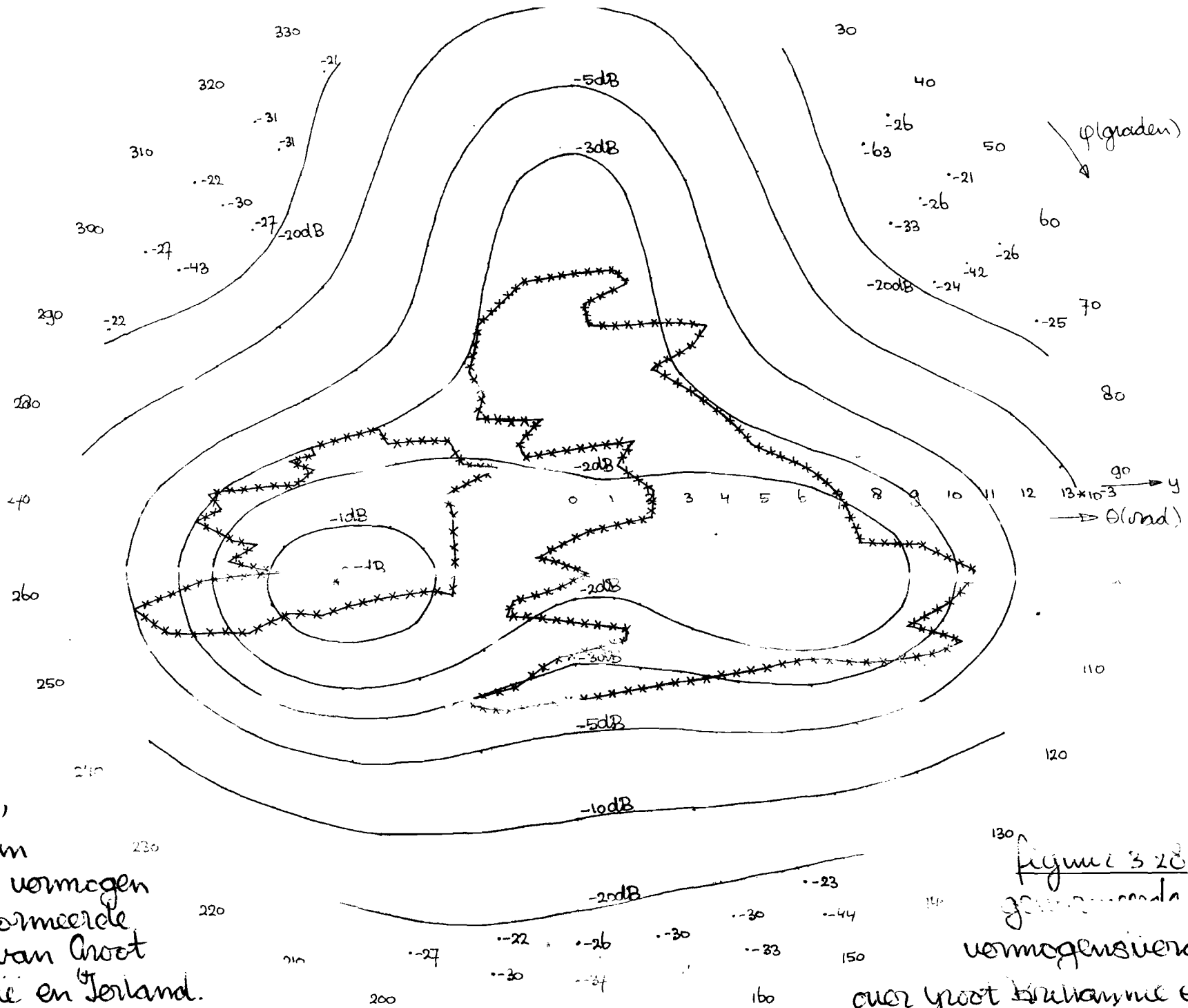
Figuur 3.2b:
 getransformeerde
 vermogensverdeling
 over de Benelux

-3.19-



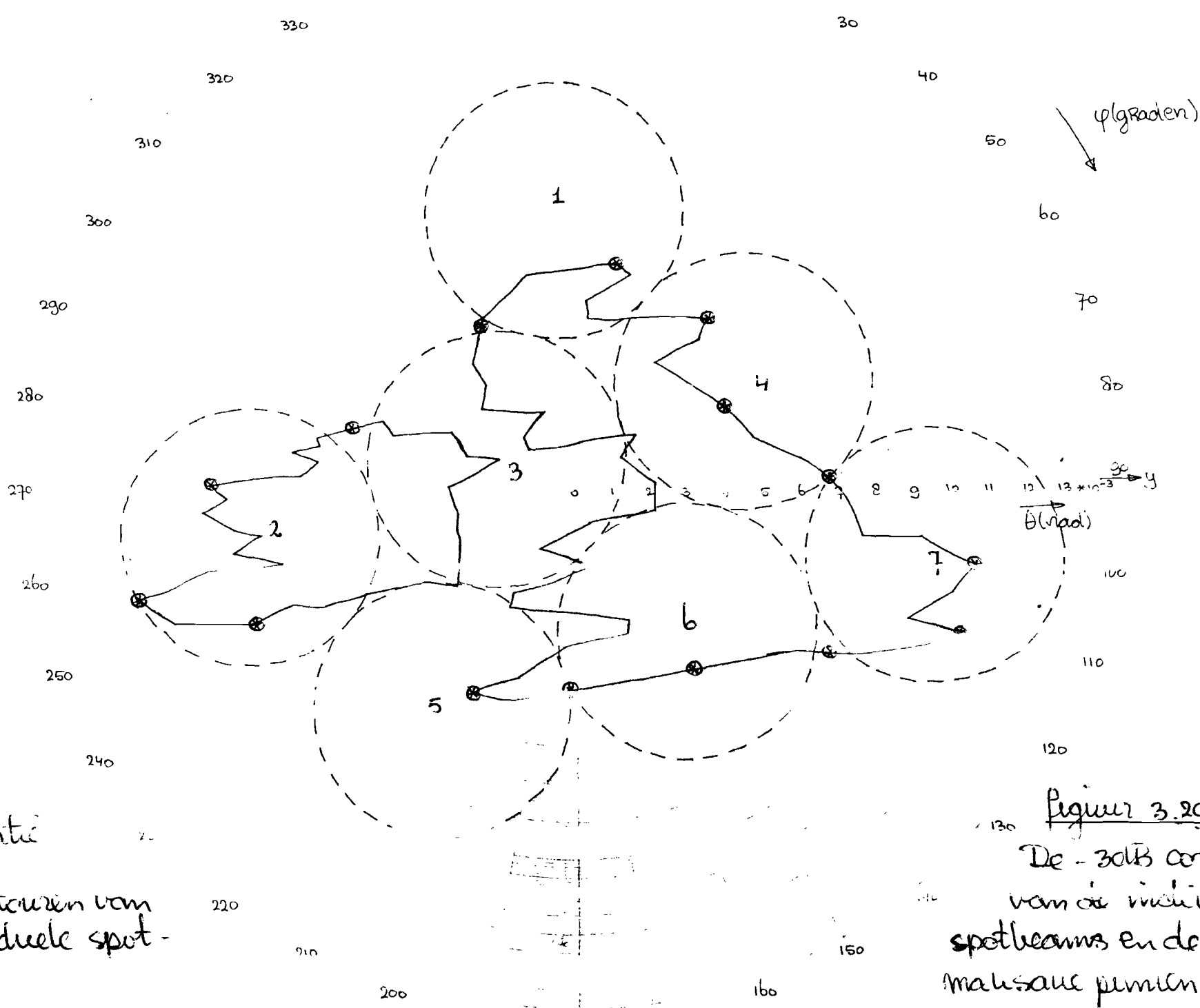
$\lambda = 1; D = 10\text{mm};$
 $D = 0.67;$
 $f_{\text{req}} = 20.4\text{GHz};$
 * optimalisatie punten
 --- -3dB contouren van de individuele spotbeams.

Figuur 3.27:
 De -3dB contouren van de individuele spotbeams en de optimalisatie punten.



$\epsilon = 1, \eta = 10^{-0.5}$;
 $\lambda = 2.5 \text{ m}$
 $D = 0.6$;
 $f_{\text{req}} = 20 \text{ GHz}$;
 — lijnen van
 konstant vermogen
 *** getransformeerde
 contour van Groot
 Britannië en Ierland.

figuur 3.28,
 getransformeerde
 vermogensverdeling
 over Groot Britannië en Ierland



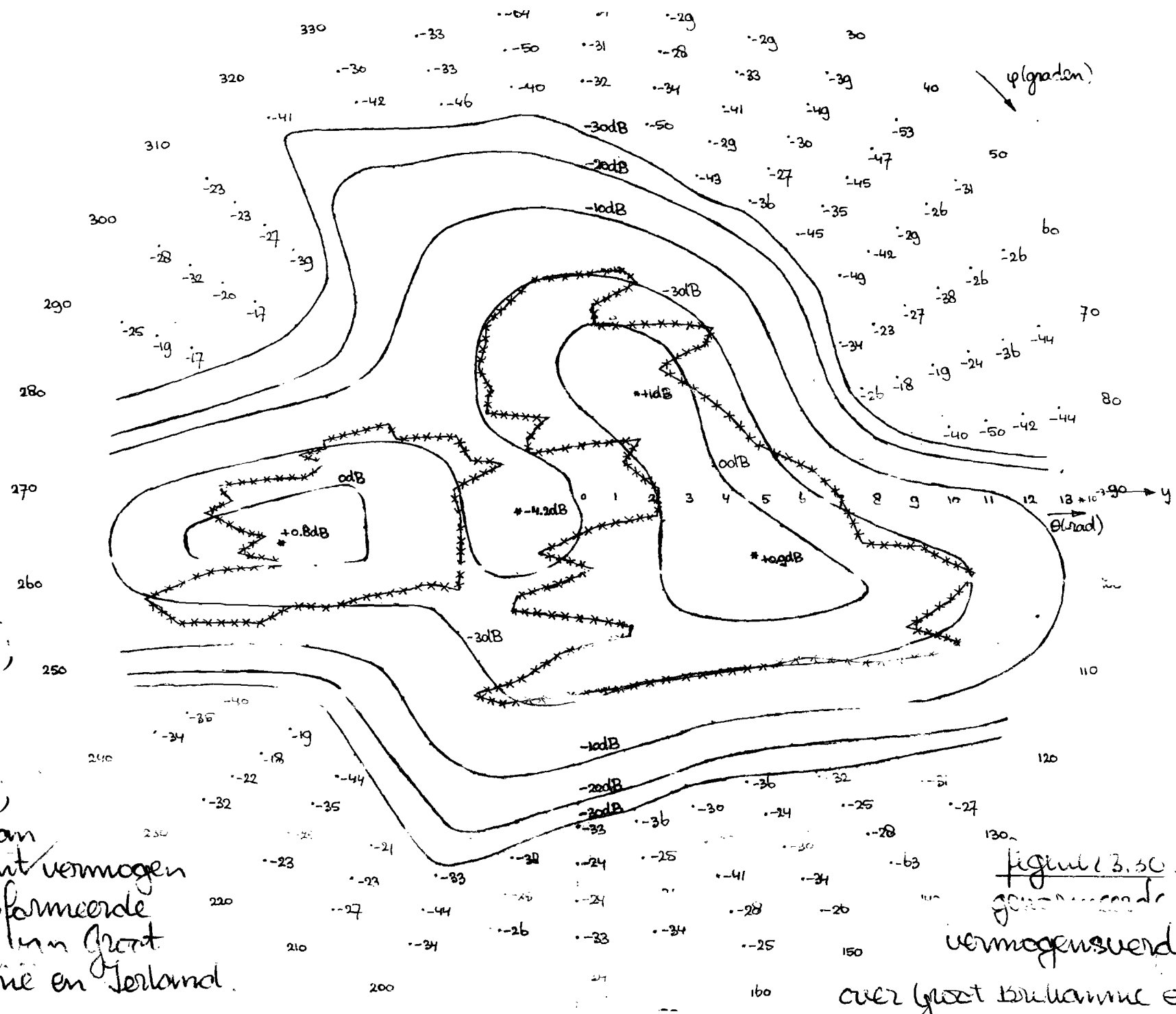
$\gamma = 10^{-0.5}$
 $L = 75 \text{ m}$
 $D = 0.6$
 $\omega_c = 20 \text{ GHz}$
 optimalisatie
 punten
 --- 30dB contouren van
 de individuele spot-
 beams.

Figuur 3.29:
 De -30dB contouren
 van de individuele
 spotbeams en de opti-
 malisatie punten.

2-3-52-

$\gamma = 1; \rho = 10^{-0.5}$
 $l = 4.5 \text{ m}$
 $D = 0.6$

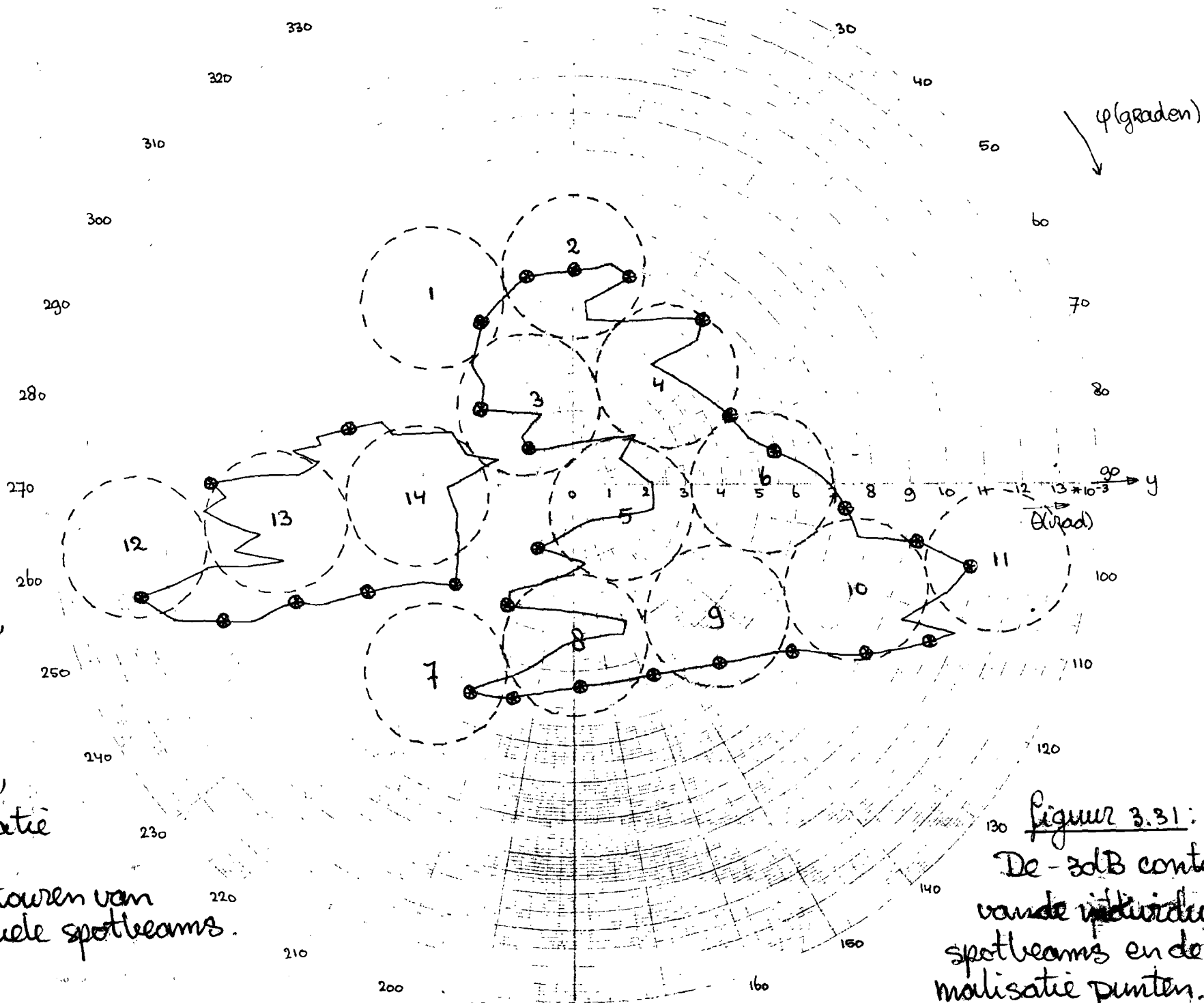
$f_{req} = 20 \text{ GHz}$
 — lijnen van
 konstant vermogen
 *** getransformeerde
 contouren van Groot
 Britannië en Ierland.



figuur 13.50
 getransformeerde
 vermogensverdeling
 over Groot Britannië en Ierland

- 3.53 -

$\rho = 1$; $q = 10$; $\sigma = 0.5$;
 $r = 4.5 \text{ m}$;
 $D = 0.6$;
 $f = 20 \text{ GHz}$;
 optimalisatie
 punten
 - -3dB contouren van
 de individuele spotbeams.



Figuur 3.31:
 De -3dB contouren
 van de individuele
 spotbeams en de opti-
 malisatie punten.

3.11. Vergelijking van contoured beam antenne met conventio-
nele antenne

In paragraaf 3.7 hebben we gezien dat de winst van de
symmetrische parabool antenne gegeven wordt door

$$G_m = \eta_a \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

Hierin wordt η_a volledig bepaald door $f(\rho)$. Verder
mogen we dat

$$G_m = \frac{4\pi P_m}{P_a}$$

Met P_m het piekvermogen in het verre veld en P_a het totale
aan de reflector toegevoerde vermogen.

$$\frac{4\pi P_m}{P_a} = \eta_a \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2$$

Noem het door de n^e belichter van de contoured beam
antenne aan de reflector toegevoerde vermogen P_{in} en
de diameter van deze reflector D_1 .

We zullen nu het te beschrijven gebied gaan belichten
met een conventionele antenne met een voeding in
het brandpunt. We passen weer dezelfde vermogens
normering toe als bij de contoured beam antenne
(zie paragraaf 3.9). De golflengte λ en de p en q van
de apertuur distributie functie $f(\rho)$ nemen we gelijk
aan de bij de contoured beam antenne gebruikte λ ,

peny.

De diameter D_2 van deze antenne wordt nu gekozen dat het gehele te belichten gebied ligt binnen de -3dB contour. Noem nu het door de belichter van de conventionele antenne aan de reflector toegevoerde vermogen P_2 .

Voor de verhouding P_{in} en P_2 vinden we

$$\frac{P_{in}}{P_2} = \{ \text{COEFR}_n^2 + \text{COEFL}_n^2 \} \left(\frac{D_2}{D_1} \right)^2 \quad (3-17)$$

De verhouding van het totale door de n belichters aan de reflector van de contoured beam antenne toegevoerde vermogen P_1 en P_2 is dan

$$\begin{aligned} \frac{P_1}{P_2} &= \left(\frac{D_2}{D_1} \right)^2 \sum_n \{ \text{COEFR}_n^2 + \text{COEFL}_n^2 \} \\ &= \left(\frac{D_2}{D_1} \right)^2 \sum_n |\text{COEF}_n|^2 \end{aligned} \quad (3-18)$$

met $P_1 \leq P_{in}$

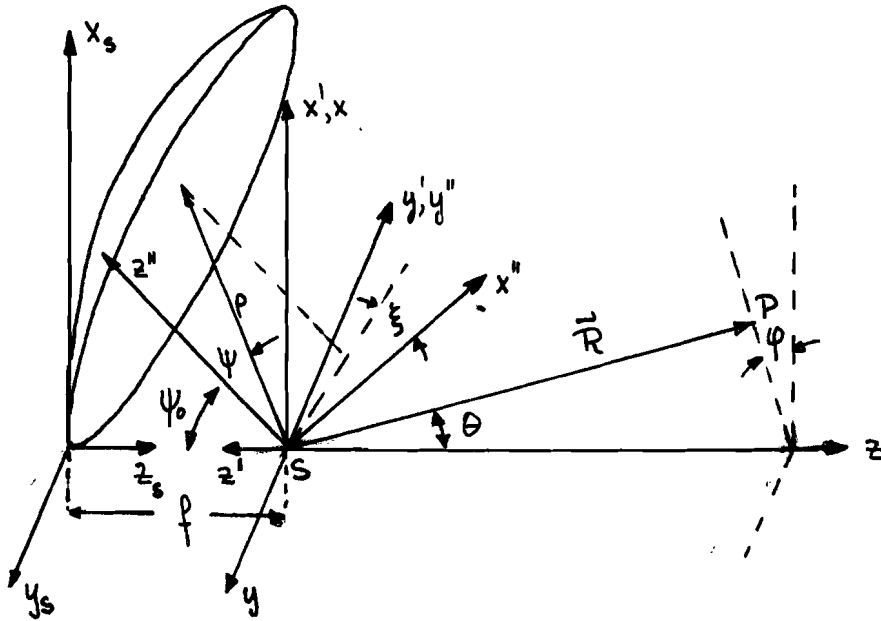
Voor de $D_1, D_2, P_1/P_2$ behorende bij de in par 3.10 beschreven contoured beam antennes zie onderstaande tabel.

figuur	D_1	D_2	$\frac{P_1}{P_2}$
3.26	10	1.67	0.35
3.28	2.5	0.77	0.24
3.30	4.5	0.77	0.18

4.0. Inleiding

Offset reflector antennen configuraties hebben enkele voordelen in vergelijking met centraal gevoede systemen. De blokkering t.g.v. de voedingshoorn (of subreflector in een cassegrain systeem) en de struiks die de urnst in centraal gevoede systemen verminderen (zie paragraaf 3.8) wordt vermeden. Dit is vooral belangrijk in multifeed antennes omdat bij deze antennes het belichter systeem relatief groot is. Verder is bij een antenne met meer belichters de koppeling tussen de voedingen via de reflector in een offset systeem veel geringer omdat er geen directe reflectie terug in de voeding optreedt. We hebben daarom de mogelijkheid onderzocht om met behulp van een offset reflector antenne met een cirkelvormige apertuur een contoured beam te maken. Allereerst zal onderzocht worden hoe bij een dergelijke antenne het stralingsdiagram eruit ziet bij defocussing. Verder zullen we ook nu weer de BDF en de θ_{3dB} moeten berekenen.

4.1. De geometrie van de offset-fed paraboloidale reflector

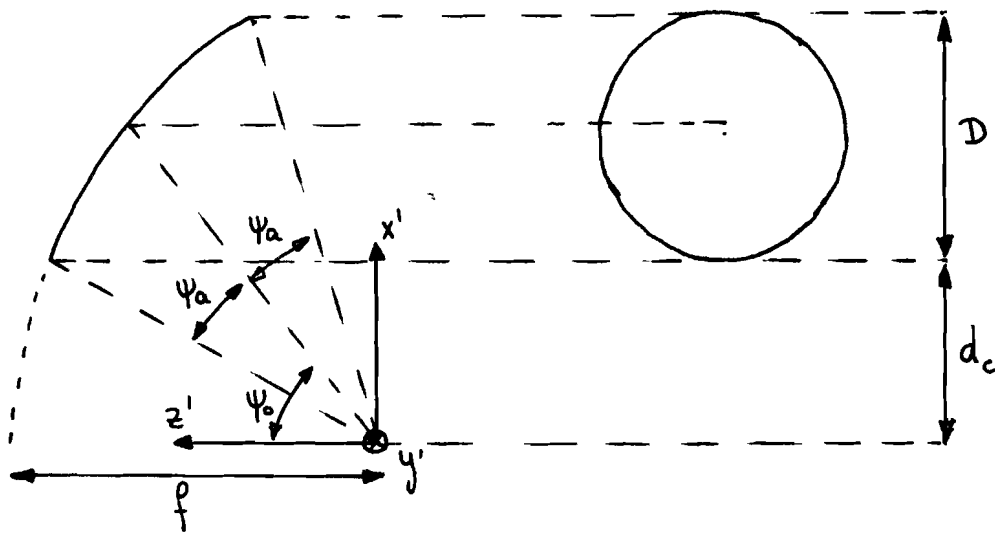


figuur 4.1: De geometrie van de offset-fed paraboloidale reflector

De in figuur 4.1 getekende paraboloidale reflector is een deel van een omwentelingsparaboloïde die de z-as als omwentelingsas heeft. De top van deze paraboloïde valt samen met de oorsprong van het x, y, z coördinaten systeem. De vergelijking van een omwentelingsparaboloïde met brandpuntsafstand f in x, y, z_s coördinaten is

$$x_s^2 + y_s^2 = 4fz_s$$

Het in offset-fied paraboloidale reflector systemen gebruikte reflector oppervlak is dat oppervlak wat een kegel $\psi = \psi_a$ uit de omwentelingsparaboloïde snyt. Hierin is $\psi_a < \psi_0$. Dit om blokkeering uit te sluiten. ψ_0 noemt men de offset hoek, ψ_a de subtended angle (zie figuur 4.2).



figuur 4.2: De cirkelvormige projectie van de doorsnijding van de kegel $\psi = \psi_a$ met het paraboloidale opp. op het x', y' vlak.

uit de bovenstaande figuur zien we dat de diameter D van de geprojecteerde opening een functie is van ψ_0, ψ_a en f . D wordt gegeven door

$$D = 4f \sin \psi_a / (\cos \psi_0 + \cos \psi_a) \quad (4-1)$$

Het coördinaten systeem wat gebruikt wordt om de belichtingsfunctie te beschrijven is een sferisch coördinaten systeem ρ, ψ, ξ met het brandpunt van de omwentelingsparaboloïde als oorsprong. De polaire z'' -as van dit sferische coördinaten systeem maakt een hoek ψ_0 met de negatieve z_s -as. De vergelijking van het paraboloidale oppervlak in dit coördinaten systeem is (lit [11])

$$\rho = 2f / (1 + \cos \psi_0 \cos \psi - \sin \psi_0 \sin \psi \cos \xi) \quad (4-2)$$

Het coördinaten systeem wat gebruikt wordt om het verre veld te beschrijven is een sferisch coördinaten systeem R, θ, φ met het brandpunt van de omwentelingsparaboloïde als oorsprong. De polaire as van dit sferisch coördinaten systeem wijst in de positieve z_s richting. Het x', y', z' stelsel is een hulpcoördinaten stelsel met het brandpunt van de omwentelingsparaboloïde als oorsprong, de z' -as in de negatieve z_s richting en de y' -as in de negatieve y_s richting.

De projectie van de doorsnijding van de kegels $\psi = \text{konstant}$ met het paraboloidale oppervlak op het x', y' vlak zijn cirkels. De vergelijking van deze cirkels wordt gegeven door

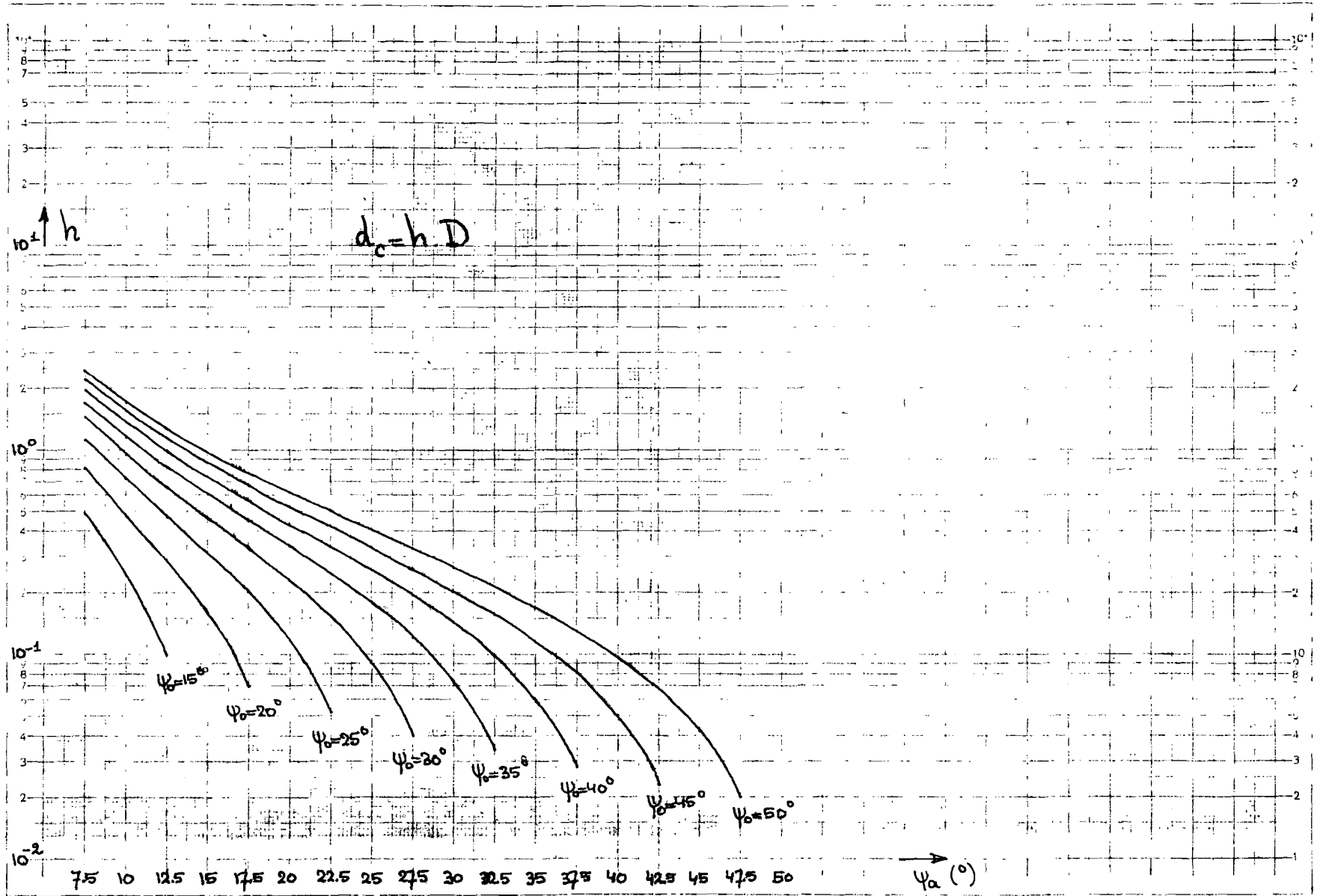
$$\left[x' - \frac{2f \sin \psi_0}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right]^2 + y'^2 = 4f^2 \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right]^2$$

De in figuur 4.2 getekende fecal clearance distance d_c (lit [12]) wordt

$$d_c = h \cdot D \quad \text{met } h = \tan\left(\frac{\psi_0 - \psi_a}{2}\right) \cdot \frac{\cos\psi_0 + \cos\psi_a}{2\sin\psi_a} \quad (4-3)$$

Voor h als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter, zie figuur 4.3

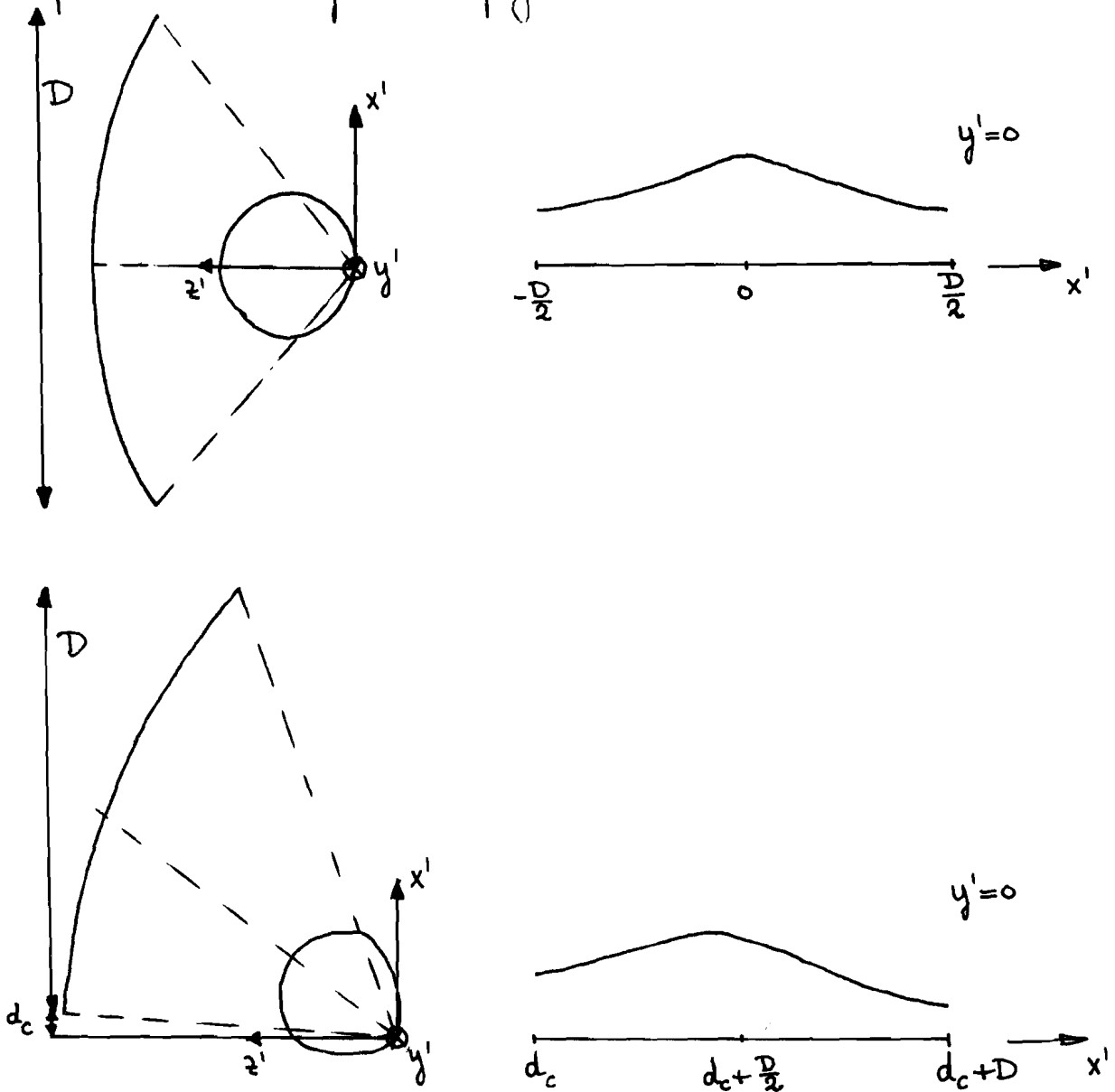
Om aperture blokkering tegen te gaan en de wisselwerking tussen de reflector en de belichter(s) te minimaliseren, moet d_c groot genoeg zijn.



Figuur 4.2: d_c/D als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter; d_c is de feed clearance distance en D de diameter van de reflector.

4.2. De gefocusserde offset fed paraboloidale reflector

Bij de symmetrische parabool antenne (zie hoofdstuk 3) krijgen we bij gebruik van een belichter met rotatie symmetrisch stralingsdiagram een rotatie symmetrische apertuur distributie. Bij de offset configuratie zal bij gebruik van een belichter met rotatie symmetrisch stralingsdiagram de apertuur distributie niet rotatie symmetrisch zijn (zie figuur 4.4)



figuur 4.4: De apertuur distributie van de symmetrisch en de offset configuratie.

Het is dan ook verstandig om bij de offset-feed parabool antenne niet uit te gaan van een gegeven apertuur distributie functie $f(\rho)$ maar van een gegeven stralingsdiagram $G_f(\psi, \zeta)$ van de belichter. We kunnen ook nu weer scalair te werk gaan. De formule voor het verre veld komt er dan als volgt uit te zien (uit [11])

$$E(R, \theta, \varphi) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{P_T}{2\pi} \right]^{1/2} e^{-2jkf} g(\theta, \varphi) \quad (4-4)$$

$$\text{met } g(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} \frac{[G_f(\psi, \zeta)]^{1/2}}{\rho} \exp(-jk(\rho(1 - \vec{a}_p \cdot \vec{a}_R) - 2f)) \rho^2 \sin\psi d\psi d\zeta$$

Hierin is

\vec{a}_p : propagatie richting van het invallend veld
 \vec{a}_R : eenheidsvector in de richting van het punt R, θ, φ
 k : golfgetal = $\frac{2\pi}{\lambda}$ met λ de golflengte

P_T : het totale door de belichter uitgestraalde vermogen.

We veronderstellen een rotatie symmetrische belichter functie

$$G_f(\psi, \zeta) = G_f(\psi) = 2(n+1) \cos^n \psi \quad \begin{matrix} 0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{2} \\ \psi > \frac{\pi}{2} \end{matrix} \quad (4-5)$$

Omdat de apertuur distributie niet rotatie symmetrisch is, is het nu onmogelijk om de dubbel integraal die we nodig hebben om $g(\theta, \varphi)$ uit te rekenen om te vormen tot een enkelvoudige integraal. Het probleem is nu dat we een dubbel integraal met moeten rekenen met sterk oscillerende integraal. Dit kost erg veel

rekentijd. Het is daarom erg belangrijk om na te gaan in hoeverre we de integraal kunnen vereenvoudigen. Voor het inproduct $\vec{a}_p \cdot \vec{a}_R$ vinden we

$$\begin{aligned} \vec{a}_p \cdot \vec{a}_R = & [\cos\psi_0 \sin\psi \cos\zeta + \sin\psi_0 \cos\psi] \sin\theta \cos\varphi \\ & - \sin\psi \sin\zeta \sin\theta \sin\varphi \\ & + [\sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta - \cos\psi \cos\psi_0] \cos\theta \end{aligned} \quad (4-6)$$

In hoofdstuk 1 hebben we gezien dat de voor ons belangrijke θ waarden kleiner zijn dan $1.3 \cdot 10^{-2}$ radialen (0.74 graad). De vereenvoudiging $\cos\theta \approx 1$ zal naar verwachting geen grote fouten introduceren. ($\cos 1.3 \cdot 10^{-2} = 0.99992$). De rekentijd zal wel aanmerkelijk korter worden omdat de integraal nu vereenvoudigd kan worden.

Zonder de vereenvoudiging $\cos\theta \approx 1$ zal de exponent van de e macht in de integraal er als volgt uit

$$\begin{aligned} jk(p[\vec{a}_p \cdot \vec{a}_R - 1] + 2f) = \\ jk(p([\cos\psi_0 \sin\psi \cos\zeta + \sin\psi_0 \cos\psi] \sin\theta \cos\varphi \\ - \sin\psi \sin\zeta \sin\theta \sin\varphi \\ + [\sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta - \cos\psi \cos\psi_0] \cos\theta - 1) + 2f) \end{aligned}$$

met de vereenvoudiging $\cos\theta \approx 1$ en formule 4-2.2 vinden we voor de e macht in de integraal

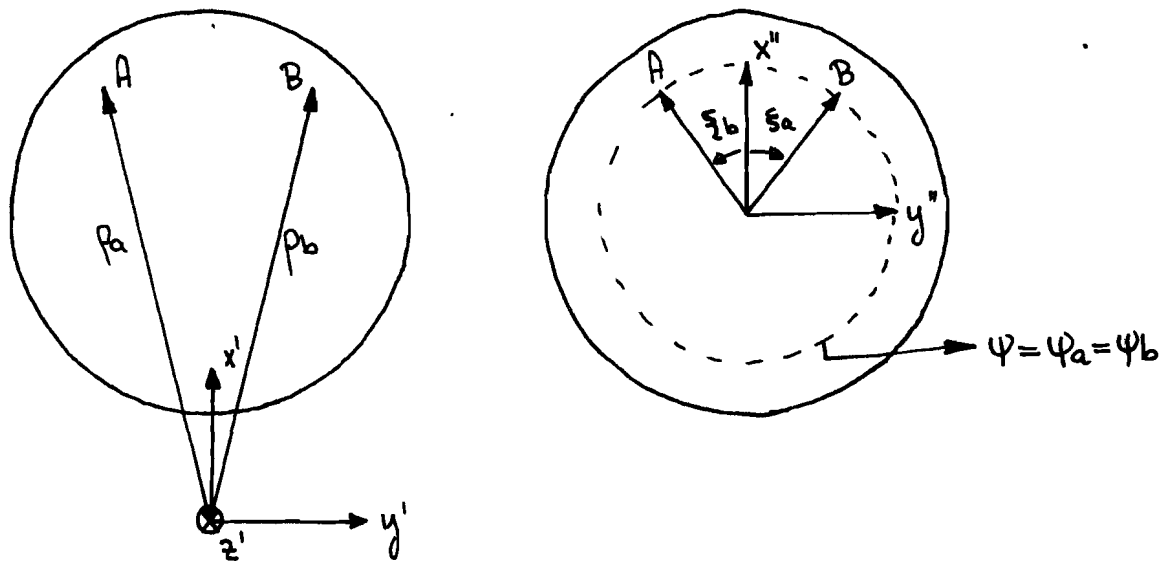
$$\begin{aligned} jk(p[\vec{a}_p \cdot \vec{a}_R - 1] + 2f) = \\ jk(p([\cos\psi_0 \sin\psi \cos\zeta + \sin\psi_0 \cos\psi] \sin\theta \cos\varphi \\ - \sin\psi \sin\zeta \sin\theta \sin\varphi \\ + [\sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta - \cos\psi \cos\psi_0] - 1) + \\ p(1 + \cos\psi_0 \cos\psi - \sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta)) = \end{aligned}$$

$$= jk\rho \left[\cos\psi_0 \sin\psi_1 \cos\zeta + \sin\psi_0 \cos\psi_1 \right] \sin\theta \cos\psi - \sin\psi \sin\zeta \sin\theta \sin\psi \quad (4-7)$$

We zullen nu $g(\omega, \frac{\pi}{2})$ en $g(\omega, 0)$ nader bekijken
 Voor $g(\omega, \frac{\pi}{2})$ vinden we

$$g(\omega, \frac{\pi}{2}) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} [2(n+1)\cos^n\psi]^{1/2} \exp(-jk\rho \sin\psi \sin\zeta \sin\theta) \rho \sin\psi d\psi d\zeta \quad (4-8)$$

Op de reflector zijn paren punten aan te wijzen die complex toegevoegde bijdragen leveren. Zie figuur 4.5



figuur 4.5: punten A en B die complex toegevoegde bijdragen leveren.

In figuur 4.5 is een mooi paar punten getekend.
 Punkt B is het aan vlak x', z' gespiegelde beeld van
 punkt A. We zien dat $\rho_a = \rho_b$; $\xi_a = -\xi_b$ en $\psi_a = \psi_b$.

De integraal voor $g(\vartheta, \frac{\pi}{2})$ kan op grond van deze symmetrie vereenvoudigd worden tot.

$$\begin{aligned}
 g(\vartheta, \frac{\pi}{2}) &= \int_0^{\pi} \int_0^{\varphi_a} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \{ \exp(-jk \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta) \\
 &\quad + \exp(+jk \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta) \} \\
 &\quad \rho \sin \psi d\psi d\zeta \\
 &= 2 \int_0^{\pi} \int_0^{\varphi_a} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \cos(k \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta) \\
 &\quad \rho \sin \psi d\psi d\zeta
 \end{aligned}$$

Definieer nu een $g_R(\vartheta, \varphi)$ en een $g_i(\vartheta, \varphi)$ als

$$\begin{aligned}
 g_R(\vartheta, \varphi) &= \text{reële gedeelte van } g(\vartheta, \varphi) \\
 g_i(\vartheta, \varphi) &= \text{imaginaire gedeelte van } g(\vartheta, \varphi)
 \end{aligned}$$

Dan vinden we

$$\begin{aligned}
 g_R(\vartheta, \frac{\pi}{2}) &= 2 \int_0^{\pi} \int_0^{\varphi_a} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \cos(k \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta) \\
 &\quad \rho \sin \psi d\psi d\zeta \\
 g_i(\vartheta, \frac{\pi}{2}) &= 0
 \end{aligned}$$

Voor de fase van $g(\vartheta, \frac{\pi}{2})$ die berekend kan worden uit arctan $(g_i(\vartheta, \frac{\pi}{2}) / g_R(\vartheta, \frac{\pi}{2}))$ vinden we $k \times 180^\circ$, met k een geheel getal. Als $g_R(\vartheta, \frac{\pi}{2})$ positief is dan is k nul of even. In het geval $g_R(\vartheta, \frac{\pi}{2})$ negatief is dat k een oneven geheel getal zijn.

By een symmetrische parabol antenne ($\psi_0 = 0$) zal men een dergelyk faseverloop voor iedere φ waarde vinden.

Voor het verloop van $20 \log |g(\theta, \frac{\pi}{2})| - P_0'$ ende fase van $g(\theta, \frac{\pi}{2})$ zie figuur 4.6 en 4.7. Het vermogensdiagramm is alleen voor positieve θ uitgezet omdat $|g(\theta, \frac{\pi}{2})| = |g(-\theta, \frac{\pi}{2})|$. P_0' is weer gelijk aan $20 \log |g(0, 0)|$ bij $\varepsilon = 0$.

Voor $g(\theta, 0)$ vinden we

$$g(\theta, 0) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \exp(jk\rho [\cos \psi_0 \sin \psi \cos \zeta + \sin \psi_0 \cos \psi] \sin \theta) \rho \sin \psi d\psi d\zeta \quad (4-9)$$

Het is nu niet meer mogelijk om op de reflector pazen punten aan te wijzen de complex toegevoegde bijdragen te creëren.

Voor het reële resp. imaginaire gedeelte van $g(\theta, 0)$ vinden we nu

$$g_R(\theta, 0) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \cos(k\rho [\cos \psi_0 \sin \psi \cos \zeta + \sin \psi_0 \cos \psi] \sin \theta) \rho \sin \psi d\psi d\zeta$$

$$g_i(\theta, 0) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_0} [2(n+1) \cos^n \psi]^{1/2} \sin(k\rho [\cos \psi_0 \sin \psi \cos \zeta + \sin \psi_0 \cos \psi] \sin \theta) \rho \sin \psi d\psi d\zeta$$

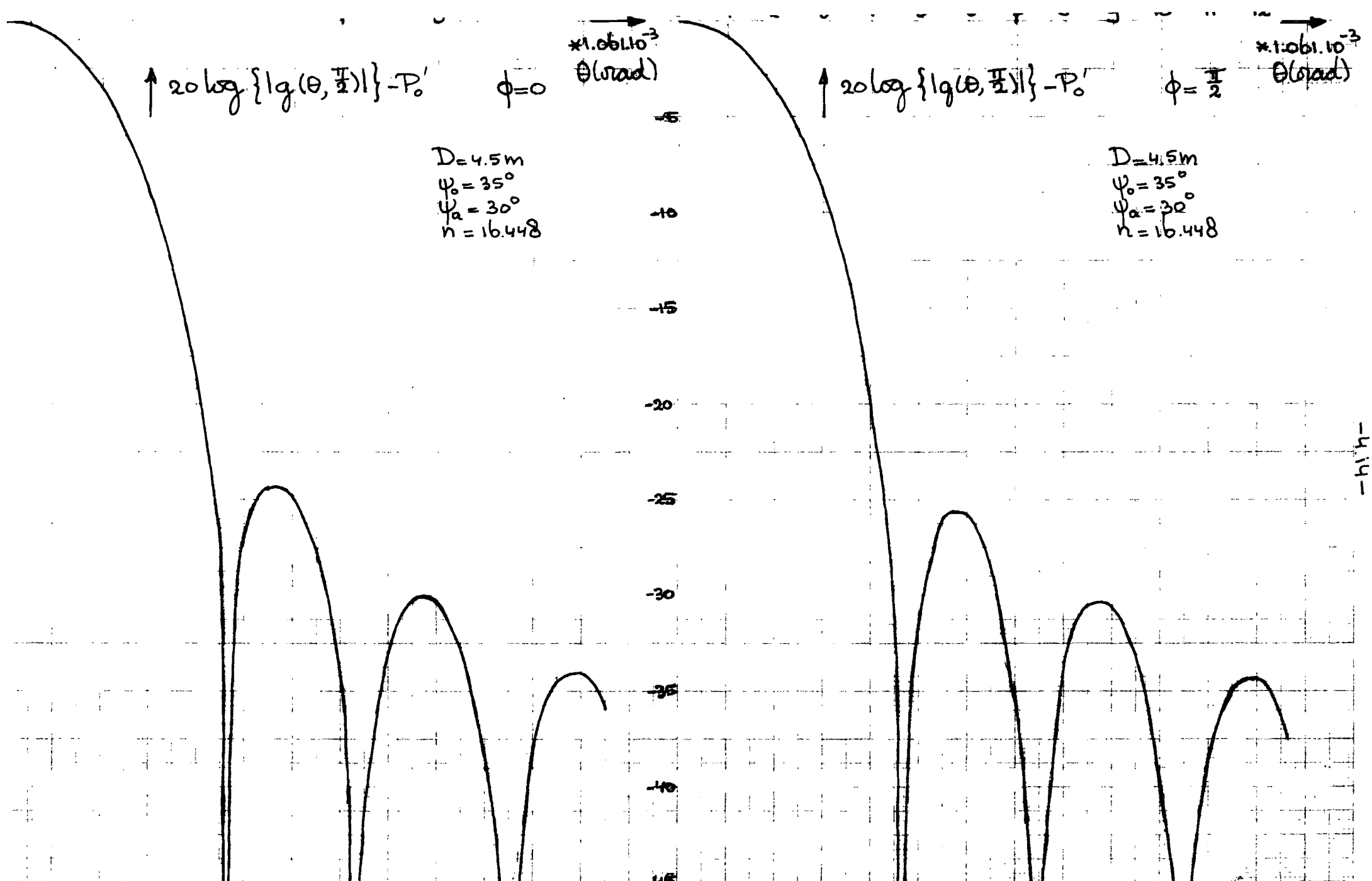
Voor het verloop van $20 \log |g(\theta, 0)| - P_0'$ en de fase van $g(\theta, 0)$ zie figuur 4.6 en 4.7. Ook nu is het vermogensdiagram alleen voor positieve θ uitgetrokken omdat $|g(\theta, 0)| = |g(-\theta, 0)|$

Omdat $g_R(\theta, 0) = g_R(-\theta, 0)$ en $g_i(\theta, 0) = -g_i(-\theta, 0)$ geldt $\arctan(g_i(\theta, 0)/g_R(\theta, 0)) = -\arctan(g_i(-\theta, 0)/g_R(-\theta, 0))$

Bij de numerieke integratie is gebruik gemaakt van de procedure Double integral (lit [13]) die gebaseerd is op de Simpson regel. Om de resultaten te controleren is de dubbelintegraal nog voor een tweede maal uitgerekend. Nu met een herhaalde aanroep van de enkelzijdige integratie procedure Gadrat (lit [14]) die gebruik maakt van een hogere orde Gauss integratie regel. Beide integratie methoden leverden dezelfde uitkomsten op. Ook is nagegaan in hoeverre de benadering $\cos \epsilon \approx 1$ de resultaten beïnvloedde. Hieruit bleek dat de fout die gemaakt werd ten gevolge van deze benadering in het voor ons interessante gebied ($\theta < 1.3 \cdot 10^{-2}$ rad) kleiner was dan 0.30 dB in vermogen en kleiner dan 5° in fase. De bijde berekening gebruikte parameter waarden zijn $D/\lambda = 300$ (bij $f_{\text{req}} = 20$ GHz en $D = 4.5$ m (Space Shuttle)), $\psi_0 = 25^\circ$, $\psi_a = 30^\circ$ en $n = 16.448$. Voor een motivatie van deze parameter keuze zie paragraaf 4.3.

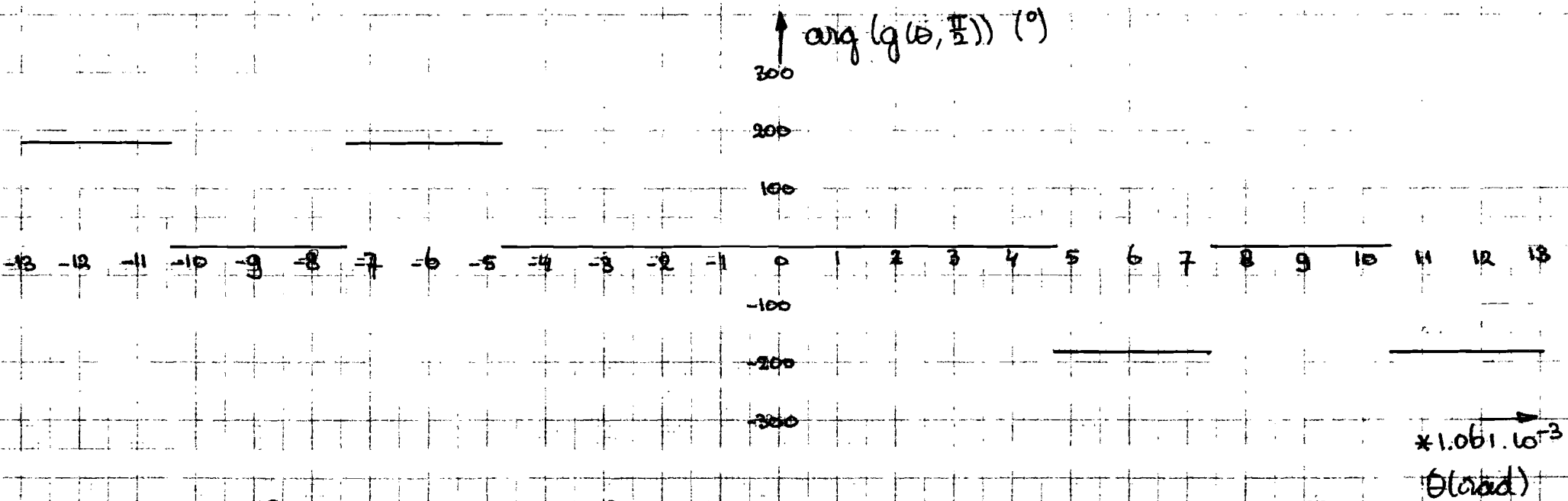
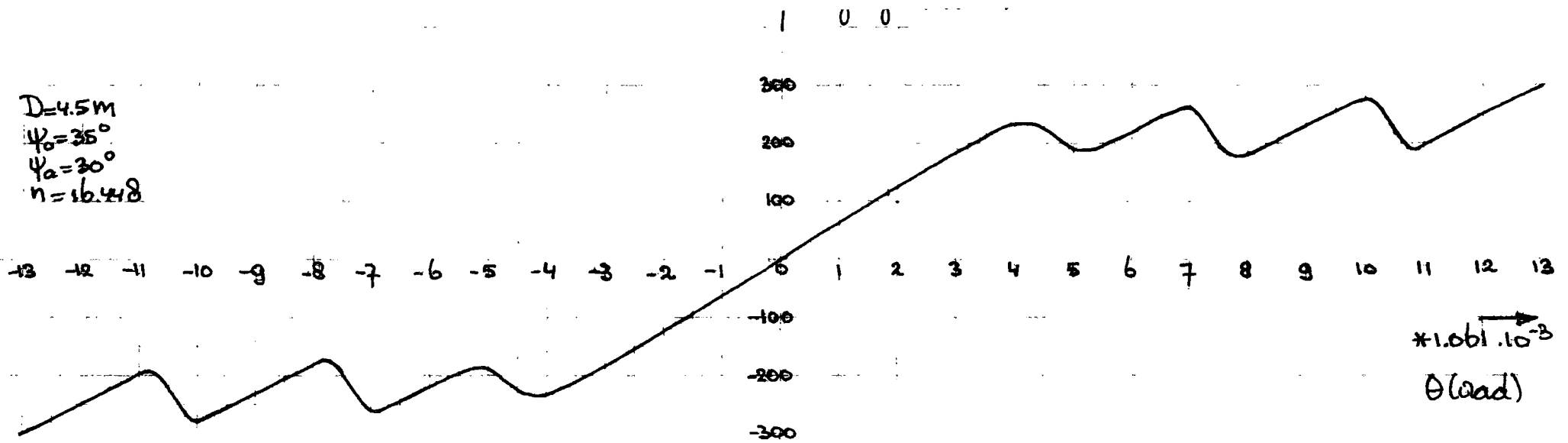
In figuur 4.7 zien we dat we bij de offset parabol antenna wat betreft de hooftrindel kunnen spreken over een fase vlak dat de y-as gemeen heeft en een van ψ_0 afhankelijke hoek met de x-as maakt.

Voor de computerprogramma's die gebruikt zijn
bij de berekening van de stralingsdiagrammen
 $\varphi = 0$ en $\varphi = \frac{\pi}{2}$ zie appendix A7.



figuur 4.6: vermogensdiagram van offset parabool antenne in de vlakken $\phi = 0$ en $\phi = \frac{\pi}{2}$.

$D=4.5\text{m}$
 $\psi_0=35^\circ$
 $\psi_a=30^\circ$
 $n=16.418$



Figuur 4.7: fase diagram van de offset parabool antenne in de vlakken $\varphi=0$ en $\varphi=\frac{\pi}{2}$

-415-

4.3. De keuze van de parameter waarden D/λ , n , ψ_0 en ψ_a

Wat betreft de keuze van de parameter D/λ kunnen we kort zijn. Voor de reflector diameter D kiezen we de bij Space Shuttle maximaal toelaatbare waarde nl. 45 m. Voorts hadden we in hoofdstuk 0 reeds opgemerkt dat een veel gebruikte zendfrequentie van een satelliet 20 GHz is. Dit levert $D/\lambda = 300$.

De n van de belichterfunctie $g(\psi) = 2(n+1) \cos^n \psi$ zullen we zodanig kiezen dat de winstfactor van het antenne systeem maximaal is. De winstfactor g is gedefinieerd als het quotiënt van de winst G en de winst G_0 van een uniform belichte apertuur. De winstfactor is in feite het product van twee factoren. Een factor is het quotiënt van het door de reflector opgevangen vermogen en het totale door de belichter uitgestraalde vermogen, en de tweede factor is de efficiency waarmee de reflector het vermogen in voorwaardse richting wegneemt. We zullen nu nader bekijken hoe de n , die een functie van ψ_0 en ψ_a zal blijken te zijn, berekend kan worden.

Om de winstfactor g te berekenen moeten we, zoals uit de definitie blijkt de winst G kennen. De winst G kan op zijn beurt weer berekend worden uit de veldsterkte $E(R, 0, 0)$. De eerste taak is te bepalen met behulp van de in paragraaf 4.2 afgeleide formule

voor $E(R, 0, 0)$

Gelijkmakend van deze formule 4-4 vinden we (lit [11])

$$E(R, 0, 0) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{P_T}{2\pi} \right]^{1/2} e^{-2jkf} \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} \frac{[g_f(\psi, \zeta)]^{1/2}}{\rho} \exp(-jk(\rho(1 - \sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta - a \sin\psi \cos\psi_0) - 2f)) \rho^2 \sin\psi d\psi d\zeta$$

Met formule 4.2 wordt dit

$$E(R, 0, 0) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{P_T}{2\pi} \right]^{1/2} e^{-2jkf} \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} [g_f(\psi, \zeta)]^{1/2} \rho \sin\psi d\psi d\zeta$$

Als we ρ uitschrijven als functie van ψ en ζ ende cosinus vormige belichtingsfunctie introduceren kunnen we voor $E(R, 0, 0)$ schrijven

$$E(R, 0, 0) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{P_T}{2\pi} \right]^{1/2} e^{-2jkf} \cdot 2f \cdot [2(n+1)]^{1/2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} \frac{(\cos\psi)^{n/2}}{1 + \cos\psi_0 \cos\psi - \sin\psi_0 \sin\psi \cos\zeta} \sin\psi d\psi d\zeta$$

Wij kunnen nu integreren over ζ en krijgen dan (lit [15])

$$E(R, 0, 0) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jk(R+2f)} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{P_T}{2\pi} \right]^{1/2} [2(n+1)]^{1/2} \cdot 2f \cdot \int_0^{\psi_a} \cos^{n/2} \psi \left[\frac{2\pi \sin\psi}{\cos\psi_0 + \cos\psi} \right] d\psi. \quad (4-10)$$

Het vermogen per steradiaal in de $\theta=0$ richting is dan

$$P_{(0,0)} = \frac{1}{2} R^2 \left(\frac{\epsilon}{\lambda}\right)^{1/2} |E(R,0,0)|^2$$

$$= \frac{16\pi^2 f^2}{\lambda^2} [2(n+1)] \frac{P_T}{4\pi} \left| \int_0^{\psi_a} \cos^{n/2} \psi \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right] d\psi \right|^2 \quad (4-11)$$

De winst van de reflector in de θ, φ richting is als volgt gedefinieerd $G(\theta, \varphi) = P(\theta, \varphi) / (P_T / 4\pi)$
 Voor de winst in de $\theta=0$ richting vinden we dus

$$G(0,0) = \frac{16\pi^2 f^2}{\lambda^2} [2(n+1)] \left| \int_0^{\psi_a} \cos^{n/2} \psi \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right] d\psi \right|^2$$

De winst G_0 van een uniform belichte apertuur is (lit [16])

$$G_0 = \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left(\frac{D}{2}\right)^2$$

met formule 4.1

$$G_0 = \frac{4\pi^2}{\lambda^2} \left[\frac{2 \int_0^{\psi_a} \sin \psi d\psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi_a} \right]^2$$

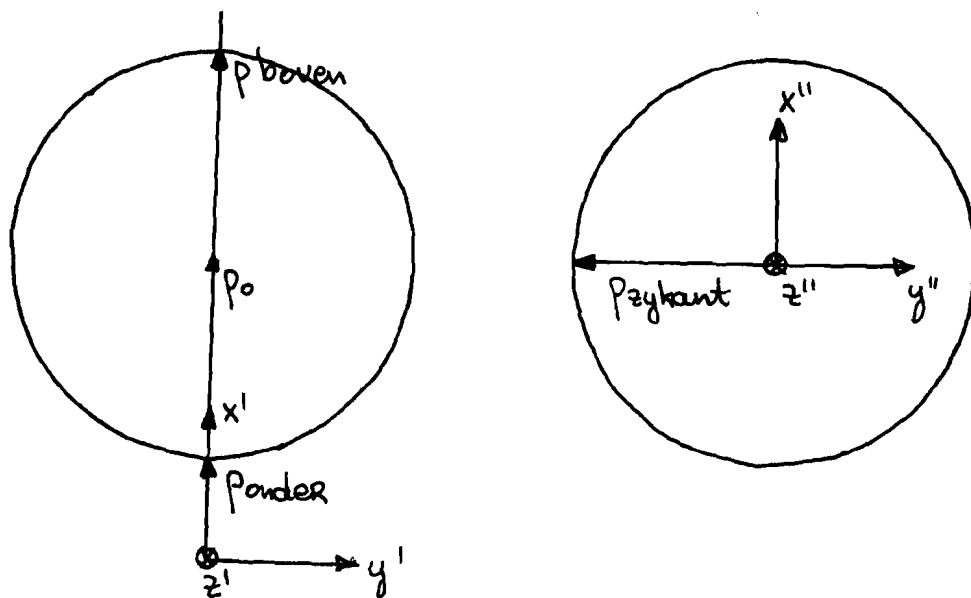
De te berekenen winstfactor g wordt dan

$$g = \frac{G(0,0)}{G_0} = 2(n+1) \left[\frac{\cos \psi_0 + \cos \psi_a}{\sin \psi_a} \right]^2$$

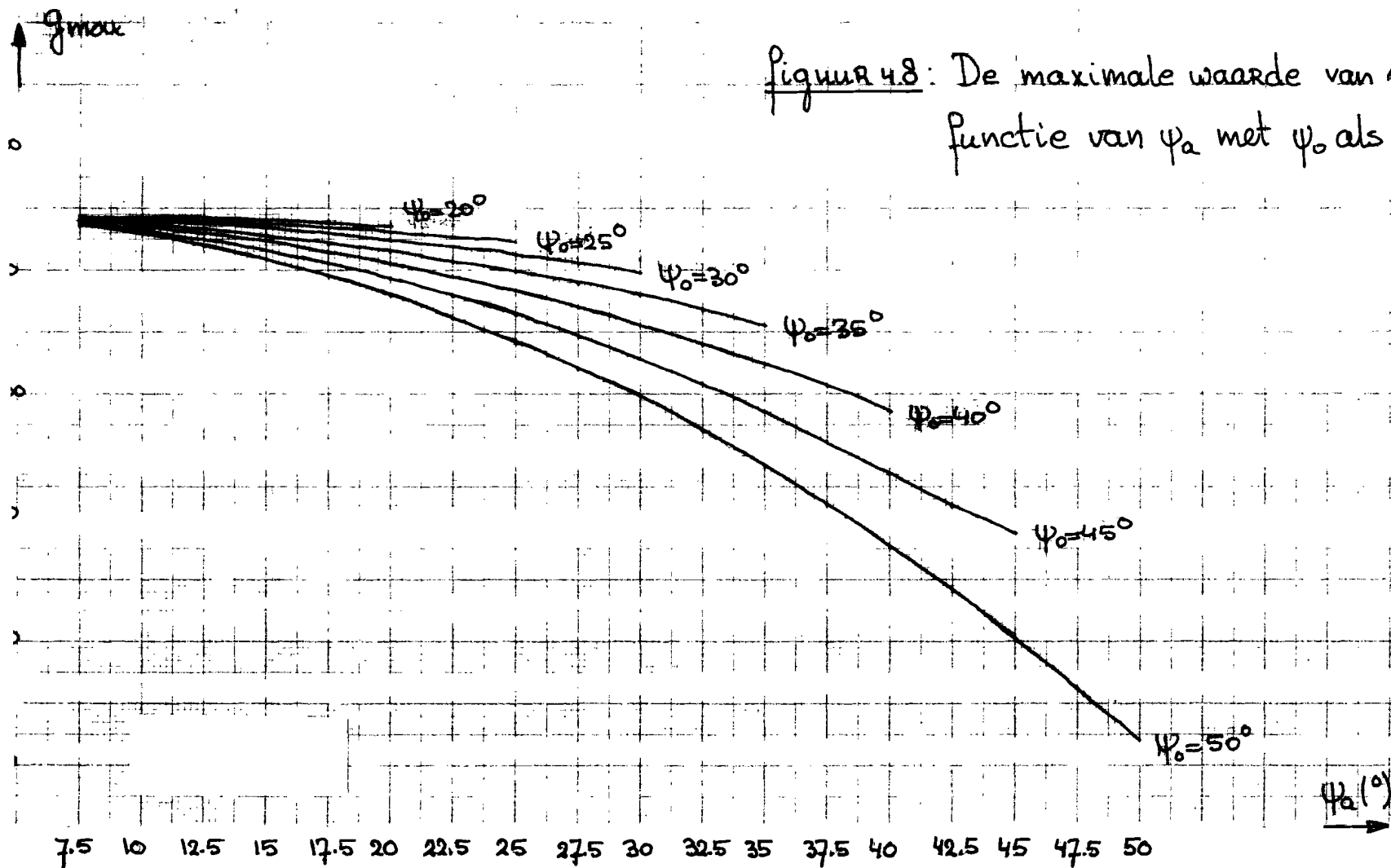
$$\left| \int_0^{\psi_a} \cos^{n/2} \psi \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right] d\psi \right|^2 \quad (4-12)$$

We zien dat de winstfactor g een functie is van ψ_0, ψ_a en n .

Het is nu mogelijk om bij een gegeven ψ_0, ψ_a combinatie de n te bepalen waarbij g maximaal is. Voor het rekenprogramma zie appendix A 8. In figuur 4.8 is g_{max} uitgedrukt als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter. Figuur 4.9 toont n behorende bij g_{max} als functie van ψ_a . De bij g_{max} behorende n lijkt vrijwel alleen maar een functie te zijn van ψ_a . In figuur 4.10 is de randbelichting getekend als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter en met n de al eerder bepaalde waarde die hoort bij g_{max} . Daar men bij een offset systeem eigenlijk niet kan spreken over een waarde voor de randbelichting zijn er in deze figuur drie uitgedrukt. Namelijk de randbelichting op de top van de reflector, die aan de zijkant en de randbelichting onderaan de reflector. In figuur 4.11



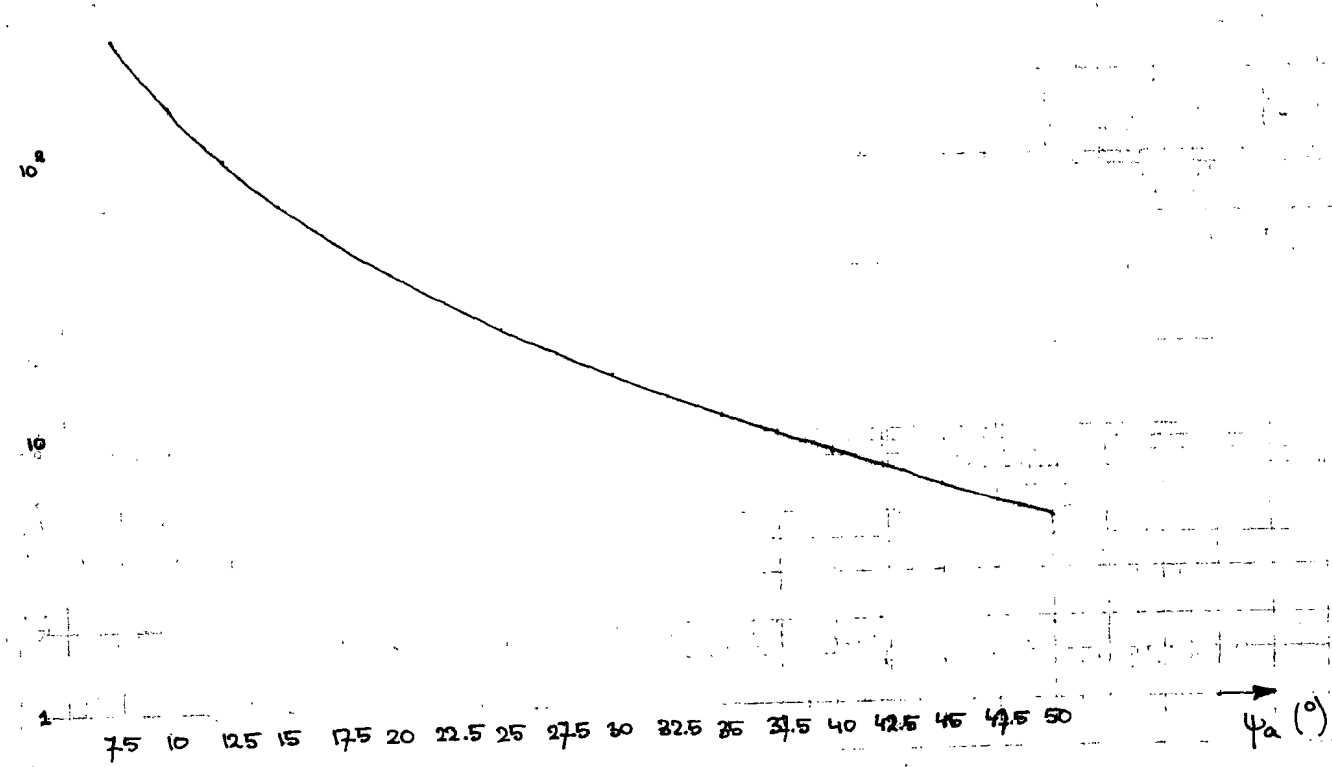
figuur 4.11: De definitie van de onder-, boven-, en zijkant van de reflector



figuur 4.8: De maximale waarde van de winstfactor als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter.

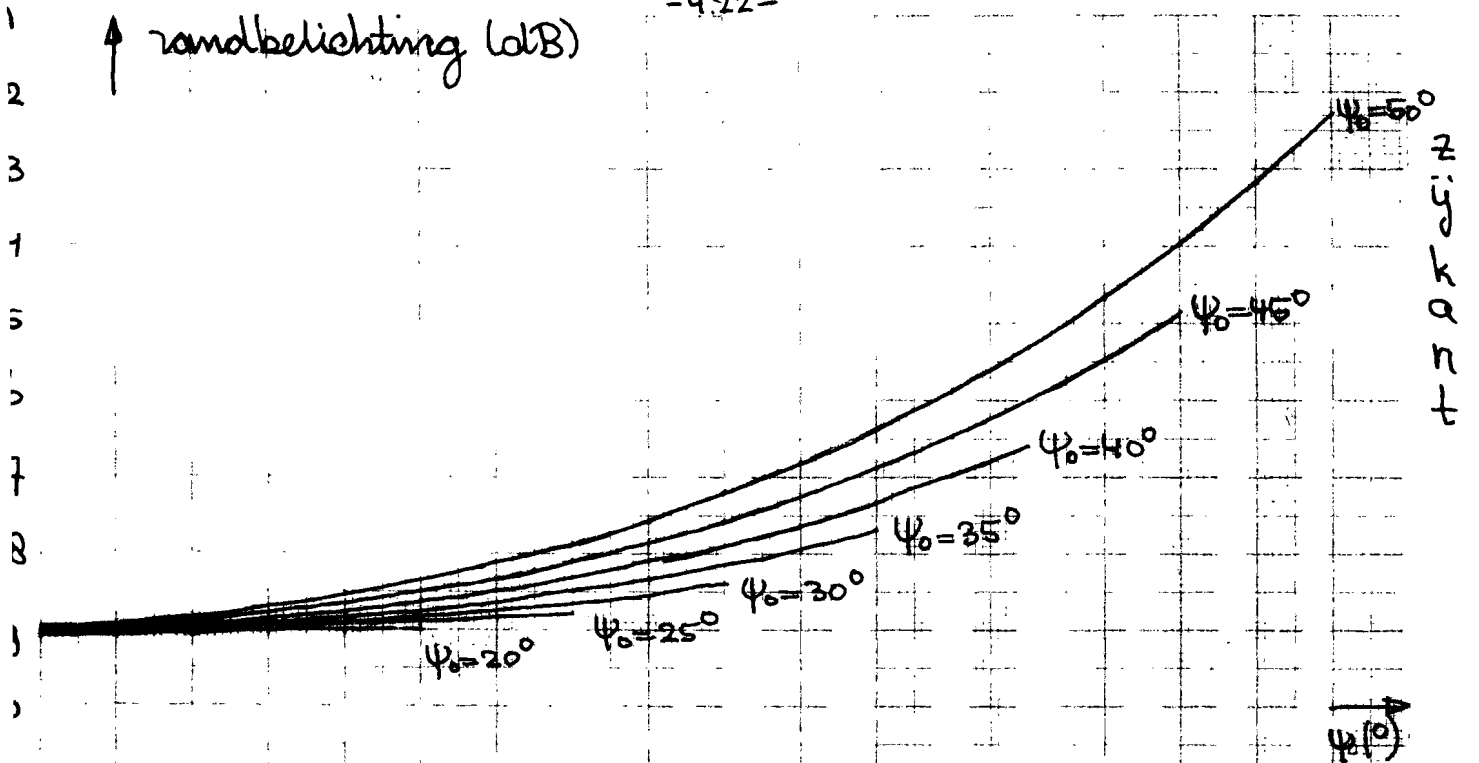
-4.20-

$10^3 \uparrow$ n behorend bij g_{max}

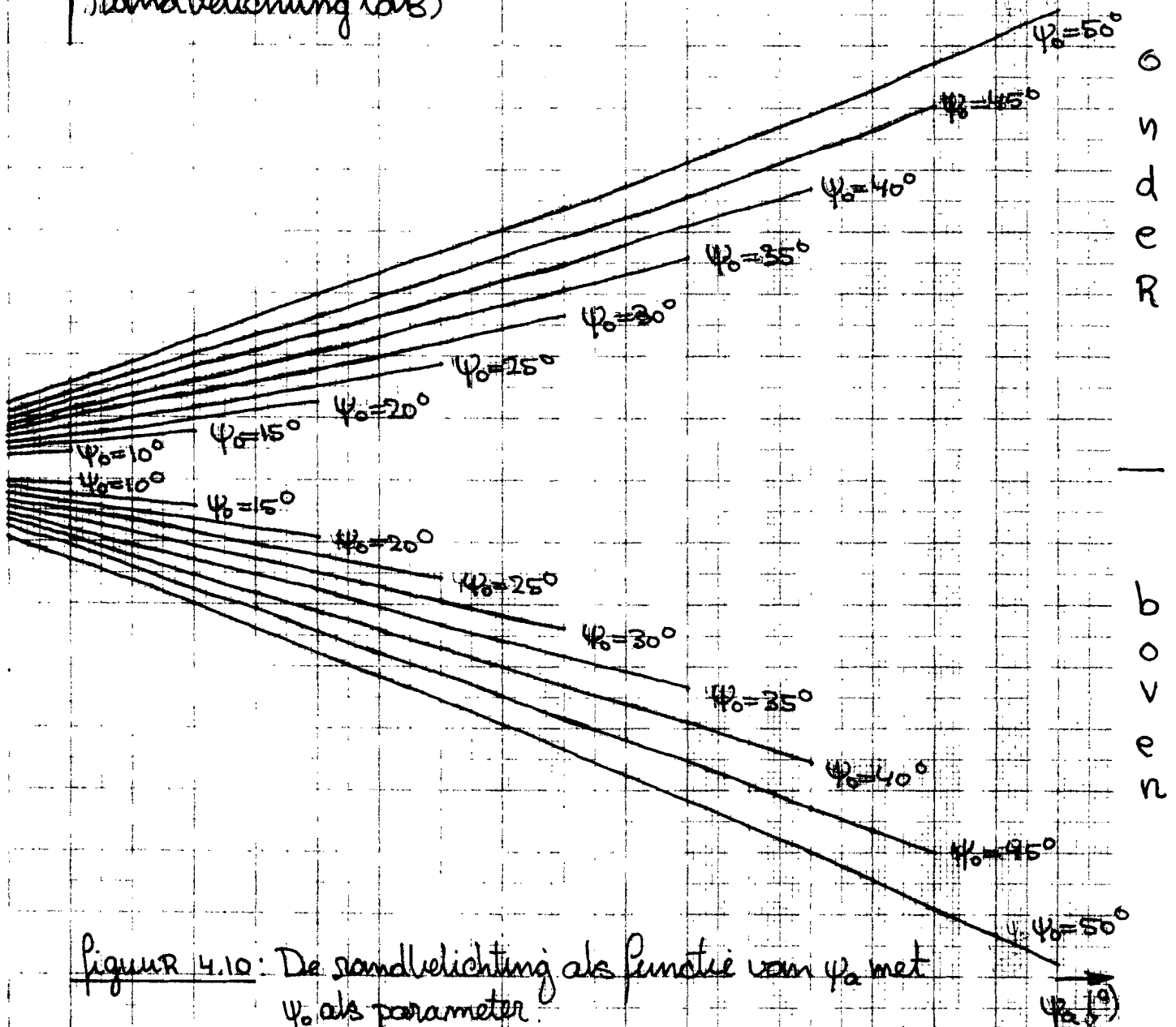


Figuur 4.9: De bij g_{max} behorende n als functie van ψ_a

↑ randbelichting (dB)



↑ randbelichting (dB)



figuur 4.10: De randbelichting als functie van ψ_0 met ψ_0 als parameter.

0
5
d
e
r
|
b
o
v
e
r

De afstand p_{rand} van de belichten naar de reflector wordt gegeven door formule 4.2.

$$p_{\text{rand}} = 2f / (1 + \cos\psi_0 \cos\psi_a - \sin\psi_0 \sin\psi_a \cos\xi)$$

$$\begin{aligned} \text{met } \xi = 0 & : p_{\text{boven}} = 2f / (1 + \cos(\psi_0 + \psi_a)) \\ \xi = \pi & : p_{\text{onder}} = 2f / (1 + \cos(\psi_0 - \psi_a)) \\ \xi = \pm \frac{\pi}{2} & : p_{\text{zijkomst}} = 2f / (1 + \cos\psi_0 \cdot \cos\psi_a) \\ & : p_c = 2f / (1 + \cos\psi_0) \quad (\text{formule 4.2 met } \psi = 0) \end{aligned}$$

De hierbij behorende randbelichtingen in dB zijn dan

$$\text{randbelichting boven} = 20 \log \left\{ \cos^{n/2} \psi_a \frac{1 + \cos(\psi_0 + \psi_a)}{1 + \cos\psi_0} \right\}$$

$$\text{randbelichting onder} = 20 \log \left\{ \cos^{n/2} \psi_a \frac{1 + \cos(\psi_0 - \psi_a)}{1 + \cos\psi_0} \right\}$$

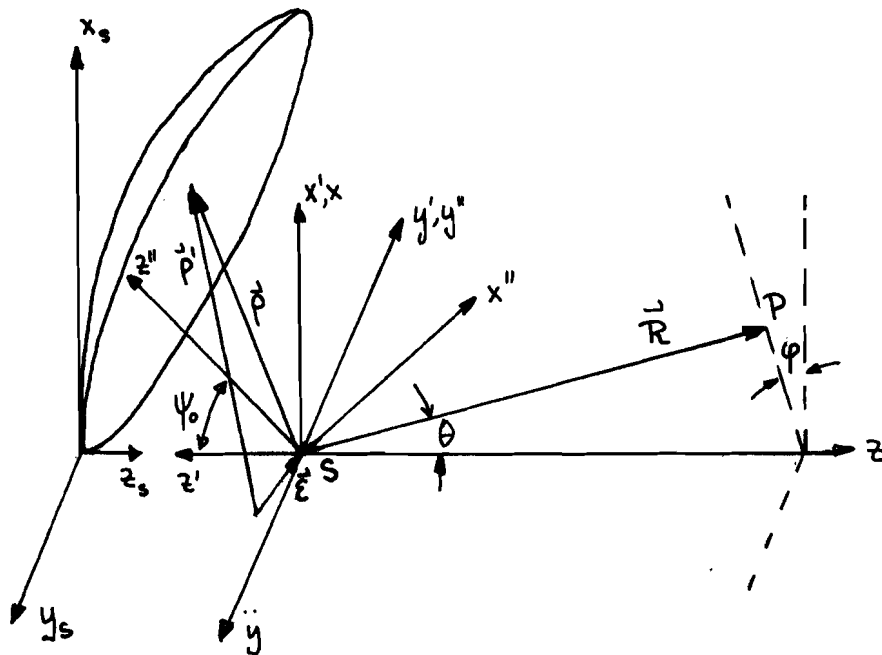
$$\text{randbelichting zijkomst} = 20 \log \left\{ \cos^{n/2} \psi_a \frac{1 + \cos\psi_0 \cos\psi_a}{1 + \cos\psi_0} \right\}$$

In fig. 4.10 zien we dat de "gemiddelde" randbelichting behorende bij g_{max} ongeveer -100dB is. Dit komt overeen met de algemeen gebruikte -100dB vuistregel (lit[16]). In figuur 4.8 zien we dat de maximale winstfactor g_{max} kleiner wordt als we ψ_0 groter maken. In lit [17] is de polarisation-loss-efficiency factor berekend als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter. Ook deze factor lijkt kleiner te worden als we ψ_0 groter maken. Om ervoor te zorgen dat de zojuist genoemde factoren niet te klein worden, zal men de ψ_0 waarde niet te

groot moeten kiezen. Een veel gebruikte waarde voor ψ_0 is 35° .

De keuze van ψ_a wordt nu bepaald door de vereiste feed clearance distance d_c (zie paragraaf 4.1). In figuur 4.2 zien we dat bij $\psi_0 = 35^\circ$, $\psi_a = 30^\circ$ en $D = 4.5\text{m}$ (Space Shuttle) de feed clearance distance $d_c = 0.33\text{m}$. Zoals we in de volgende paragrafen zullen zien is dit voor de in ons geval gebruikte feed cluster groot genoeg.

4.4. De gede-focusseerde offset fed paraboloidale reflector



figuur 4.11: De geometrie van de gede-focusseerde offset fed paraboloidale reflector.

Bij defocussing komt formule 4.4 er als volgt uit te zien

$$E(R, \theta, \varphi) = \frac{j\omega\mu}{2\pi R} e^{-jkR} \left[\left(\frac{\epsilon}{\mu} \right)^{1/2} \frac{R}{2\pi} \right]^{1/2} e^{-2jkf} g(\theta, \varphi) \quad (4-13)$$

met

$$g(\theta, \varphi) = \iint_{\Omega} \frac{[G'_p(\psi, \xi)]^{1/2}}{p'} \exp(-jk(p' - p \cdot \vec{a}_p \cdot \vec{a}_R - 2f)) p'^2 \sin\psi d\psi d\xi$$

Hierin is

- \vec{a}_p : propagatie richting van het invallend veld in het geval dat de coördinatie in het brandpunt staat
- ρ : afstand van brandpunt tot een punt op de reflector
- ρ' : afstand van de gedefocuseerde belichter tot een punt op de reflector.

De verplaatsingsvector $\vec{\epsilon}$ kunnen we zoals in figuur 4.11 getekend is

Het verband tussen de vectoren $\vec{\rho}$, $\vec{\rho}'$ en $\vec{\epsilon}$ is

$$\vec{\rho}' = \vec{\rho} + \vec{\epsilon}$$

Om het vore veld te kunnen berekenen moeten we uitdrukkingen afleiden voor $\vec{\rho}$, \vec{a}_R , ρ' en $G(\psi, \xi)$.
De vector $\vec{\epsilon}$ uitgeschreven in x, y, z coördinaten is

$$\vec{\epsilon} = \epsilon_x \vec{x}_0 + \epsilon_y \vec{y}_0 + \epsilon_z \vec{z}_0$$

Voor $\vec{\rho}$ vinden we

$$\begin{aligned} \vec{\rho} = & \rho (\sin \psi \cos \xi \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0) \vec{x}_0 + \\ & - \rho \sin \psi \sin \xi \vec{y}_0 + \\ & - \rho (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \xi \sin \psi_0) \vec{z}_0 \end{aligned}$$

Dit levert voor $\vec{\rho}'$

$$\vec{\rho}' = [\rho (\sin \psi \cos \xi \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0) + \epsilon_x] \vec{x}_0 +$$

$$[\varepsilon_y - \rho \sin \psi \sin \zeta] \vec{y}_0 +$$

$$[\varepsilon_z - \rho (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \zeta \sin \psi_0)] \vec{z}_0$$

Het inproduct $\vec{p} \cdot \vec{a}_R$ is

$$\vec{p} \cdot \vec{a}_R = [\rho (\sin \psi \cos \zeta \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0)] \sin \theta \cos \varphi +$$

$$- \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta \sin \varphi +$$

$$- [\rho (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \zeta \sin \psi_0)] \cos \theta$$

Voor de lengte van de vector \vec{p}' vinden we

$$p' = |\vec{p}'| = \left\{ [\rho (\sin \psi \cos \zeta \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0) + \varepsilon_x]^2 + \right.$$

$$[\varepsilon_y - \rho \sin \psi \sin \zeta]^2 +$$

$$\left. [\varepsilon_z - \rho (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \zeta \sin \psi_0)]^2 \right\}^{1/2}$$

Dit gaat met de benadering $\frac{\varepsilon}{\rho} \ll 1$ over in

$$p' \approx \rho + \varepsilon_x (\sin \psi \cos \zeta \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0)$$

$$- \varepsilon_y \sin \psi \sin \zeta$$

$$- \varepsilon_z (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \zeta \sin \psi_0)$$

We kunnen de verplaatsingsvector ook definiëren in het x'', y'', z'' stelsel

$$\vec{\varepsilon} = \varepsilon_{x''} \vec{x}_0'' + \varepsilon_{y''} \vec{y}_0'' + \varepsilon_{z''} \vec{z}_0''$$

Het verband tussen $\varepsilon_{x''}, \varepsilon_{y''}, \varepsilon_{z''}$ en $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$ is

$$\begin{aligned} \varepsilon_x &= \varepsilon_x'' \cos \psi_0 + \varepsilon_z'' \sin \psi_0 \\ \varepsilon_z &= \varepsilon_x'' \sin \psi_0 - \varepsilon_z'' \cos \psi_0 \\ \varepsilon_y &= -\varepsilon_y'' \end{aligned}$$

Dit ingevuld in ρ' levert

$$\rho' = \rho + \varepsilon_x'' \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_y'' \sin \psi \sin \zeta + \varepsilon_z'' \cos \psi \quad (4-14)$$

De totale exponent van de e macht in de integraal komt er afgezien van de constante factor $-jk$ als volgt uit te zien

$$\begin{aligned} \rho' - \vec{\rho} \cdot \vec{a}_R - 2f &= \rho + \varepsilon_x'' \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_y'' \sin \psi \sin \zeta + \varepsilon_z'' \cos \psi \\ &\quad - [\rho (\sin \psi \cos \zeta \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0)] \sin \theta \cos \varphi \\ &\quad + \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta \sin \varphi \\ &\quad + [\rho (\cos \psi \cos \psi_0 - \sin \psi \cos \zeta \sin \psi_0)] \cos \theta \\ &\quad - 2f \end{aligned}$$

Deze exponent is met de benadering $\cos \theta \approx 1$ en formule 4-2 te vereenvoudigen tot

$$\begin{aligned} \rho' - \vec{\rho} \cdot \vec{a}_R - 2f &= \varepsilon_x'' \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_y'' \sin \psi \sin \zeta + \varepsilon_z'' \cos \psi \\ &\quad - [\rho (\sin \psi \cos \zeta \cos \psi_0 + \cos \psi \sin \psi_0)] \sin \theta \cos \varphi + \\ &\quad + \rho \sin \psi \sin \zeta \sin \theta \sin \varphi \end{aligned} \quad (4-15)$$

Rest ons nog het afleiden van een uitdrukking voor $G'(\psi, \zeta)$
 Bij de symmetrische parabool antenne bleef de belichter

De vector \vec{p}' uitgedrukt in ψ', ζ' moet er als volgt uit

$$\vec{p}' = \rho' \sin \psi' \cos \zeta' \vec{x}_0'' + \rho' \sin \psi' \sin \zeta' \vec{y}_0'' + \rho' \cos \psi' \vec{z}_0''$$

De vector \vec{p}' uitgedrukt in ψ, ζ is

$$\vec{p}' = [\rho \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_x \cos \psi_0 + \varepsilon_z \sin \psi_0] \vec{x}_0'' + [\rho \sin \psi \sin \zeta - \varepsilon_y] \vec{y}_0'' + [\rho \cos \psi - \varepsilon_z \cos \psi_0 + \varepsilon_x \sin \psi_0] \vec{z}_0''$$

Het verband tussen ψ, ζ en ψ', ζ' wordt dus gegeven door een drietal vergelijkingen namelijk

$$\begin{aligned} \rho' \sin \psi' \cos \zeta' &= \rho \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_x \cos \psi_0 + \varepsilon_z \sin \psi_0 \\ \rho' \sin \psi' \sin \zeta' &= \rho \sin \psi \sin \zeta - \varepsilon_y \\ \rho' \cos \psi' &= \rho \cos \psi - \varepsilon_z \cos \psi_0 + \varepsilon_x \sin \psi_0 \end{aligned} \quad (4-16a)$$

We zullen weer een cosinus vormige belichter functie veronderstellen

$$G_{ff}'(\psi', \zeta') = G_{ff}(\psi') = \begin{cases} 2(n+1) \cos^n \psi' & 0 \leq \psi' \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & \psi' > \frac{\pi}{2} \end{cases}$$

Met de derde vergelijking van formule (4-16a) kunnen we deze belichter functie ook schrijven als functie van ψ, ζ . We vinden dan

$$G_{ff}'(\psi, \zeta) = 2(n+1) \left\{ \rho' (\rho \cos \psi - \varepsilon_z \cos \psi_0 + \varepsilon_x \sin \psi_0) \right\}^n$$

of met $\vec{\varepsilon}$ in x'' , y'' , z'' coördinaten

$$g_p(\psi, z) = 2(n+1) \left\{ \frac{1}{\rho'} (\rho \cos \psi + \varepsilon_{z''}) \right\}^n \quad (4-16b)$$

Met behulp van de juist afgeleide formules voor $g(\theta, \varphi)$ zijn berekeningen uitgevoerd. De verplaatsingen van de belichter zijn zo gekozen dat in het verre veld de hoofdbundel een geheel aantal malen (k) de bundelbreedte gescand wordt. Deze belichter verplaatsingen ε worden dan gegeven door

$$\varepsilon = k * \text{const} * \left(\frac{f}{D} \right) * \lambda / BDF \quad (4-17)$$

Voor const en BDF zie respectievelijk paragraaf 4.5 en 4.6. De bij de berekeningen gebruikte parameter waarden zijn $D/\lambda = 300$, $\psi_0 = 35^\circ$, $\psi_a = 30^\circ$ en $n = 16.448$. De belichter verplaatsingen zijn dan $\varepsilon = k * 1.13 \lambda$.

In figuur 4.14 t/m 4.23 is $20 \log \{ |g(\theta, 0)| \} - P_0'$ en de fase van $g(\theta, 0)$ getekend bij een belichter verplaatsing langs de x'' -as met $k = -3, -2, -1, 1, 2, 3$.

In figuur 4.24 t/m 4.28 is $20 \log \{ |g(\theta, \frac{\pi}{2})| \} - P_0'$ en de fase van $g(\theta, \frac{\pi}{2})$ getekend bij een belichter verplaatsing langs de y'' -as met $k = -3, -2, -1, 1, 2, 3$.

In figuur 4.29 t/m 4.37 is $20 \log \{ |g(\theta, 0)| \} - P_0'$ en de fase van $g(\theta, 0)$ getekend bij een belichter verplaatsing langs de z'' -as met $k = -3, -2, -1, 1, 2, 3$.

In figuur 4.41 t/m 4.46 is $20 \log \{ |g(\theta, \frac{\pi}{2})| \} - P_0'$ en de fase van $g(\theta, \frac{\pi}{2})$ getekend bij een belichter verplaatsing langs de z'' -as met $k = -3, -2, -1, 1, 2, 3$.

Hierin is P_0' weer gelijk aan $20 \log (1g(0,0))$ bij $\varepsilon = 0$.
Figuur 447 toont het maximum van $20 \log (1g(0,0)) - P_0''$ als functie van k bij belichter verplaatsingen langs de x'' -as bij verschillende φ_0, φ_a combinaties.
De naam de belichter functie is iedere keer nu gekozen, dat de versterfactor maximaal is (zie paragraaf 4.3).
Figuur 448 toont het maximum van $20 \log (1g(0, \frac{\pi}{2})) - P_0''$ als functie van k bij belichter verplaatsingen langs de y'' -as bij verschillende φ_0, φ_a combinaties.
Figuur 449 toont $20 \log (1g(0,0)) - P_0'$ als functie van k bij belichter verplaatsingen langs de z'' -as bij verschillende φ_0, φ_a combinaties.
In fig. 4.50, 4.51 is $20 \log (1g(0,0)) - P_0'$ en de fase van $g(0,0)$ getekend bij een belichter verplaatsing langs de x'' -as met $k=1$.

Met betrekking tot deze figuren kan het volgende worden opgemerkt:

- De B.D.F. is bij belichter verplaatsingen langs de x'' -as en de y'' -as gelijk. Bij verplaatsingen langs de x' -as en de y' -as (y'' -as) is dit niet het geval. De B.D.F. die hoort bij een belichter verplaatsing langs de x' -as is kleiner dan de B.D.F. die hoort bij een belichter verplaatsing langs de y' -as.
- De 30dB bundellengte blijft bij verplaatsingen langs de x'' -as en de y'' -as nagenoeg konstant.
- De vorm van het gefocuseerde stralingsdiagram blijft het beste behouden bij belichter verplaatsingen langs de y'' -as. Bij deze verplaatsingen zien we

hetzelfde gebeuren als bij de symmetrische parabool antenne (zie paragraaf 3.2), namelijk een verhoging van de binnenste zijlussen (bij positieve k de linkse en bij negatieve k de rechtse zijlussen) en een verlaging van de buitenste zijlussen. Bij drie bundelbreedtes scanning ($k=3$) is de eerste buitenste zijlus verdwenen.

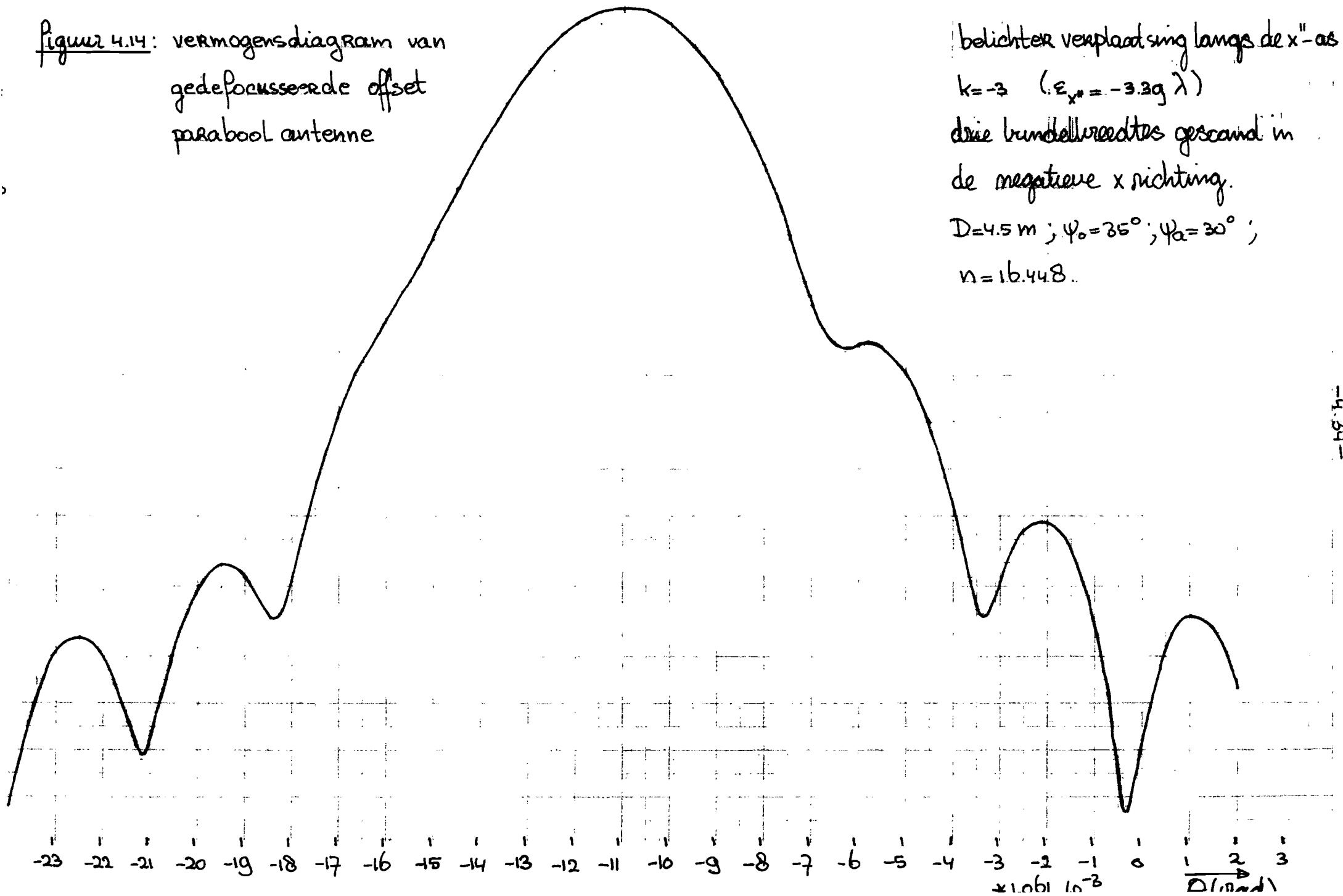
- Bij belichter verplaatsingen langs de x'' -as zien we dat al vrij snel de buitenste eerste zijlus wordt opgeslorpt door de hooflus (het ontstaan van een schouder (lit [12])). Voorts zien we dat eerst de buitenste zijlussen en later ook de binnenste zijlussen aan elkaar komen te snitten (geen diepe nullen meer).
- Wat de fase betreft zien we dat bij belichter verplaatsingen langs de x'' -as het fase vlak (zie paragraaf 4.2) nog genoeg samenvalt met het fase vlak dat we in het gefocusserde geval vonden. Bij verplaatsingen langs de x' -as zal dit vlak verschuiven langs de x -as. Het x'' , y'' -vlak is het offset focal plane (lit [18]).
- Bij belichter verplaatsing langs de z'' -as zien we dat de vorm van het gefocusserde stralingsdiagram sterk aangetast wordt. De hoofdbundel wordt steeds breder omdat steeds meer zijlussen worden opgeslorpt door de hooflus. Ook de vorm van de fase als functie van θ wordt sterk aangetast.
- We zien dat bij belichter verplaatsingen langs de x'' -as en de y'' -as de afname van het maximum van $20 \log (|g(\theta, 0)|) - P_0''$ resp $20 \log (|g(\theta, \frac{\pi}{2})|) - P_0'$

als functie van k nagenoeg gelijk is. Hoe groter de offset hoek des te sneller verloopt deze afname.

- Bij belichterverplaatsingen langs de z -as zal de winst aanzienlijk sneller afnemen dan bij gelijke verplaatsingen in het x - y -vlak. Ook nu zal bij een grotere offset hoek de afname nog sneller verlopen. Bovendien zien we dat $20 \log |g(\theta, 0)| - P_0$ minima vertoont. Het optreden van deze minima bij de symmetrische parabool antenne staat beschreven in lit [9]. Bij $\psi_0 = 35^\circ$ en $\psi_a = 30^\circ$ liggen deze eerste minima bij $k = 6.8$ en $k = -6.8$. In fig. 4.38 t/m 4.40 en fig. 4.42, 4.43, 4.45, 4.46 zijn de hierbij behorende stralingsdiagrammen $\varphi = 0$ en $\varphi = \frac{\pi}{2}$ getekend. We zien dat $g(\theta, \varphi)$ niet meer het maximum is van $g(\theta, \varphi)$.

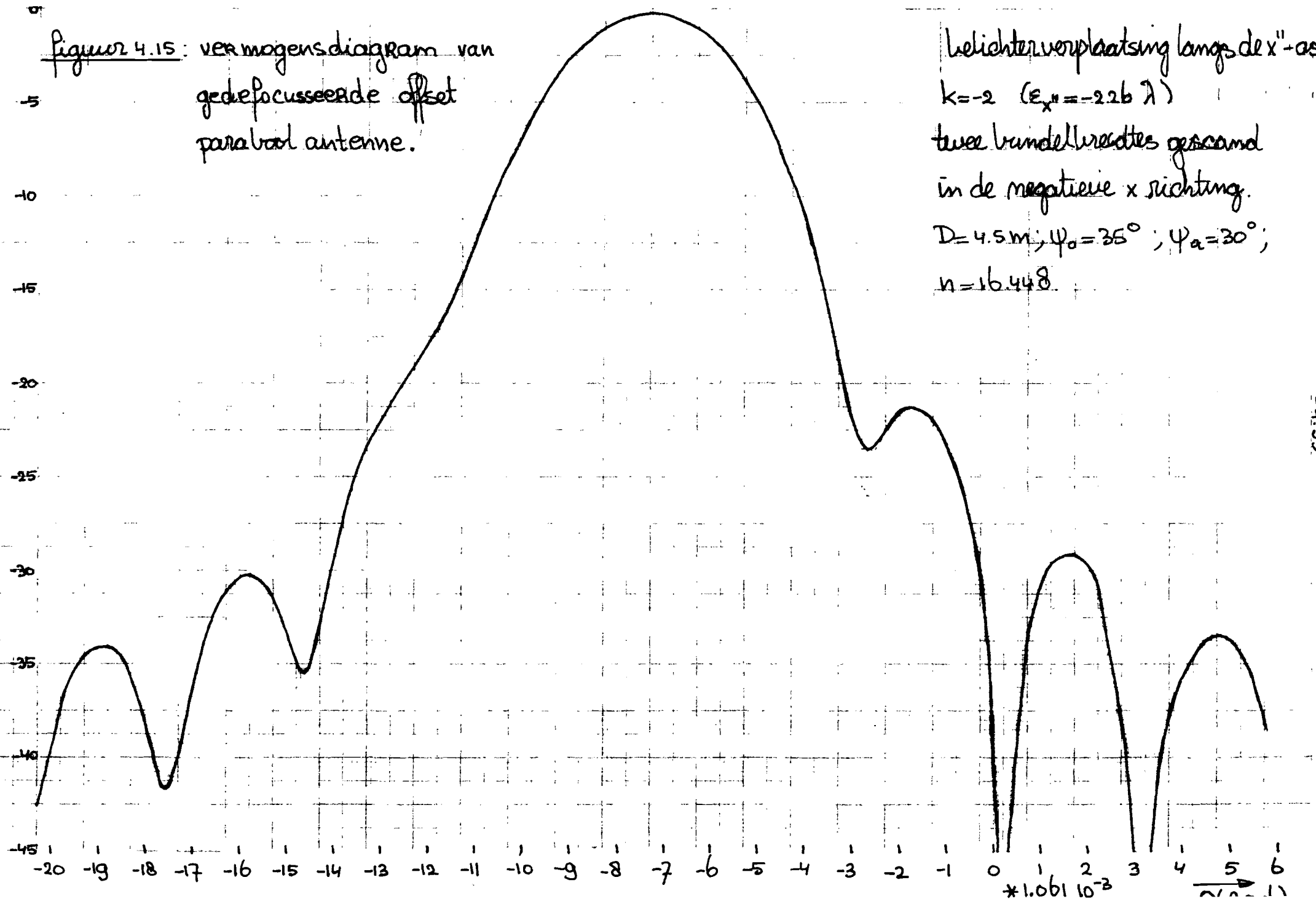
In appendix A.9 is het computer programma beschreven dat gebruikt is bij de berekening van de gedefocusseerde stralingsdiagrammen.

Figuur 4.14: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne



belichter verplaatsing langs de x'' -as
 $k=-3$ ($\epsilon_{x''} = -3.29 \lambda$)
 drie bundelbreedtes gescand in
 de negatieve x richting.
 $D=4.5 \text{ m}$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$.

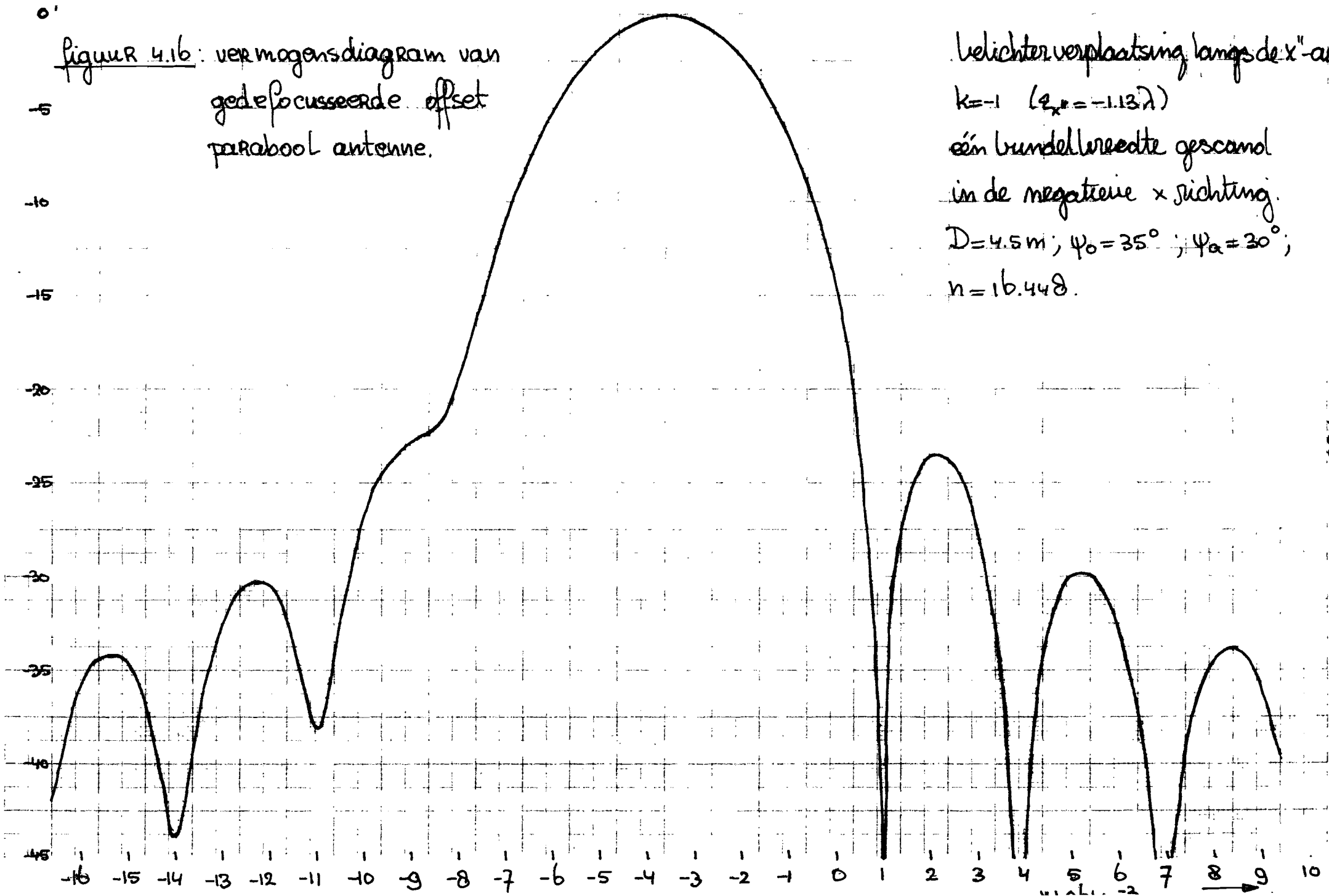
figuur 4.15: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



lichter verplaatsing langs de x'' -as
 $k = -2$ ($\epsilon_{x''} = -2.26 \lambda$)
 twee bundelbreedtes gescaamd
 in de negatieve x richting.
 $D = 4.5 \text{ m}$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n = 16.448$

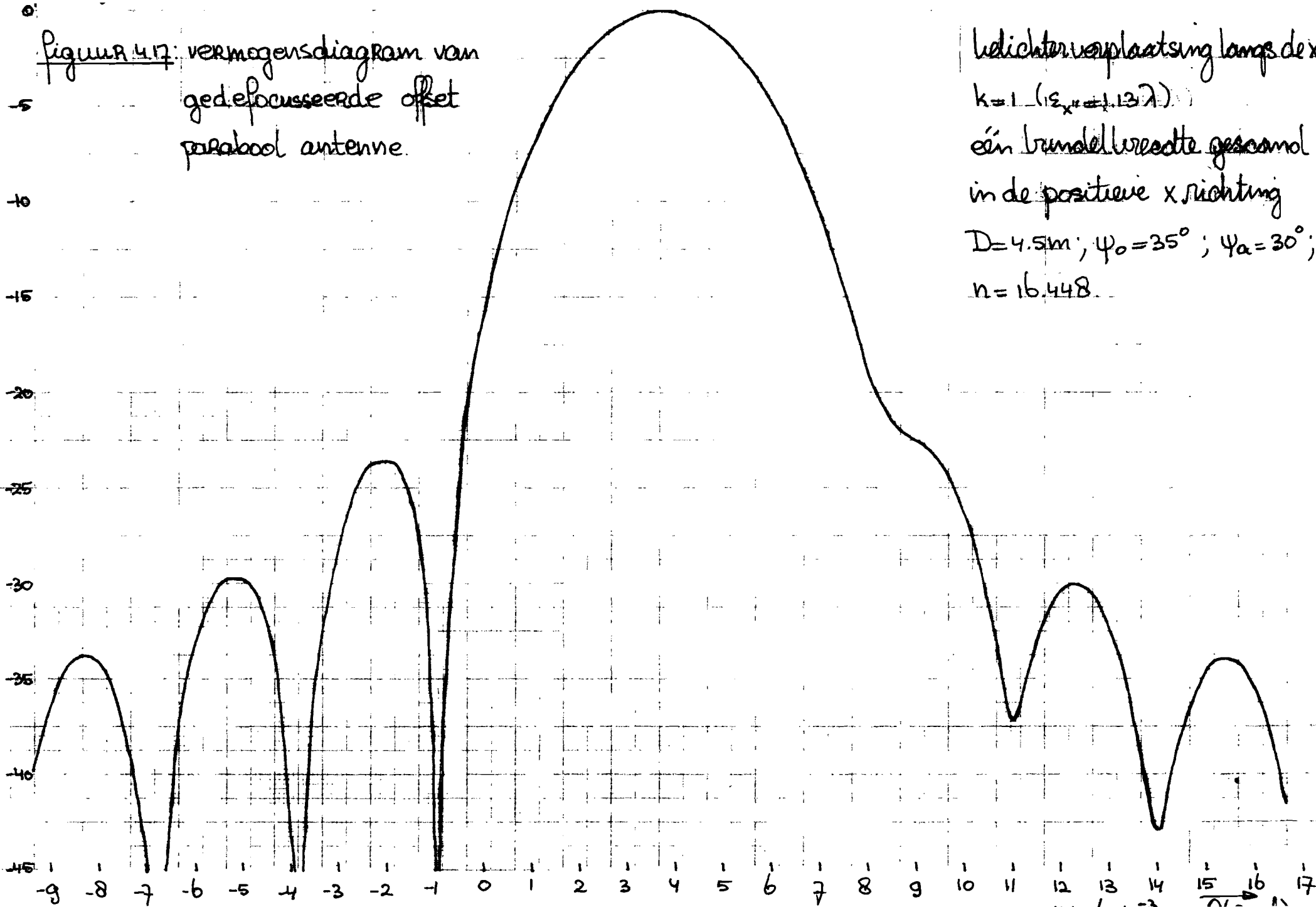
-4.35-

figuur 4.16: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



-4.50-

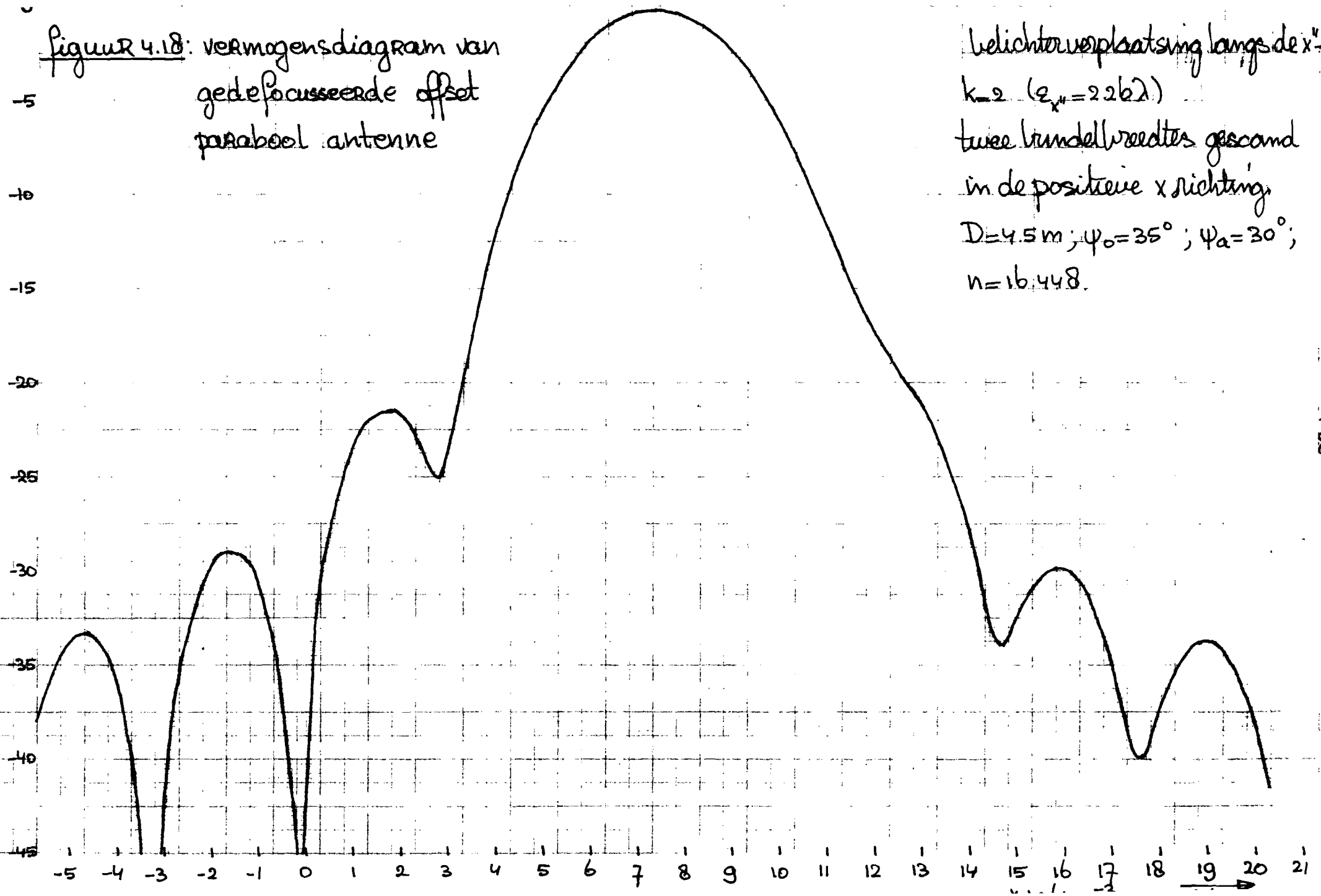
Figuur 4.17: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



lichter verplaatsing langs de x -as
 $k=1$ ($\epsilon_x = 1.13 \lambda$)
 één bundel breedte gesamt
 in de positieve x richting
 $D=4.5m$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$

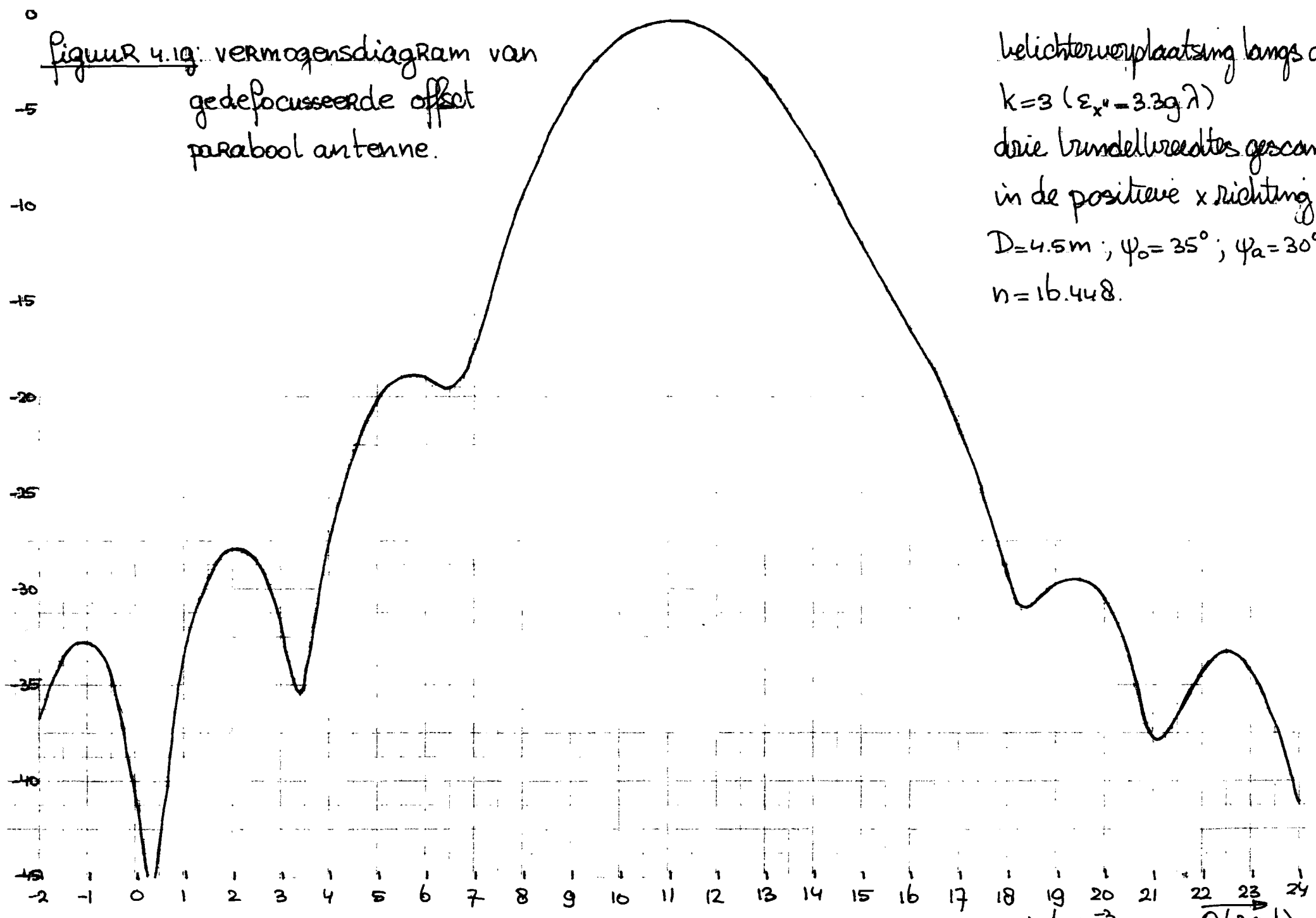
-437-

figuur 4.18: vermogensdiagram van
gedefocussende offset
parabool antenne



belichtverplaatsing langs de x'' -o
 $k=2$ ($\epsilon_{x''}=2.26\lambda$)
 twee bundelbreedtes gescaand
 in de positieve x richting,
 $D=4.5\text{ m}$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$.

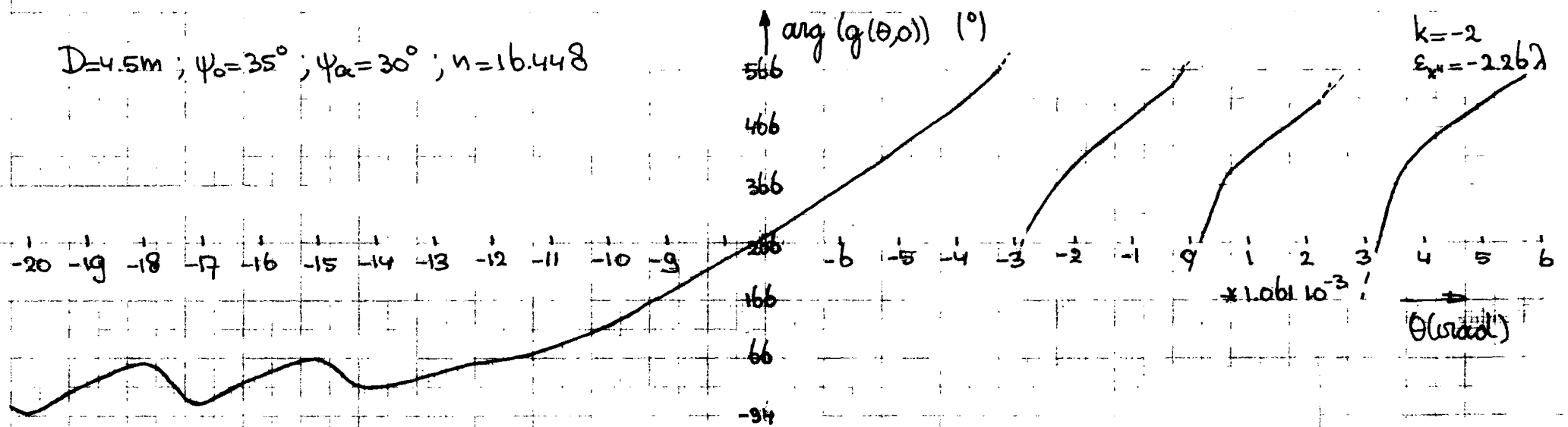
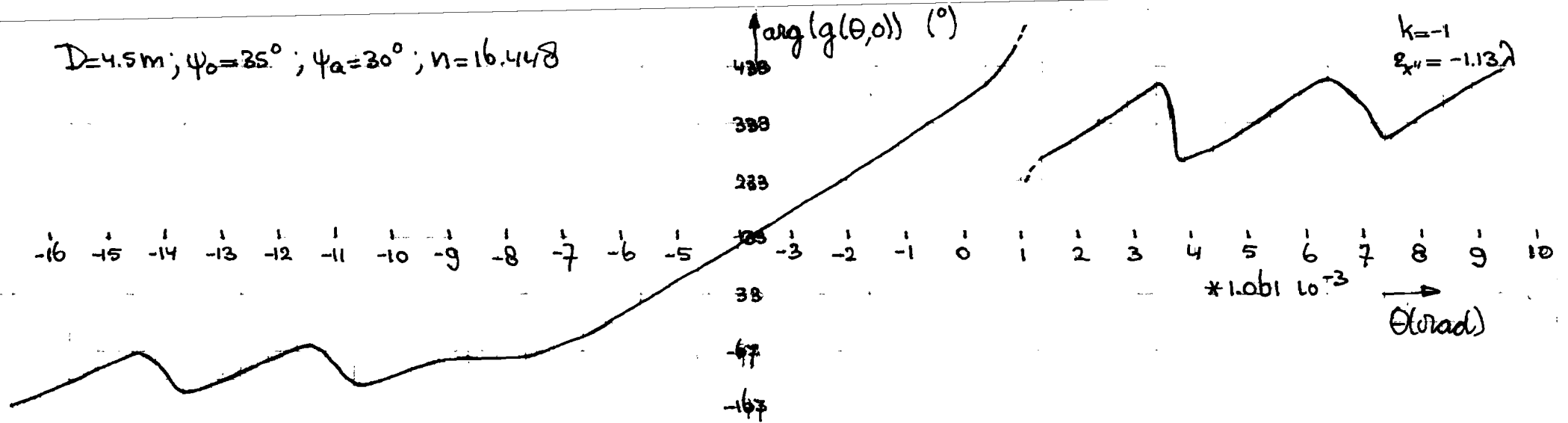
figuur 4.19: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



belichtverplaatsing langs de x'' -
 $k=3$ ($\epsilon_{x''} = 3.39 \lambda$)
 drie bundelbreedtes gescaand
 in de positieve x richting.
 $D=4.5m$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n=16.448$.

-439-

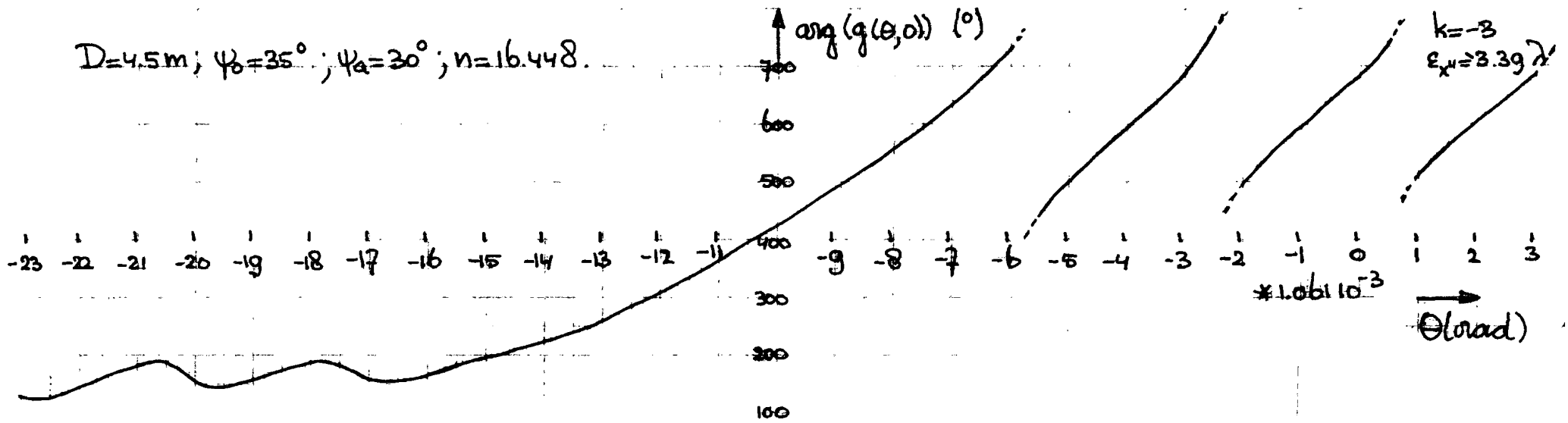
0/0/11



figuur 4.20; fase diagram van gede-focusseerde offset parabool antenne.

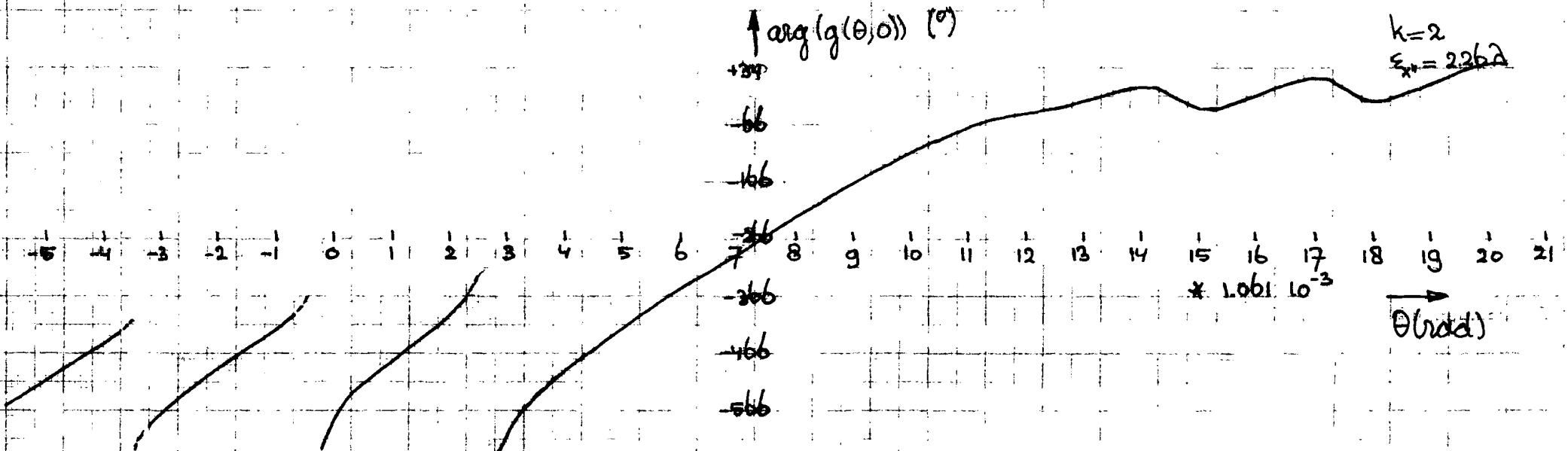
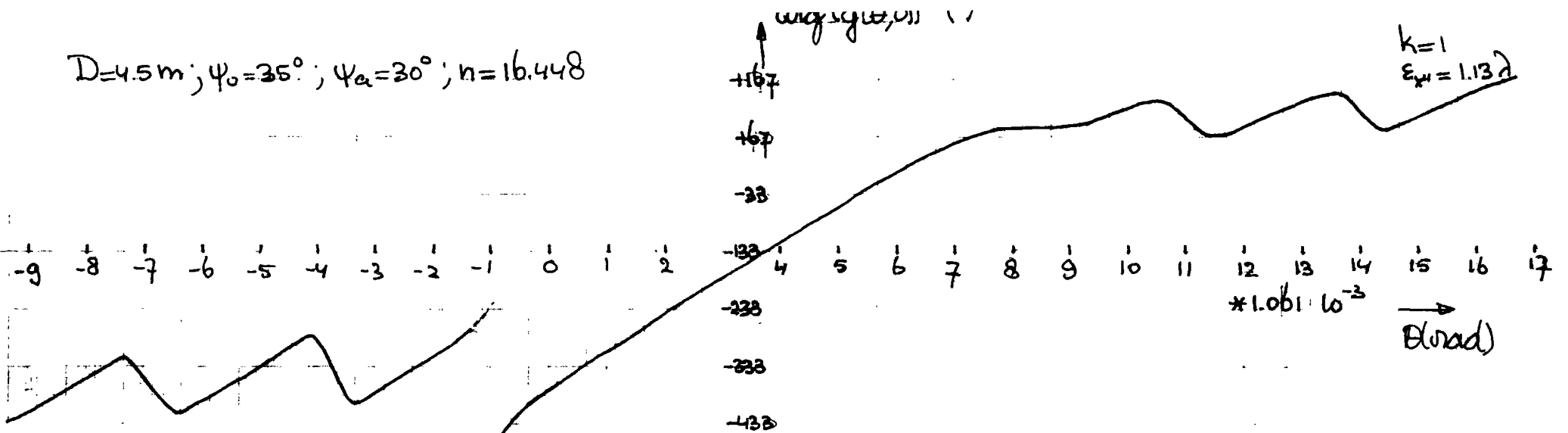
-0111-

$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448.$



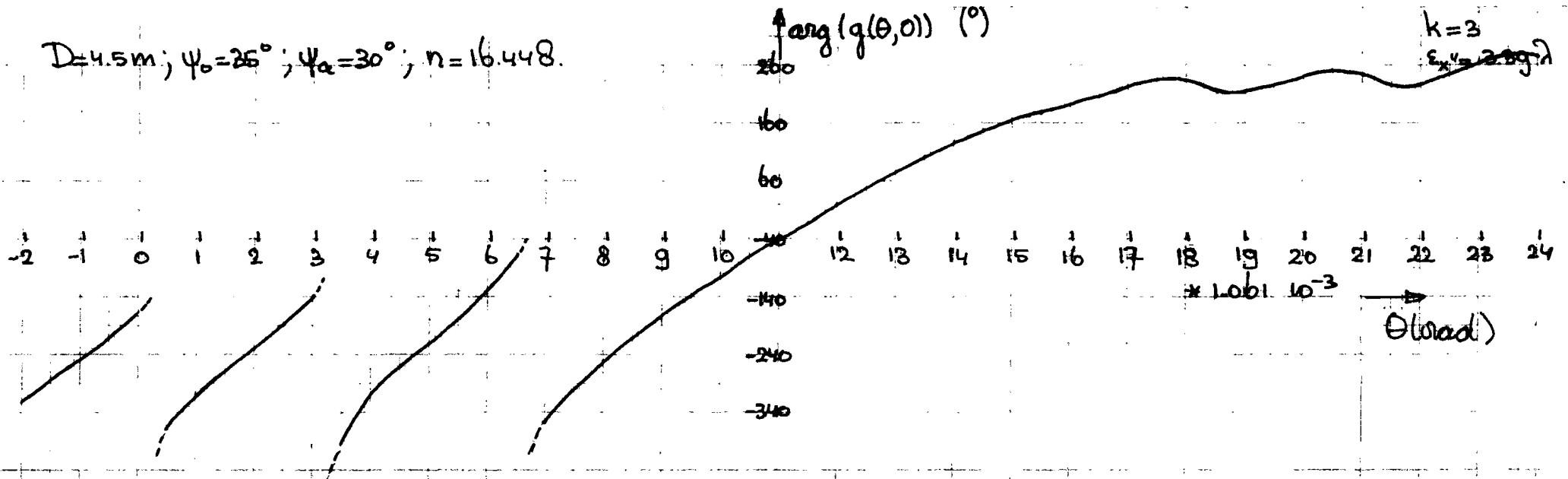
Figuur 4.21; fase diagram van gedefocuseerde offset paraboolantenne

$D=4.5\text{ m}; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448$



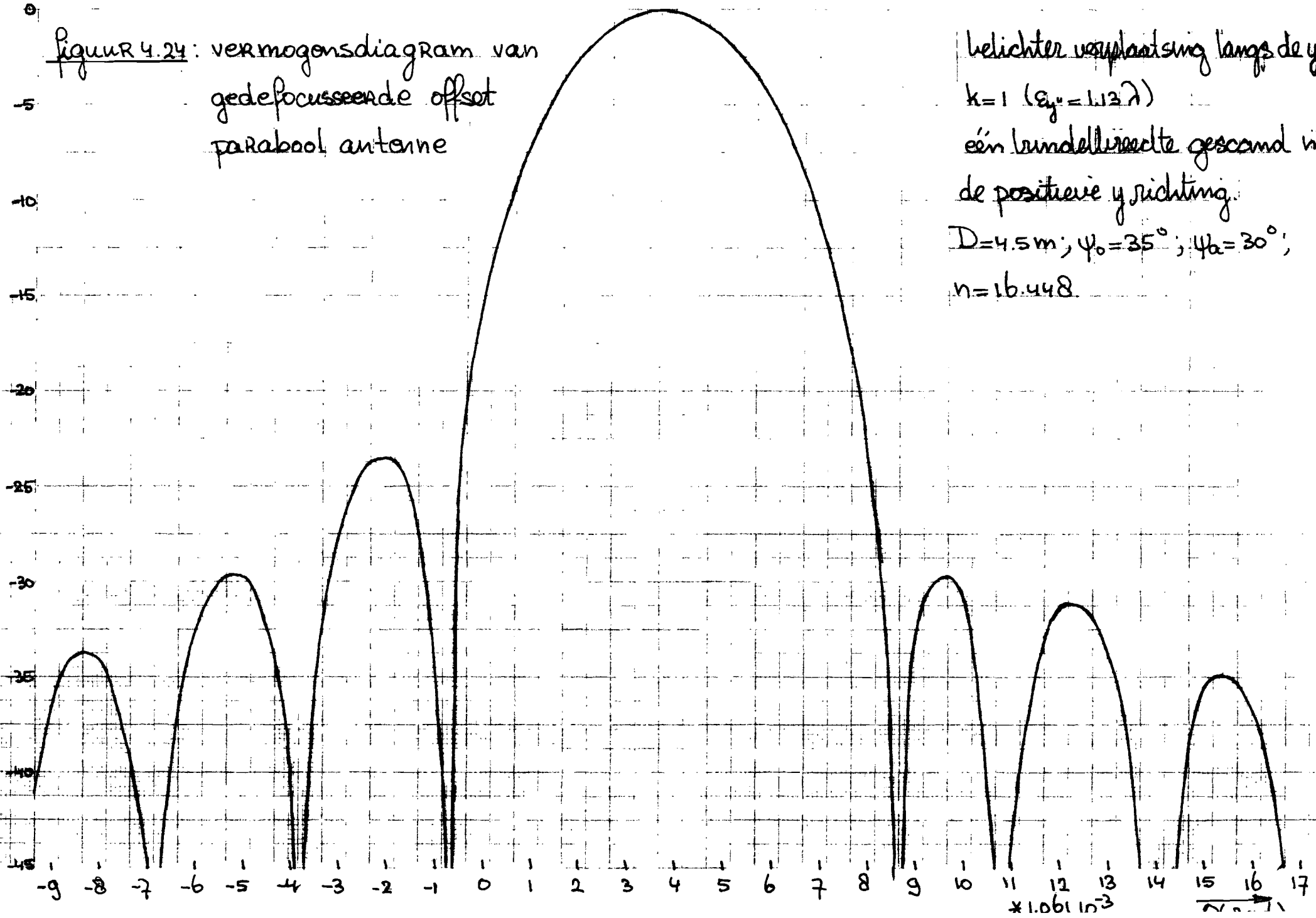
figuur 4.22: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

$D=4.5\text{m}; \psi_0=25^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448.$



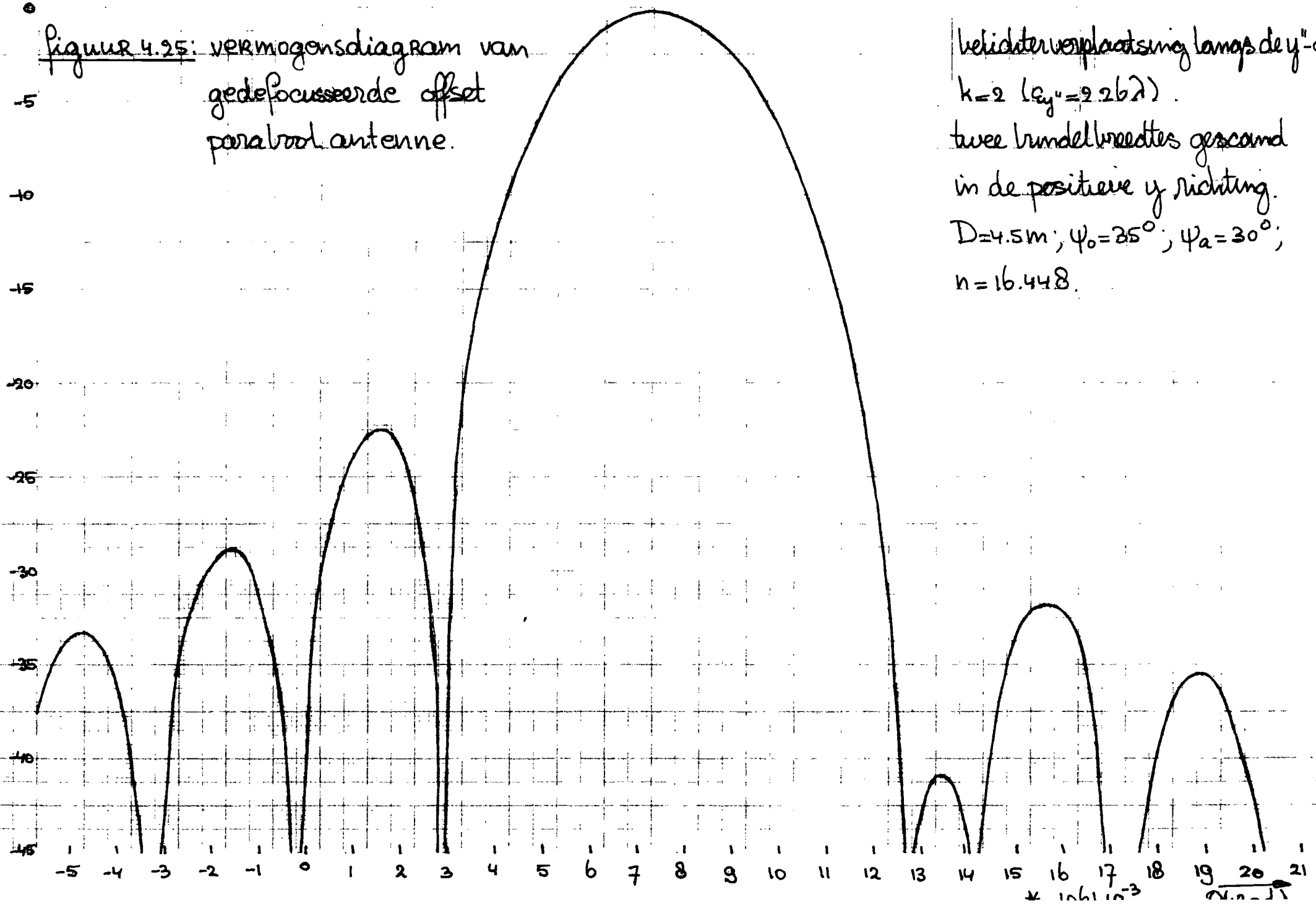
Figuur 4.23: fase diagram van gede-focusseerde offset parabool antenne

figuur 4.24: vermogensdiagram van
gedefocussende offset
parabool antenne



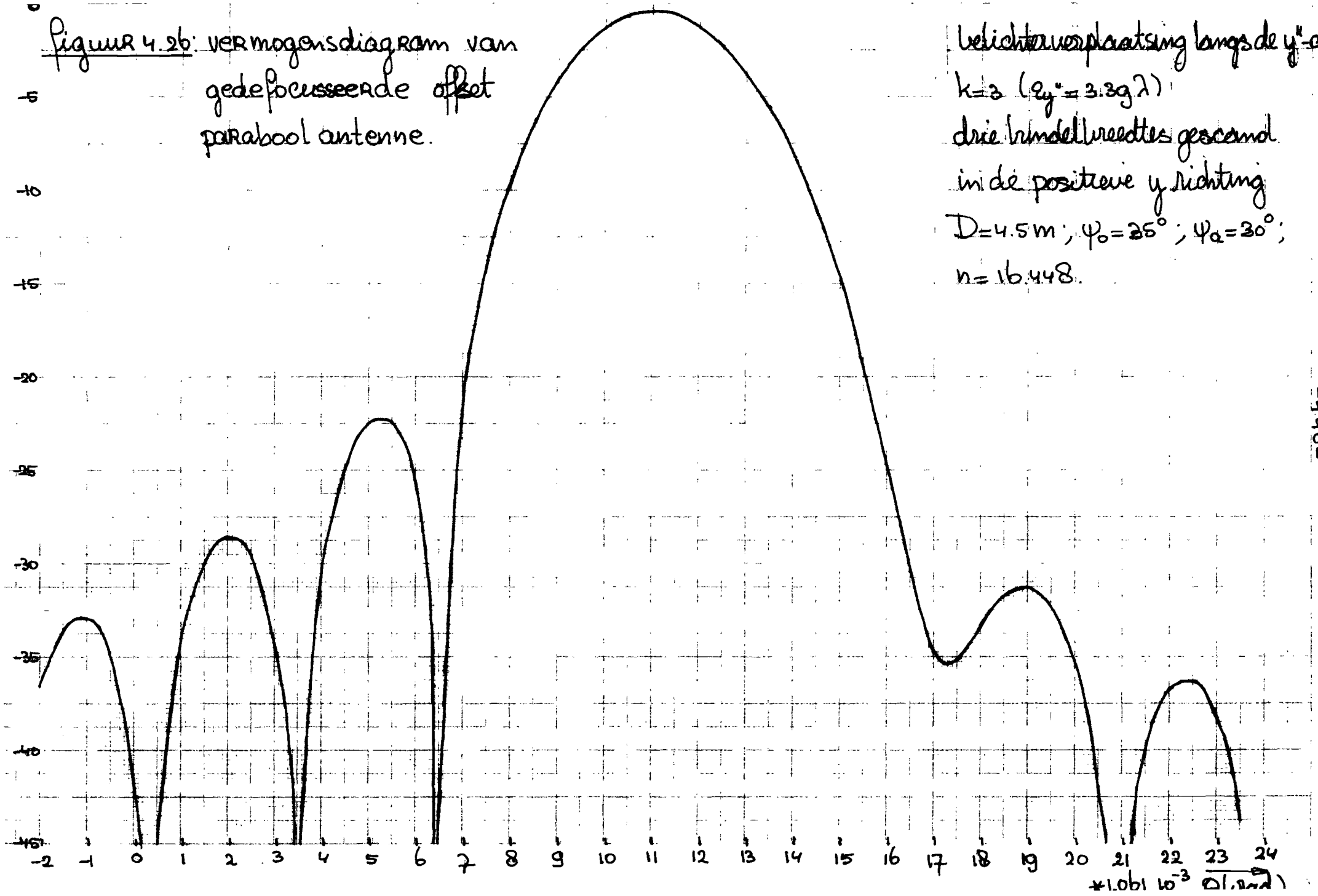
belichter verplaatsing langs de y^{de} - ax
 $k=1$ ($\epsilon_{y^{\text{de}}} = 1.13 \lambda$)
 één bundelrichte gescaand in
 de positieve y richting:
 $D=4.5 \text{ m}$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$

Figuur 4.25: Vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



-4.15-

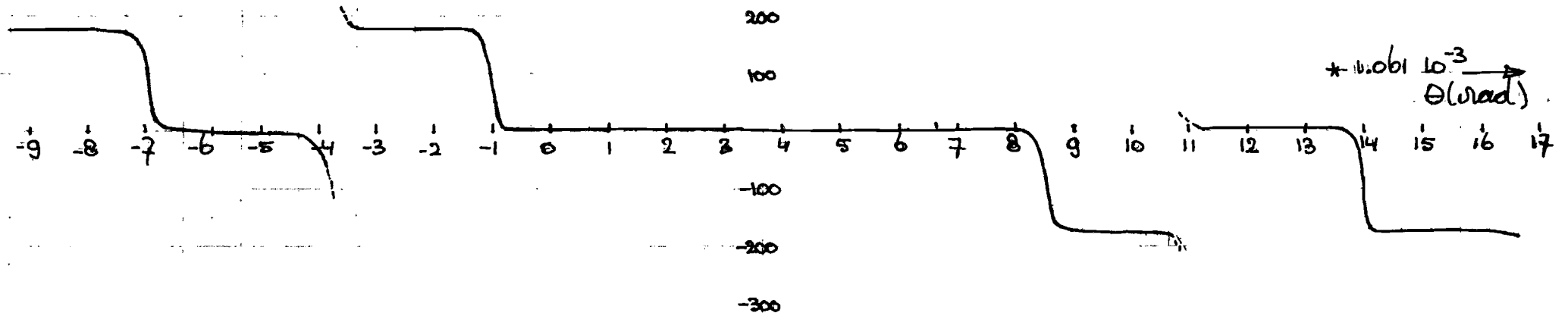
figuur 4.26: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



$D=4.5m; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448.$

$\uparrow \arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) \text{ (}^\circ\text{)}$

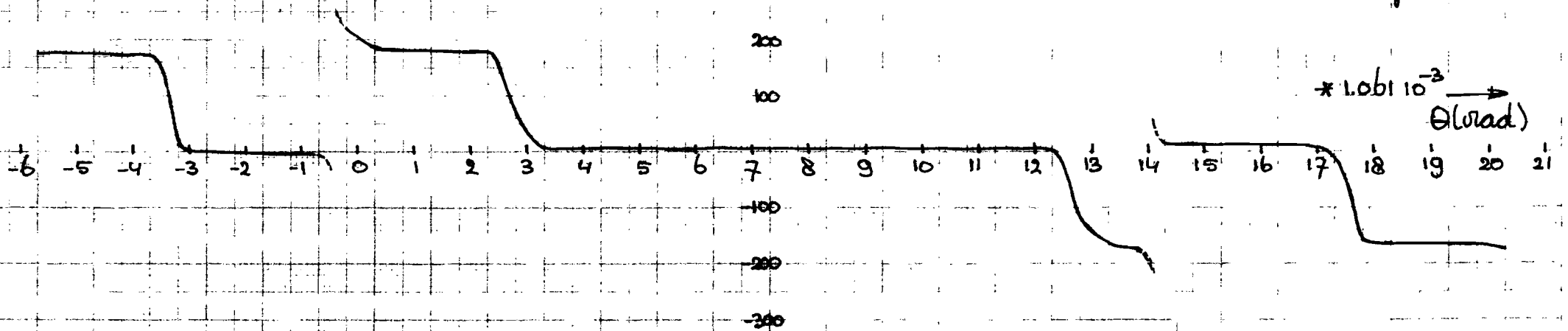
$k=1; \varepsilon_{y''}=1.13\lambda$



$D=4.5m; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448.$

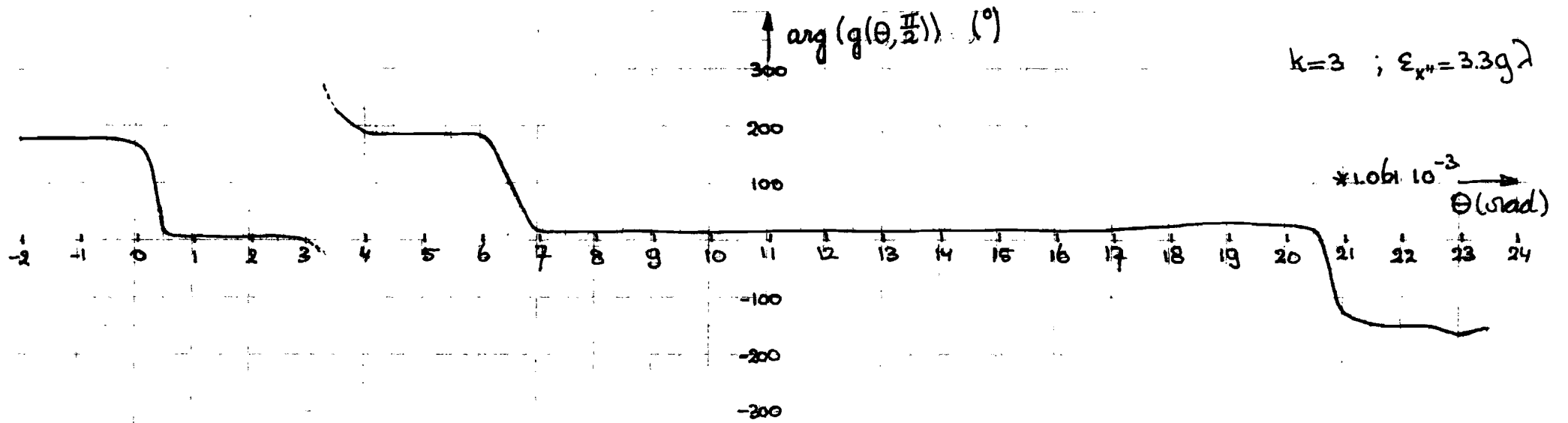
$\uparrow \arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) \text{ (}^\circ\text{)}$

$k=2; \varepsilon_{y''}=2.26\lambda$



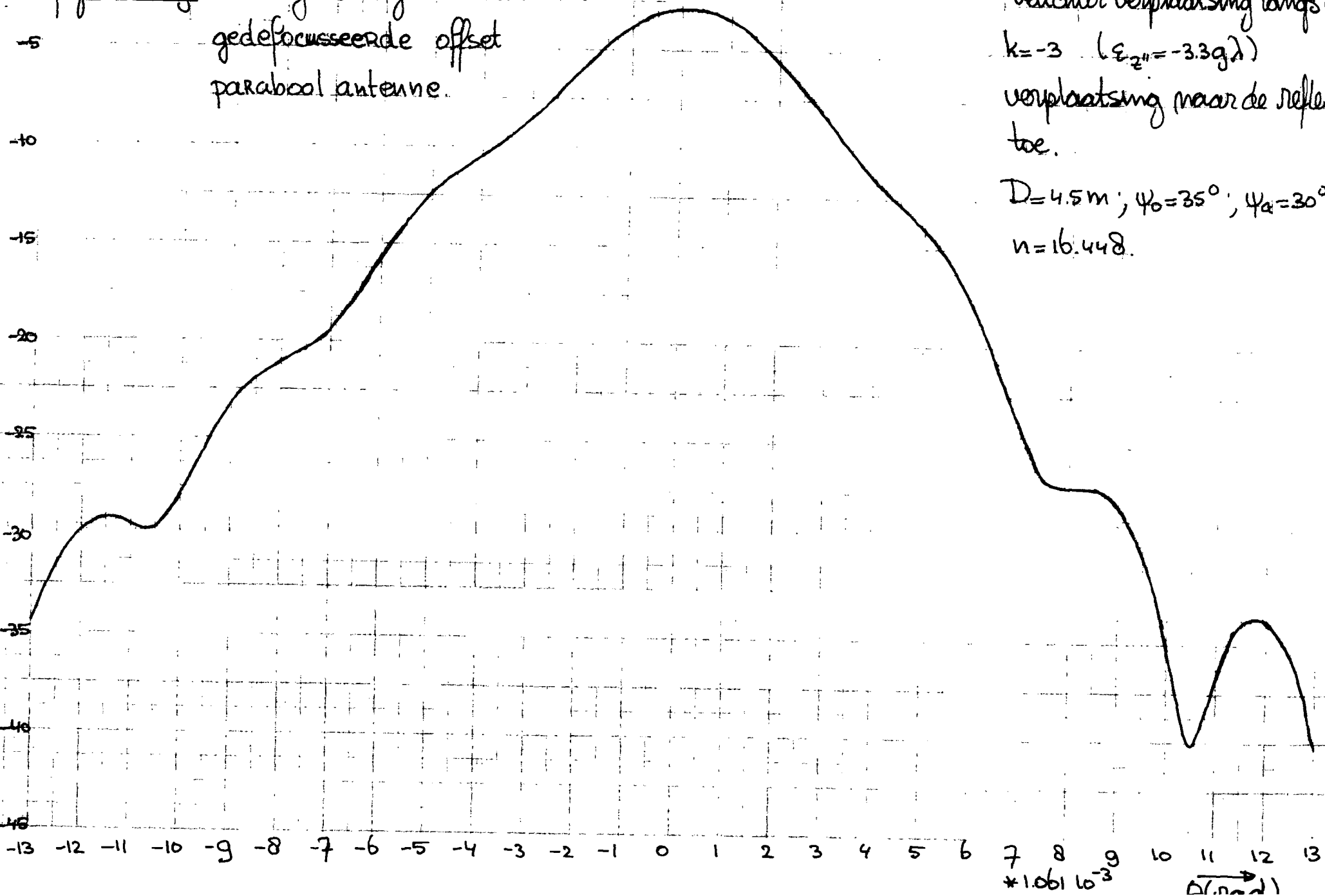
Figuur 4.27: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

-t.h.f-



figuur 4.28 fase diagram van gedefocuseerde offset parabool antenne.

figuur 4.2g: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



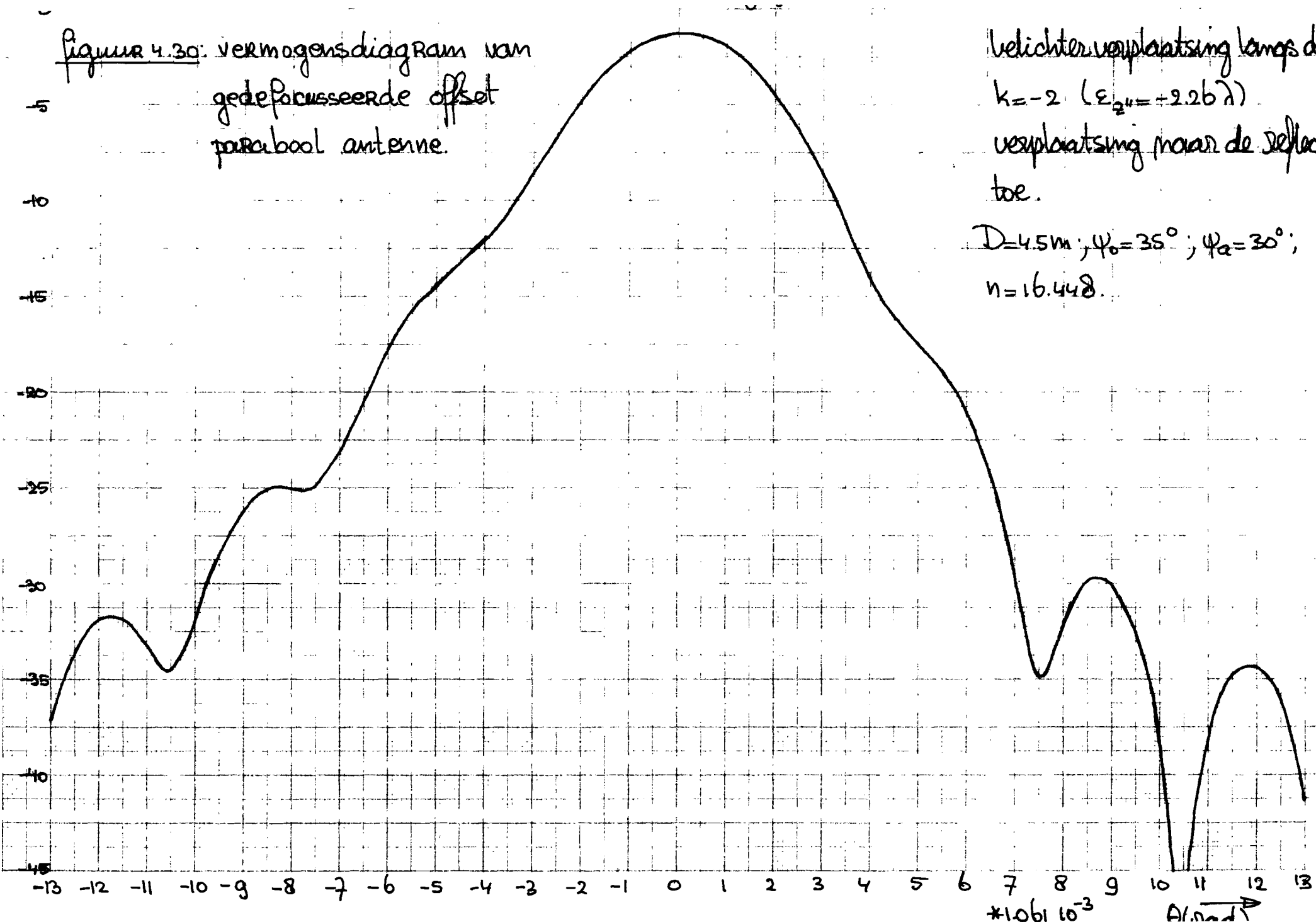
belichter verplaatsing langs de z'-c
 $k = -3$ ($\epsilon_{z''} = -3.39\lambda$)
 verplaatsing naar de reflector
 toe.

$D = 4.5\text{ m}$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n = 16.448$.

-6011-

7 8 9 10 11 12 13
 $\times 10^3$ $\Delta(\text{rad})$

figuur 4.30: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



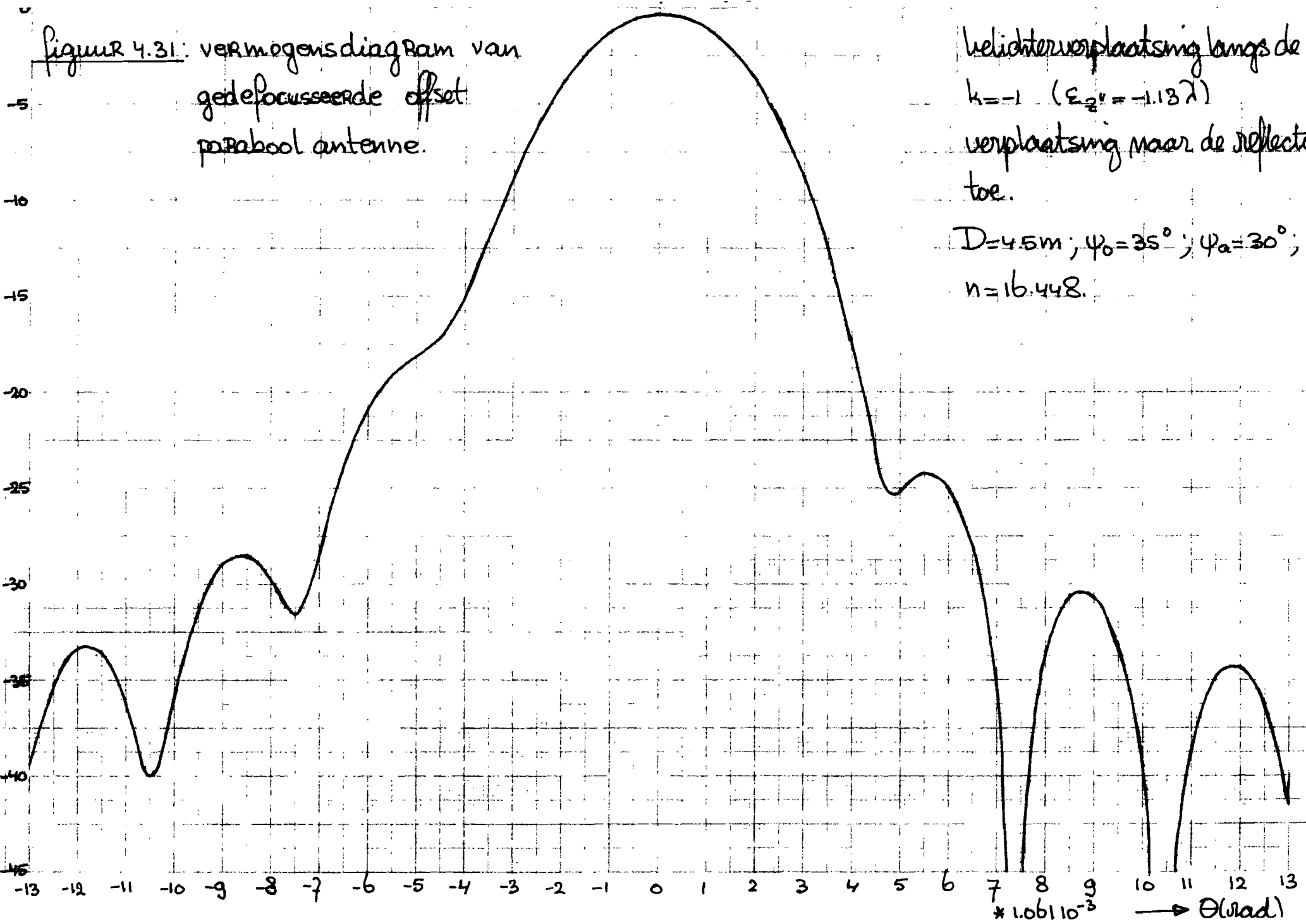
belichter verplaatsing langs de $z''=0$
 $k=-2$ ($\epsilon_{z''} = -2.26\lambda$)
 verplaatsing naar de reflector
 toe.

$D=4.5m$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$.

-4.30-

$\times 10^6 \text{ rad}^2$ \rightarrow A. rad \rightarrow

figuur 4.31: vermogensdiagram van
gedefocuseerde offset
parabool antenne.

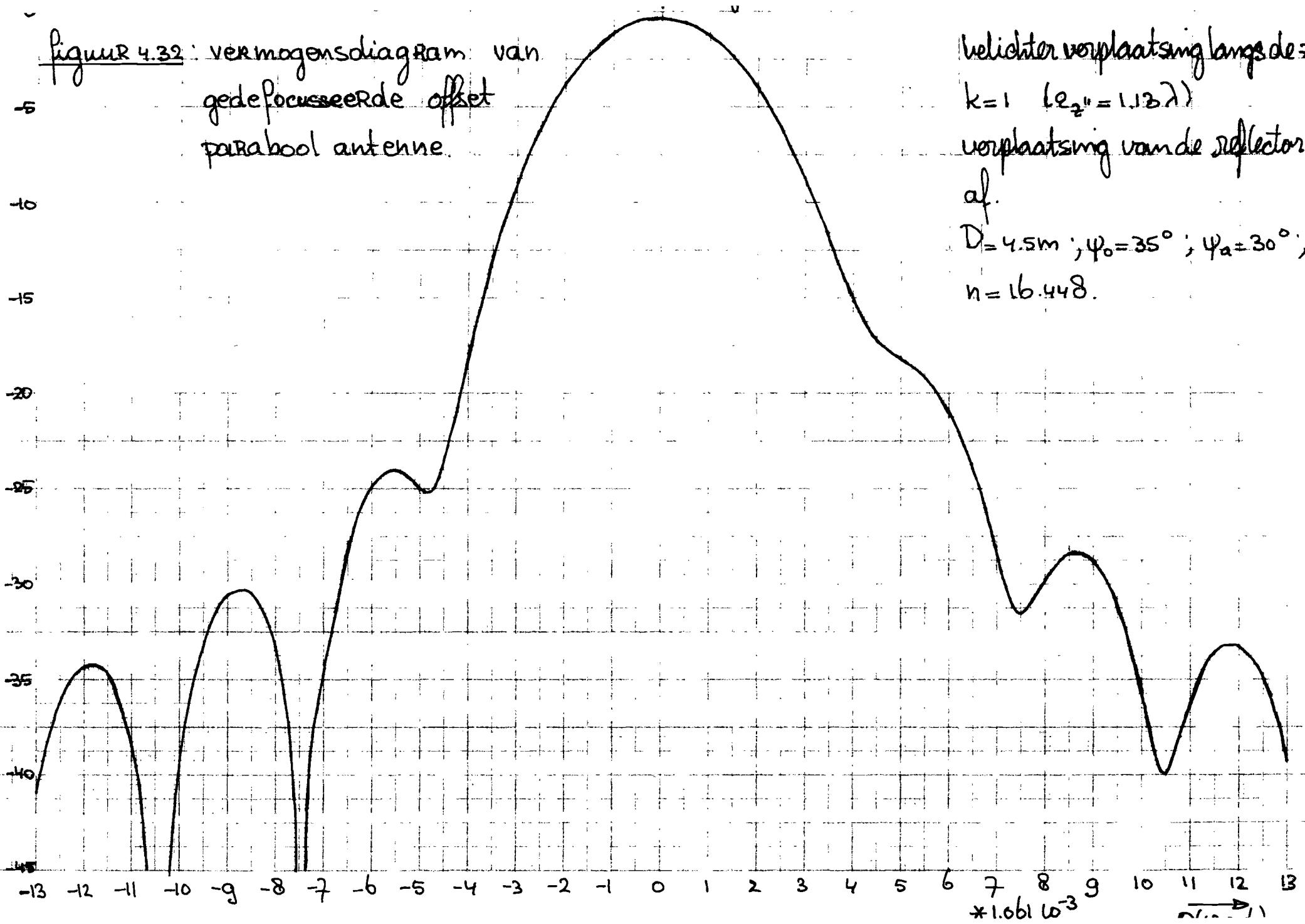


belichtingverplaatsing langs de z"-a
 $k = -1$ ($\epsilon_{z''} = -1.137$)
 verplaatsing naar de reflector
 toe.

$D = 4.5 \text{ m}$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n = 16.448$.

-4.31-

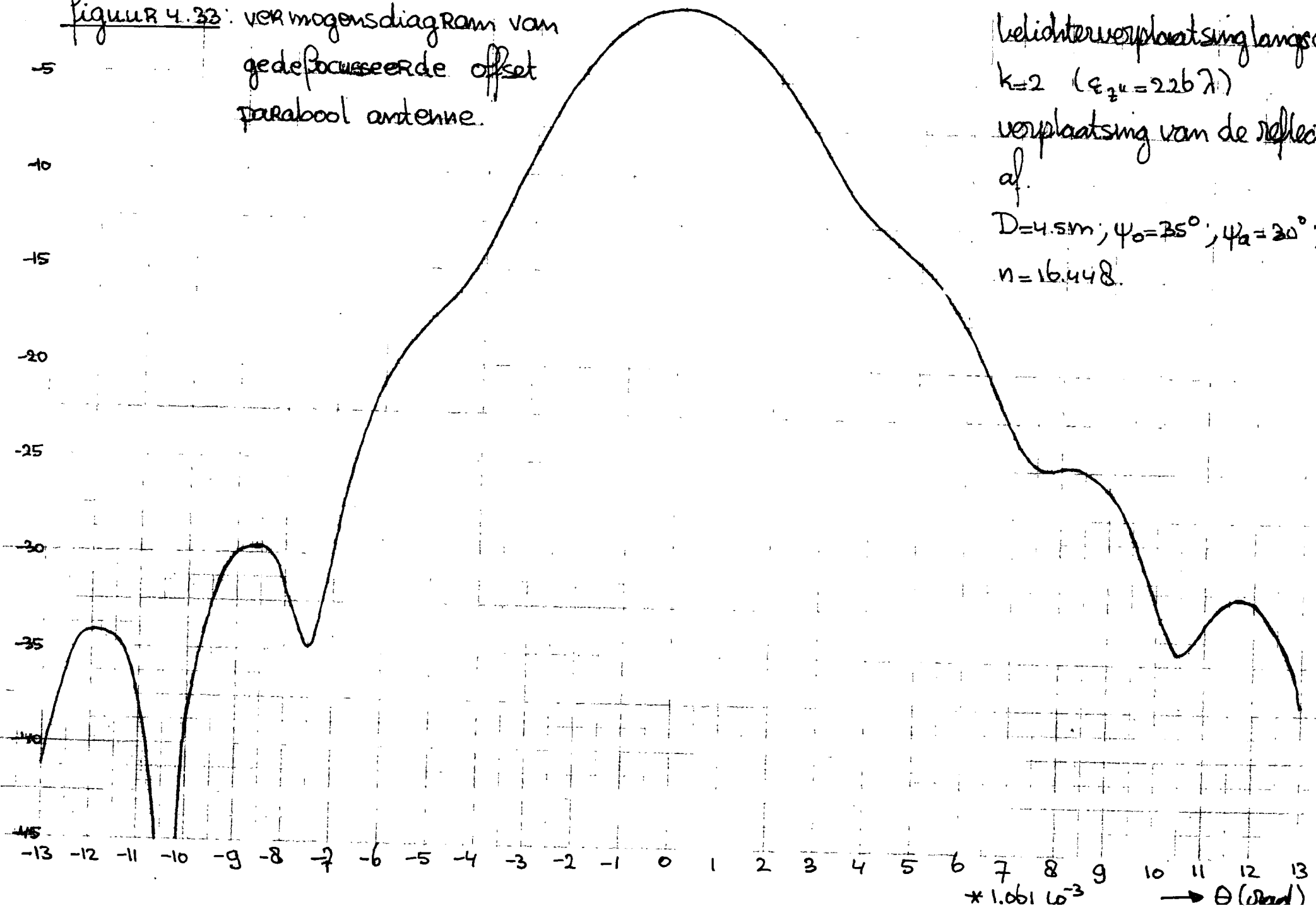
figuur 4.32: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



belichter verplaatsing langs de z"-as
 $k=1$ ($e_2'' = 1.13\lambda$)
 verplaatsing van de reflector
 af.
 $D = 4.5m$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n = 16.448$.

$\times 1.061 \cdot 10^{-3}$ \rightarrow

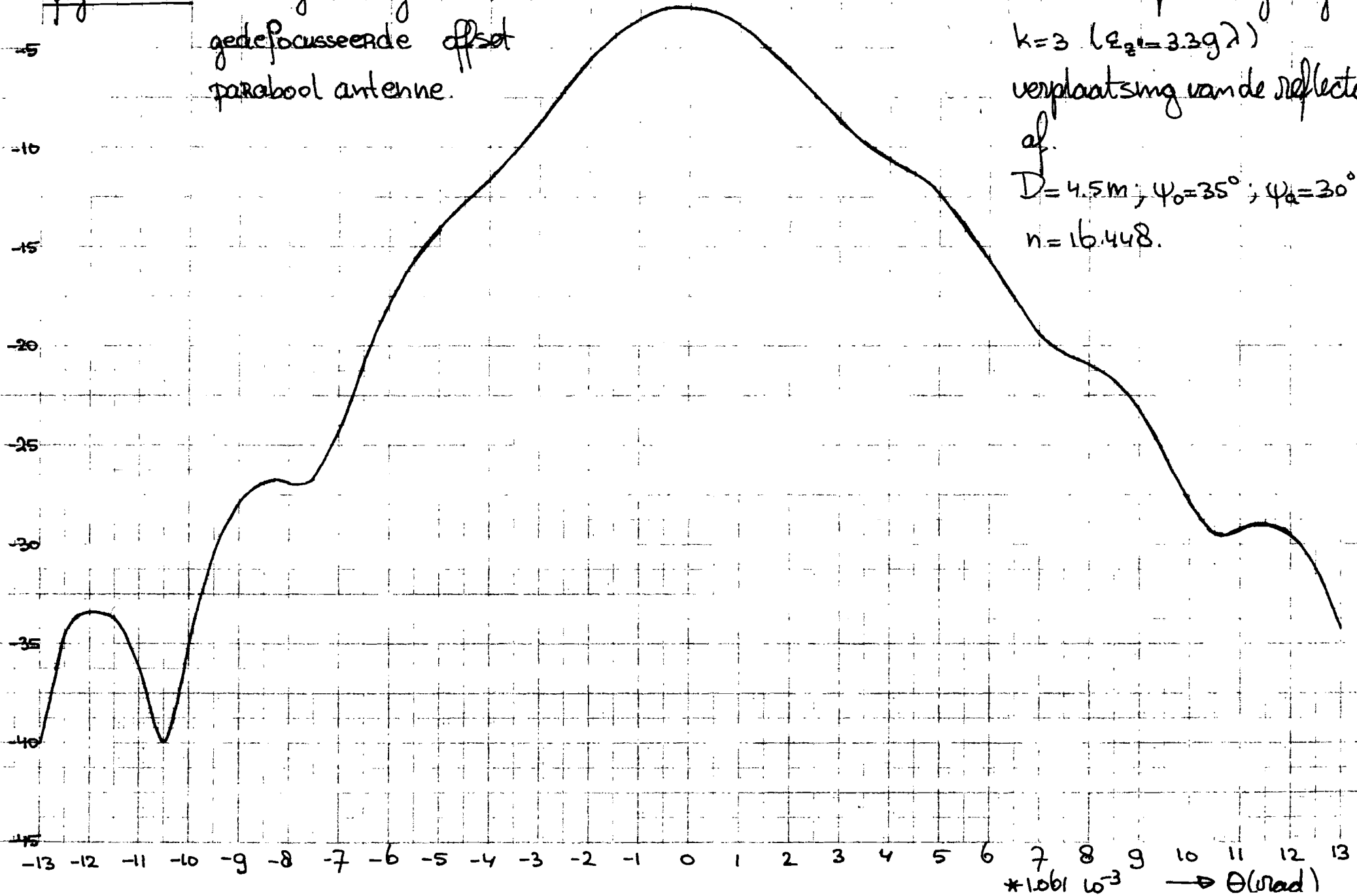
figuur 4.33: vermogensdiagram van
gedefocuseerde offset
parabool antenne.



belichtingverplaatsing langs de z -
 $k=2$ ($\epsilon_{z^2} = 2.26 \lambda$)
 verplaatsing van de reflector
 af.

$D=4.5\text{m}$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=20^\circ$;
 $n=16.448$.

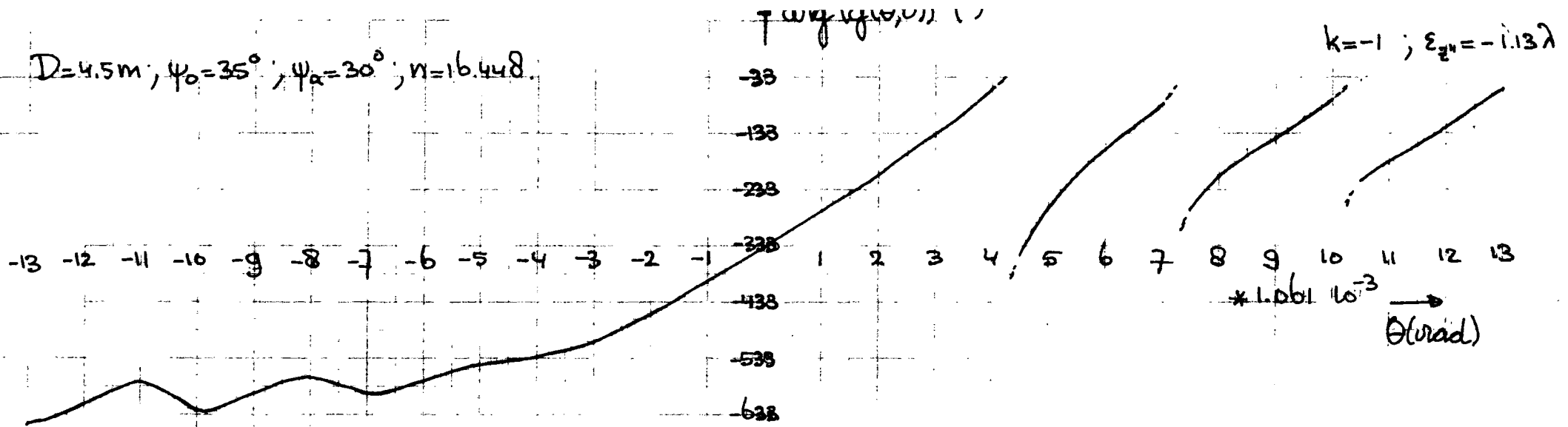
figuur 4.34: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



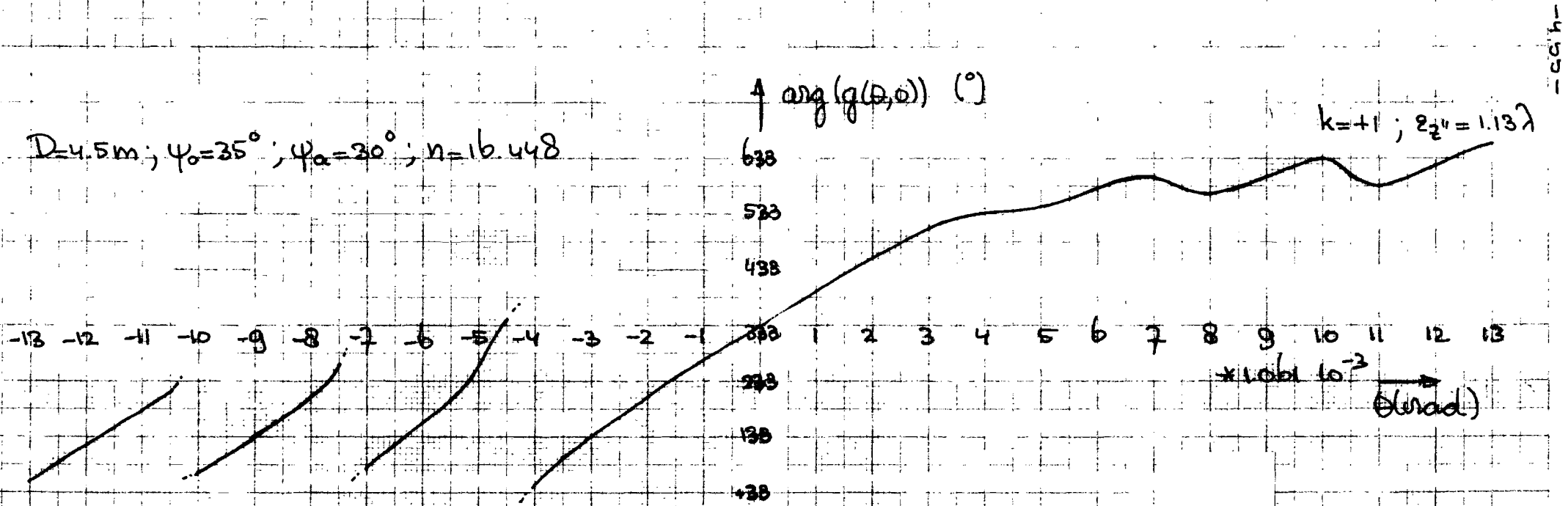
belichterverplaatsing langs de z^y
 $k=3$ ($\epsilon_{z^y} = 3.39\lambda$)
 verplaatsing van de reflector
 af.
 $D=4.5\text{m}$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$;
 $n=16.448$.

-45dB

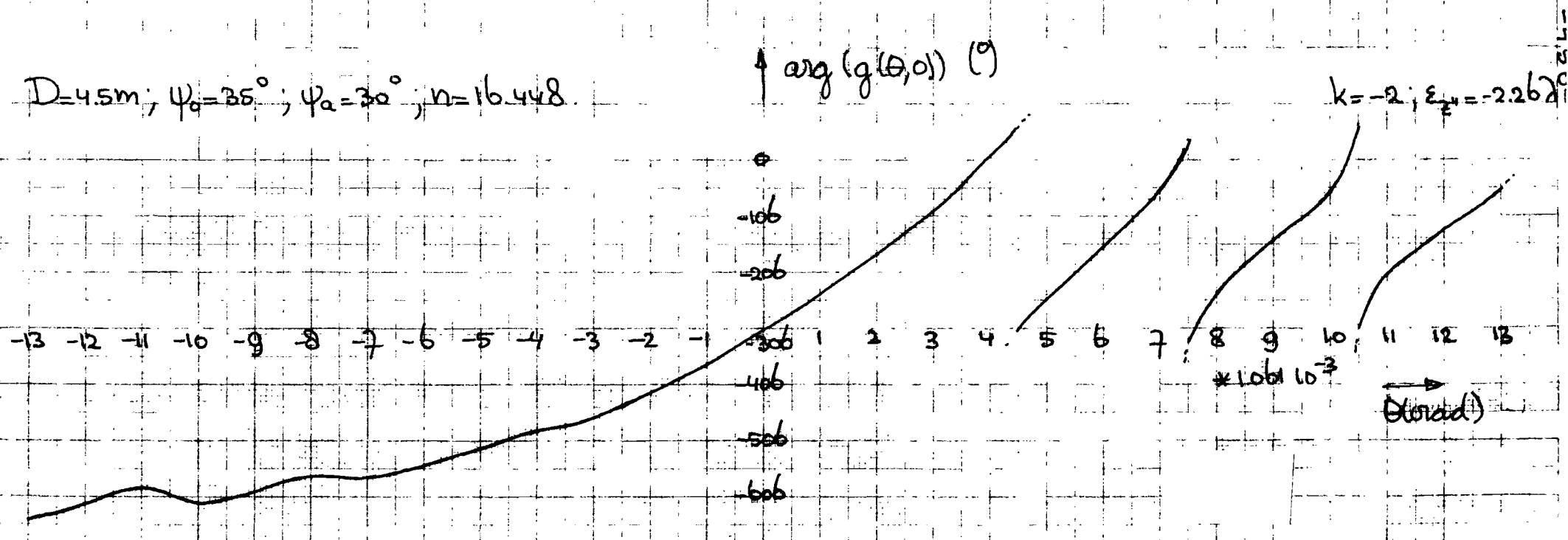
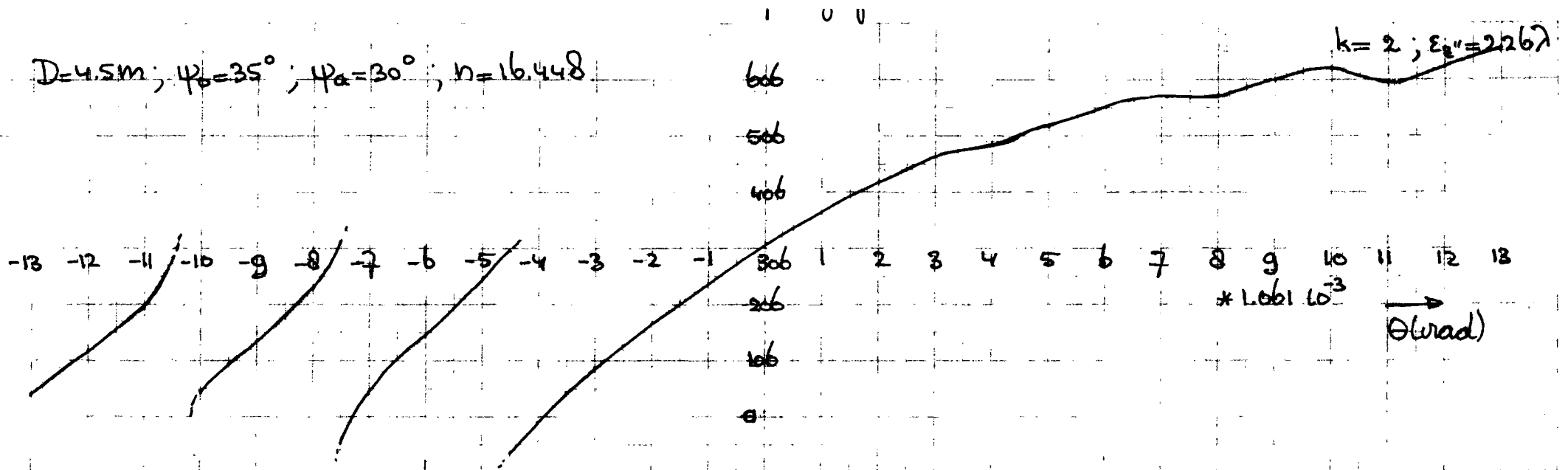
$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448$



$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448$

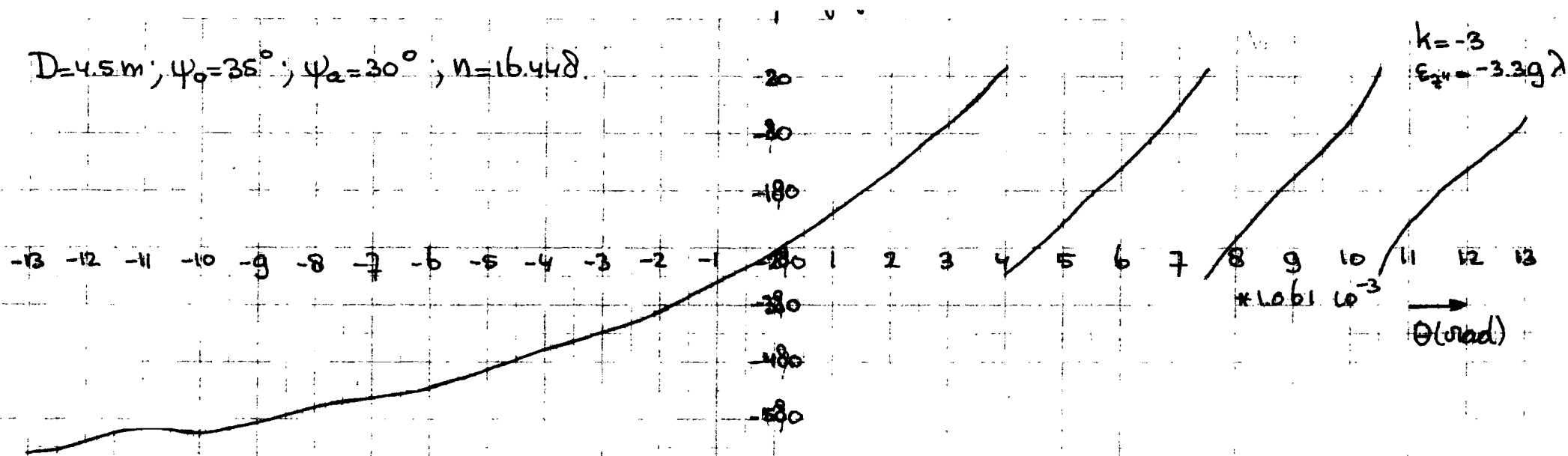


figuur 4.35: fase diagram van gedefocussende offset parabool antenne

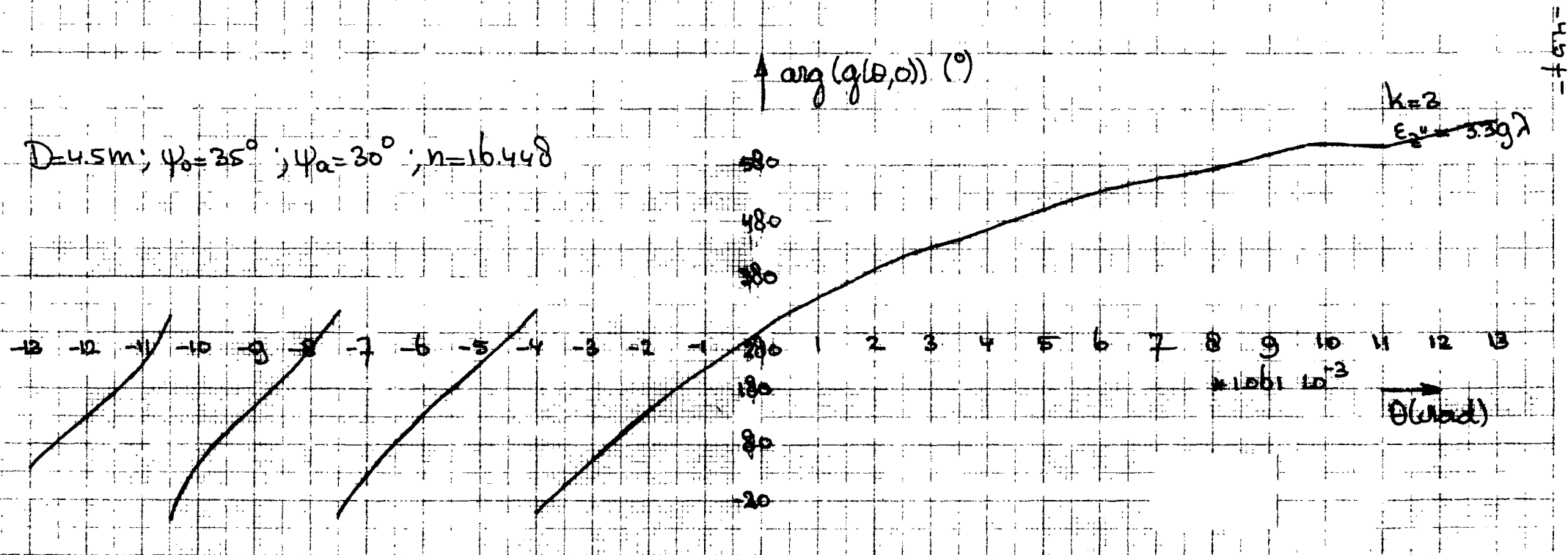


Figuur 4.36: Fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

$D=4.5m; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448$

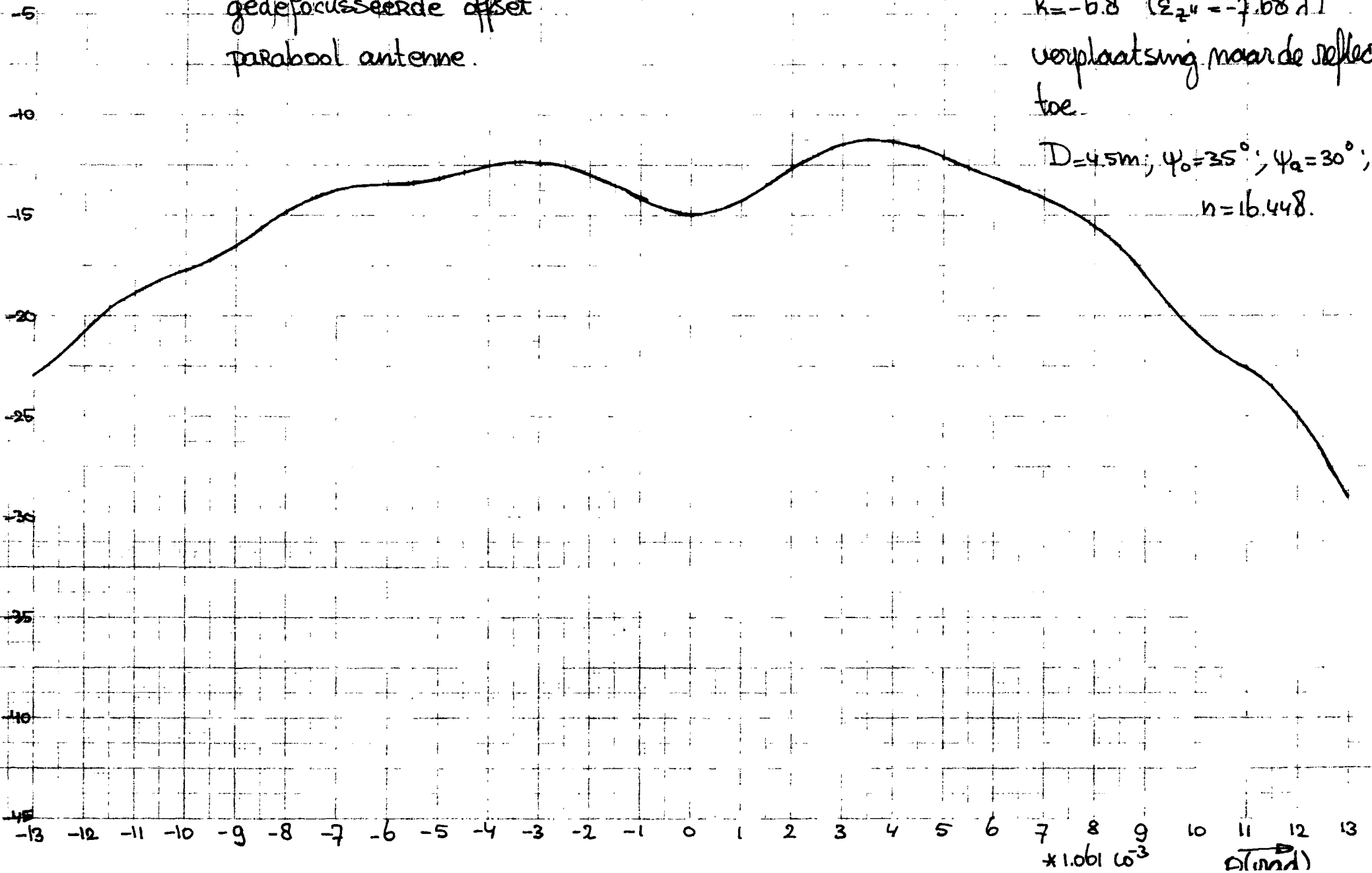


$D=4.5m; \psi_0=35^\circ; \psi_a=30^\circ; n=16.448$



figuur 4.37: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

Figuur 4.32: vermogens diagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.

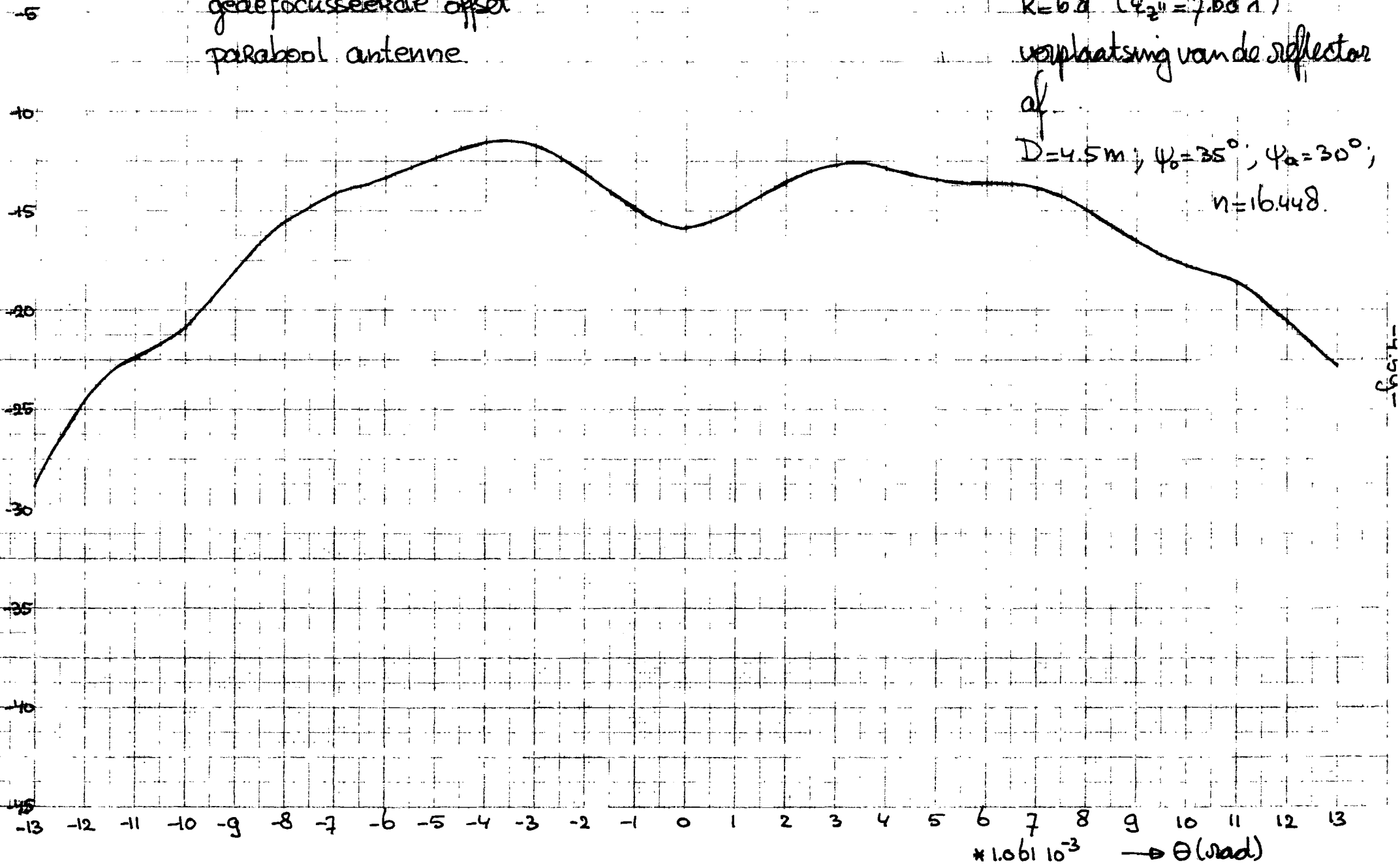


belichter verplaatsing langs de z'
 $k = -6.8$ ($\epsilon_{z'z'} = -7.68 \lambda$)
 verplaatsing naar de reflector
 toe.

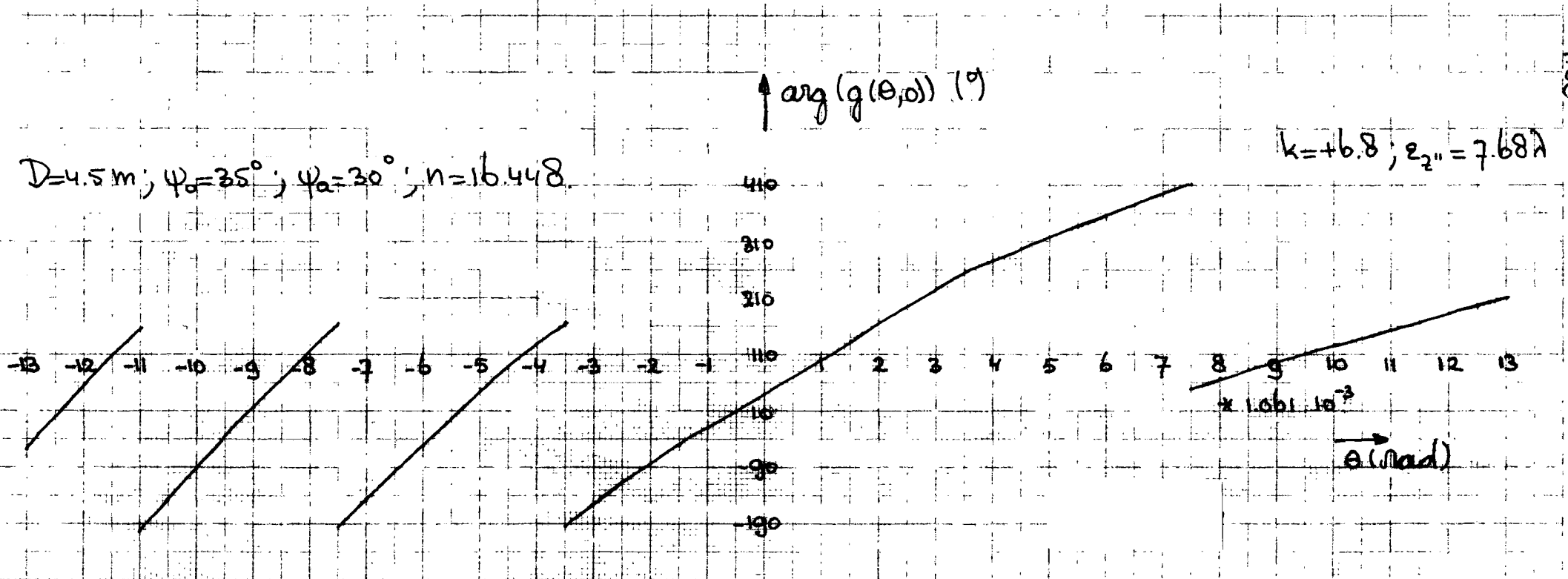
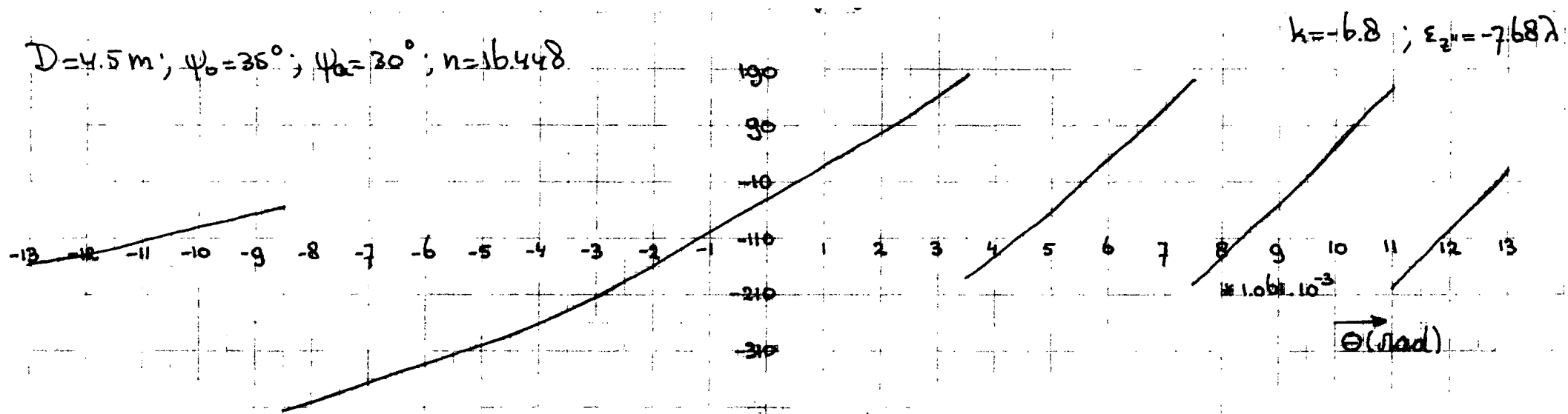
$D = 4.5 \text{ m}$; $\psi_0 = 35^\circ$; $\psi_a = 30^\circ$;
 $n = 16.448$.

-4.00

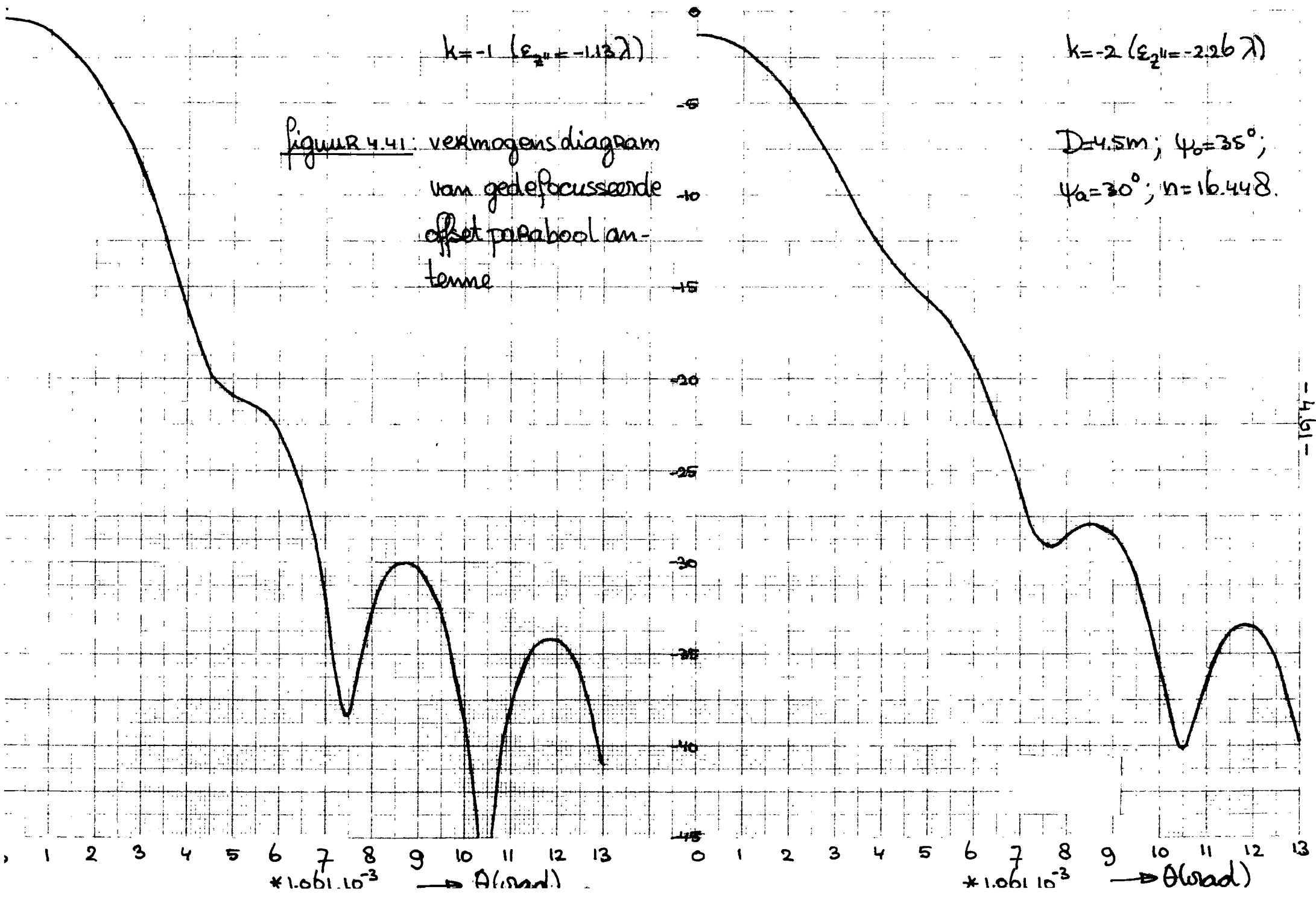
Figuur 4.3g: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.



belichtingverplaatsing langs de z'-
 $k = 6.8$ ($e_{z'} = 7.68 \lambda$)
 verplaatsing van de reflector
 af



figuur 4.40: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.



$k=-1 (\epsilon_{21} = -1.13\lambda)$

$k=-2 (\epsilon_{21} = -2.26\lambda)$

Figuur 4.41: vermogens diagram
van gede-focusseerde
offset parabool an-
tenne

$D=4.5m$; $\psi_0=35^\circ$;
 $\psi_a=30^\circ$; $n=16.448$.

-464-

$\times 1.061 \cdot 10^{-3}$ $\rightarrow A(\text{rad})$

$\times 1.061 \cdot 10^{-3}$ $\rightarrow \theta(\text{rad})$

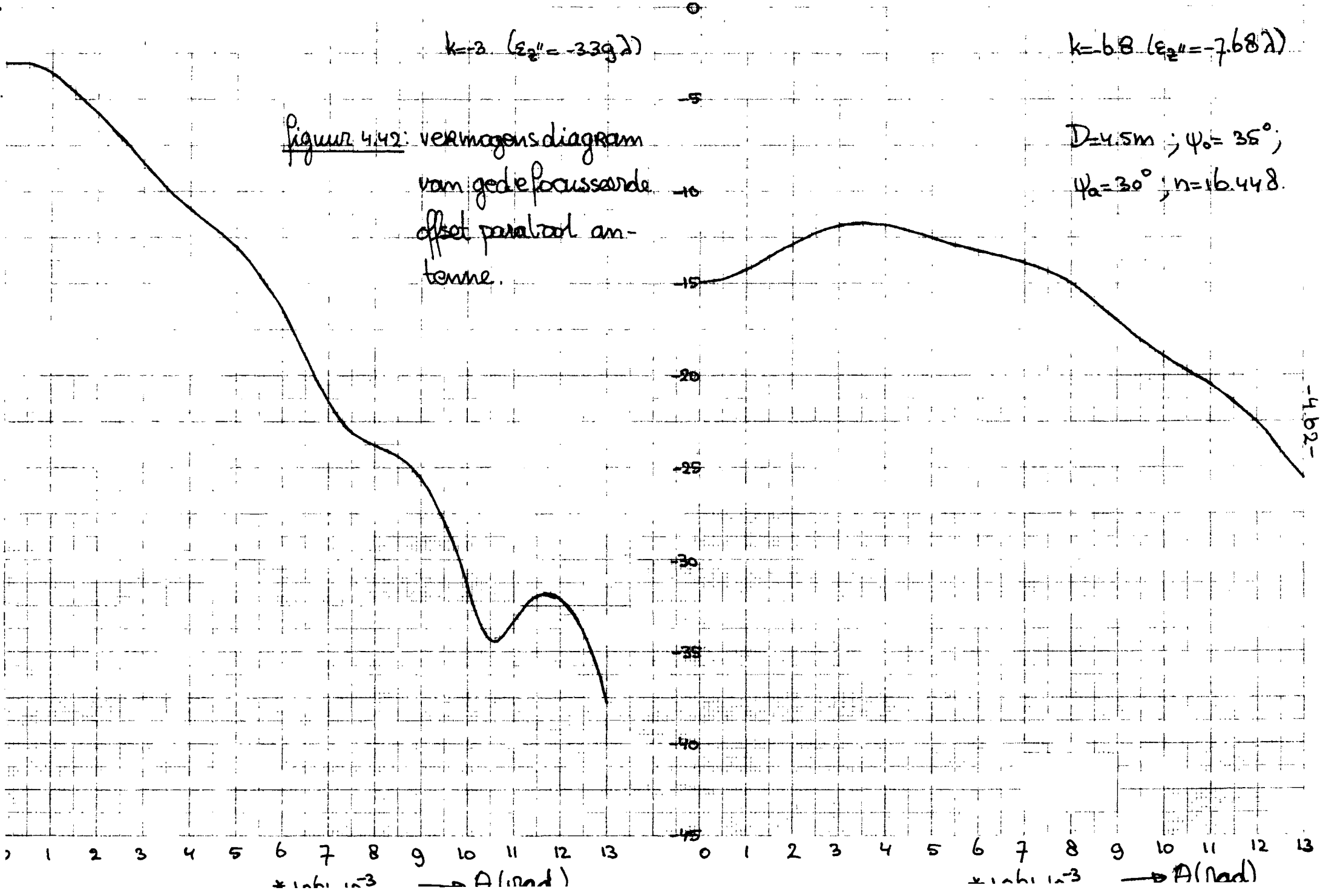
$$k=2 \quad (\epsilon_2'' = -339\lambda)$$

$$k=6.8 \quad (\epsilon_2'' = -7.68\lambda)$$

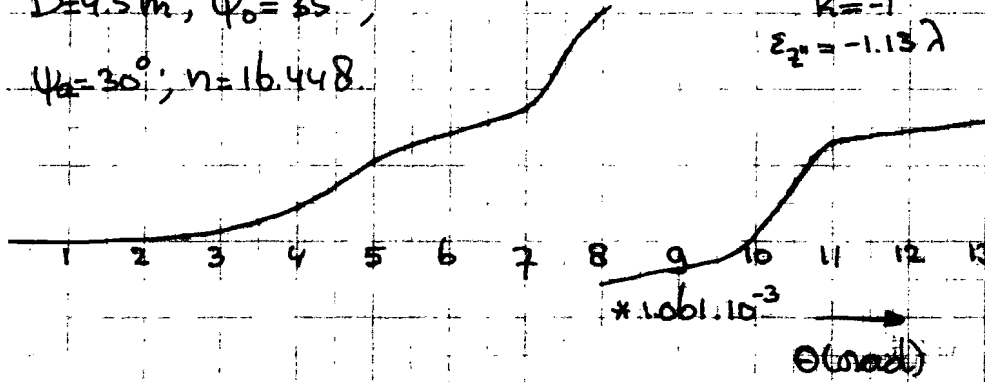
figuur 4.42: vermogensdiagram
van gedieffocussarde
offset parallel an-
tenne.

$$D=4.5m ; \psi_0 = 35^\circ ;$$

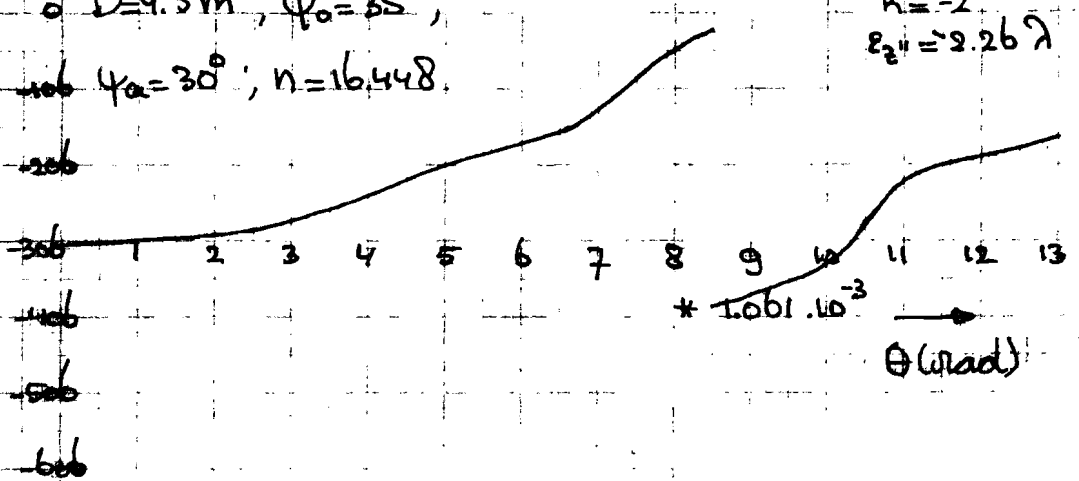
$$\psi_a = 30^\circ ; n = 16.448.$$



$D=4.5m; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448.$

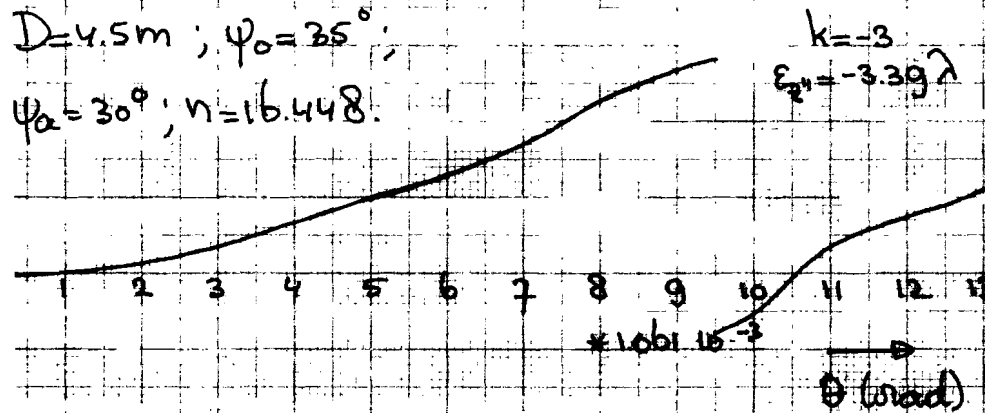


$D=4.5m; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448.$



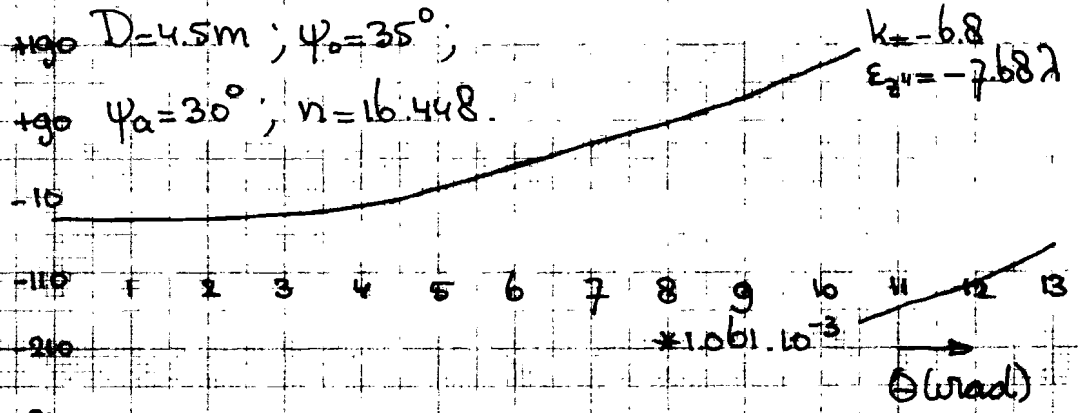
$\arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) (^\circ)$

$D=4.5m; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448.$



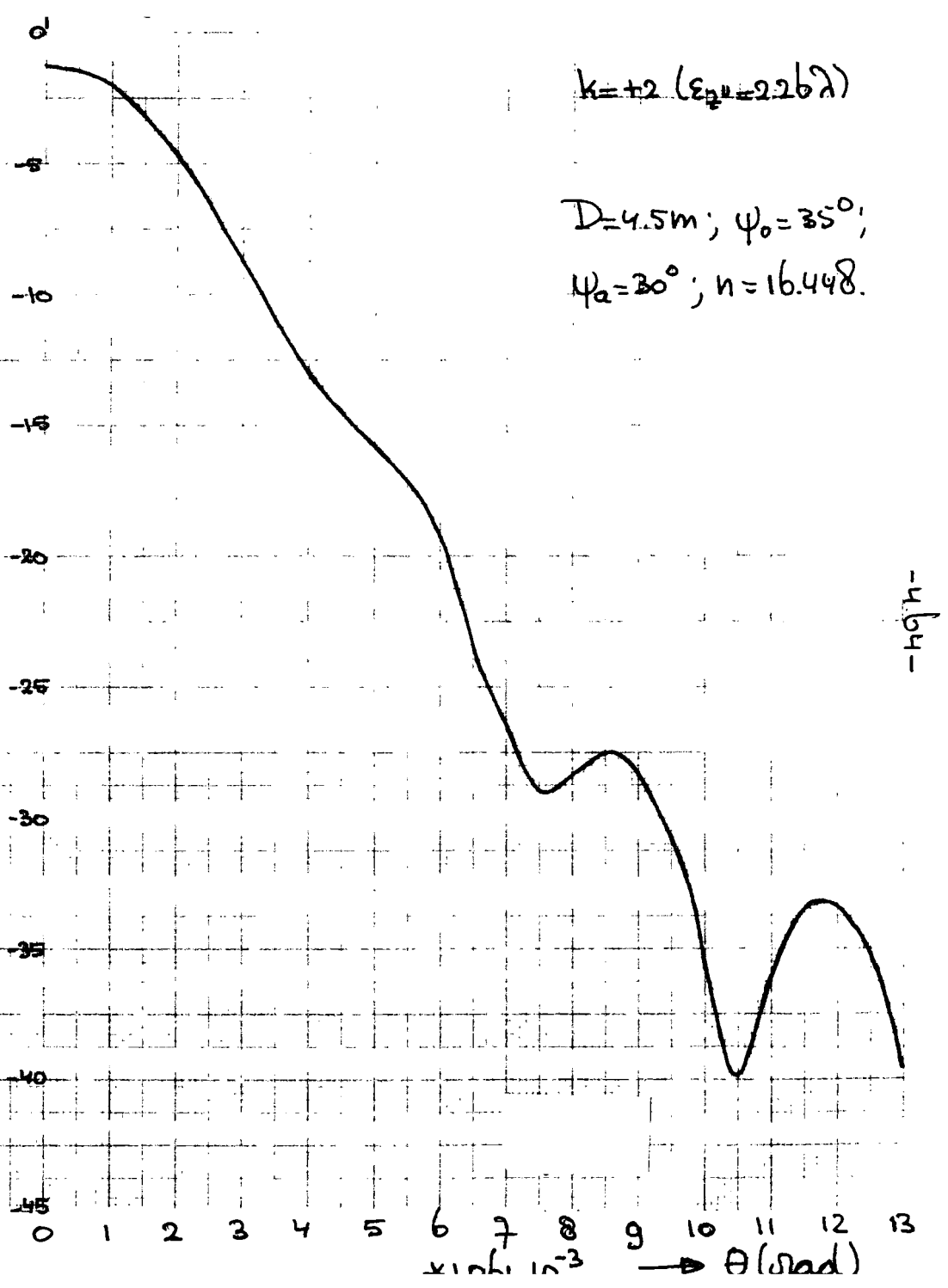
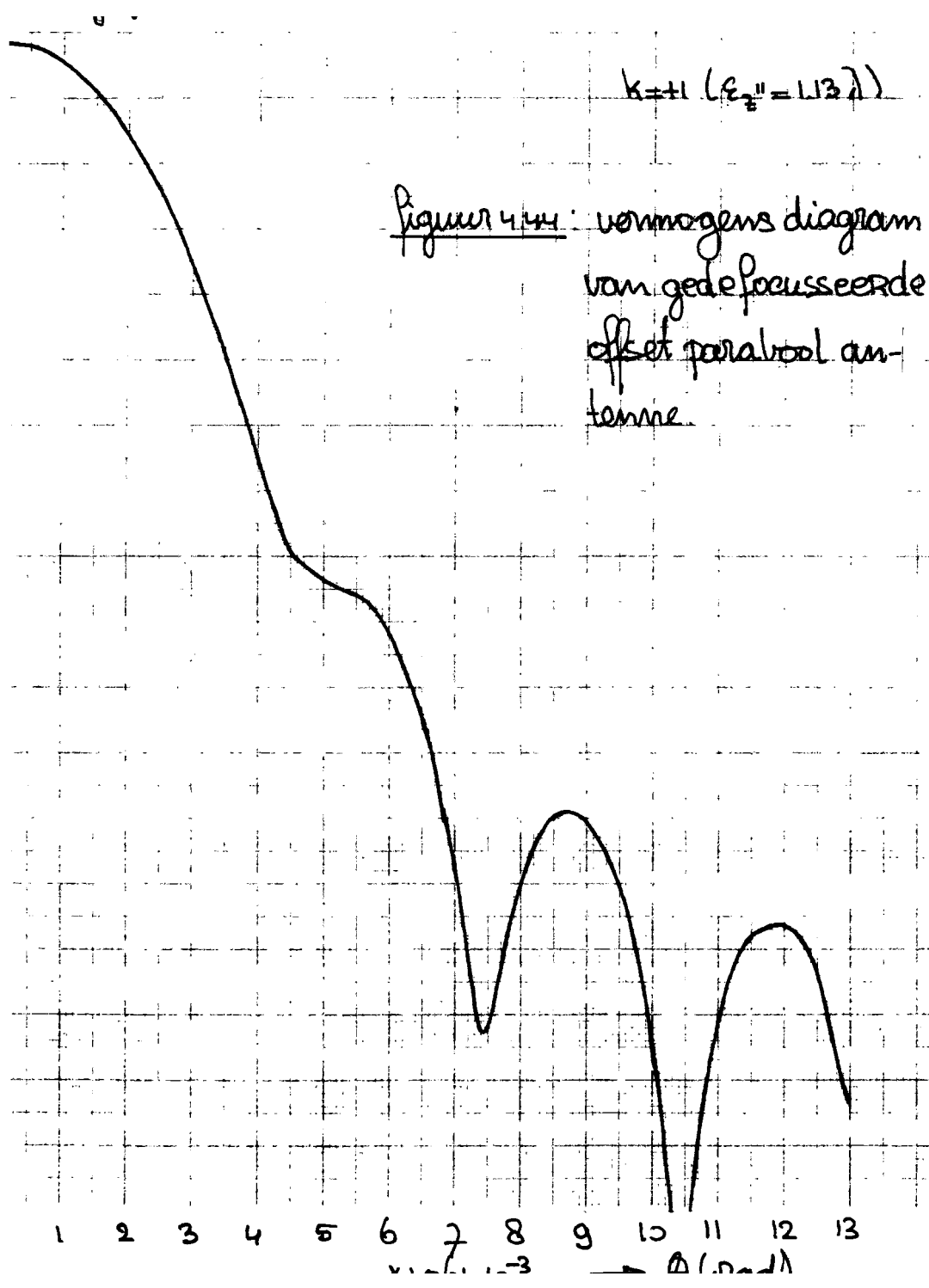
$\arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) (^\circ)$

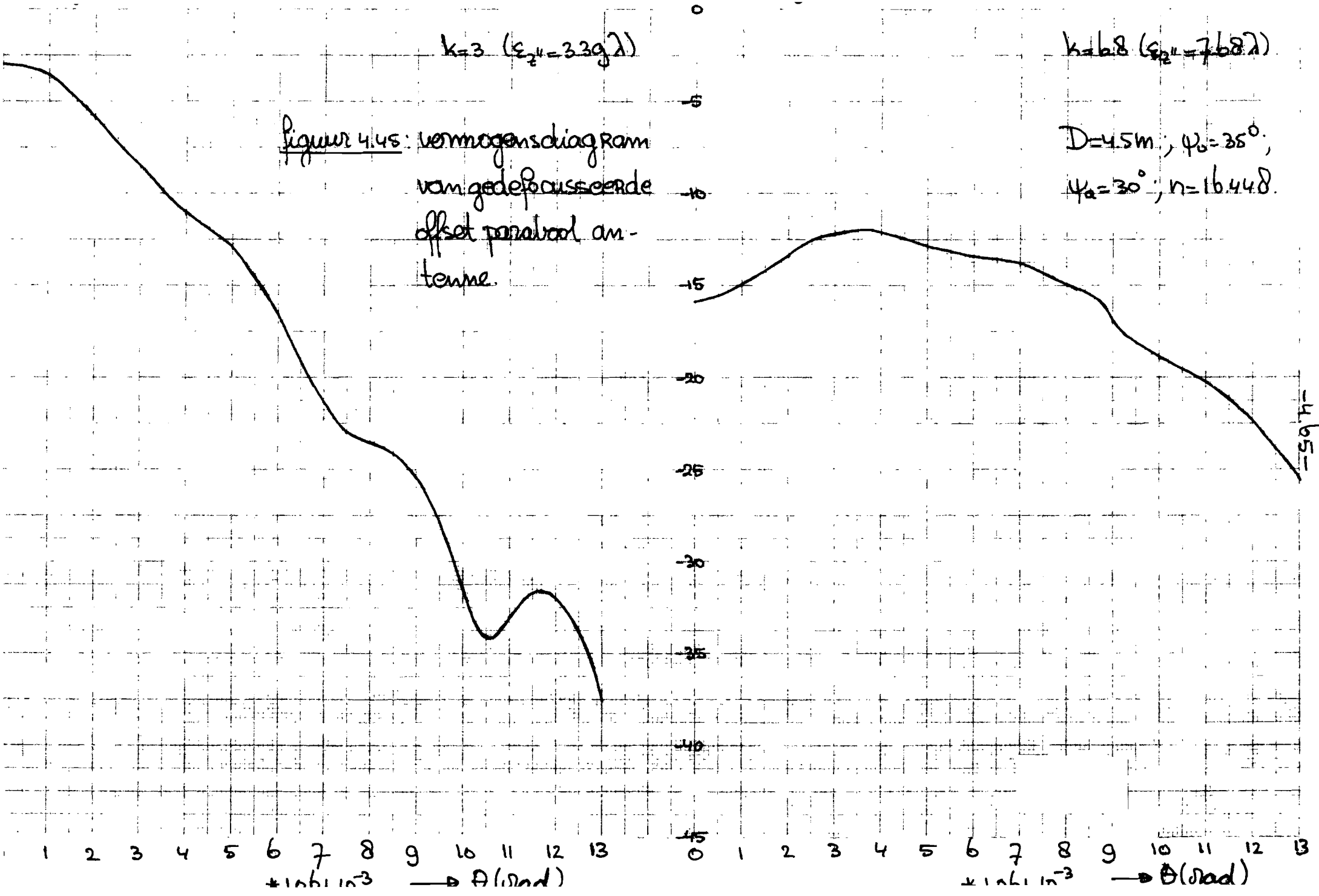
$D=4.5m; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448.$



figuur 4.43: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

-4.63-





$k=3$ ($\epsilon_2 = 3.39\lambda$)

$k=6.8$ ($\epsilon_2 = 7.68\lambda$)

figuur 4.45: vermogensdiagram van gedepasseerde offset parabool antenne.

$D=4.5m$; $\psi_0=35^\circ$;
 $\psi_a=30^\circ$; $n=16.448$.

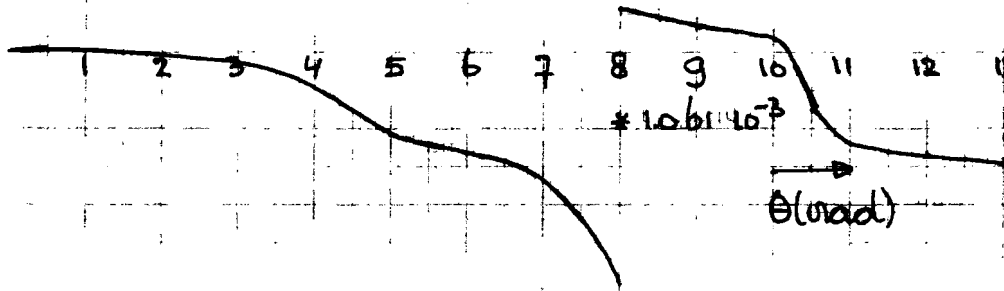
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
 $\times 10^3 \text{ m}^{-3}$ $\rightarrow \theta$ (rad)

15 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13
 $\times 10^3 \text{ m}^{-3}$ $\rightarrow \theta$ (rad)

-45-

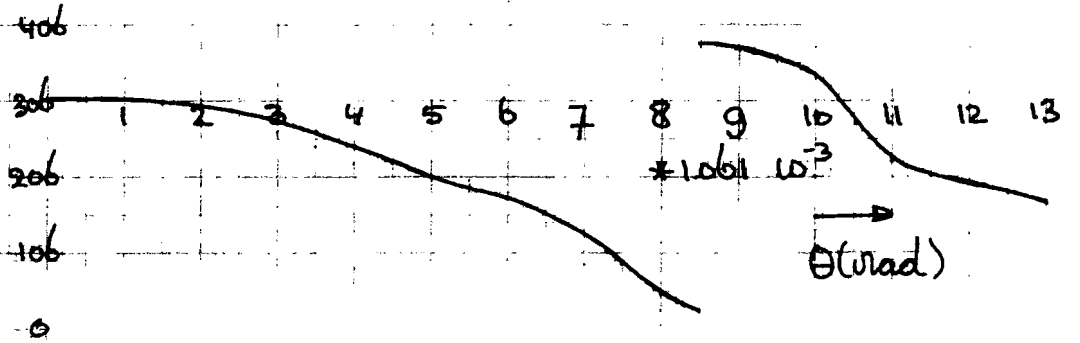
$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448$

$k=1$
 $\epsilon_{2''}=1.15\lambda$



$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448$

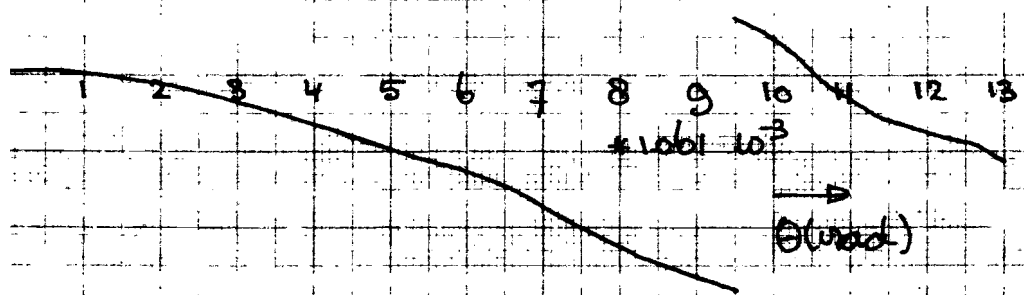
$k=2$
 $\epsilon_{2''}=2.26\lambda$



$\arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) (^\circ)$

$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448$

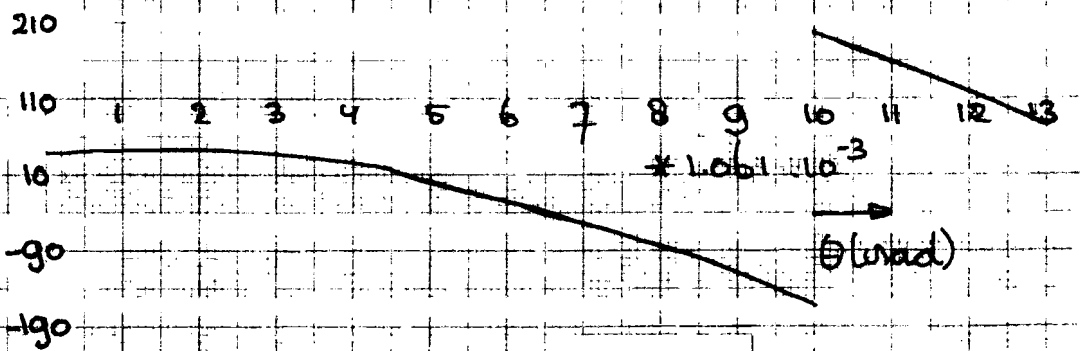
$k=3$
 $\epsilon_{2''}=3.39\lambda$



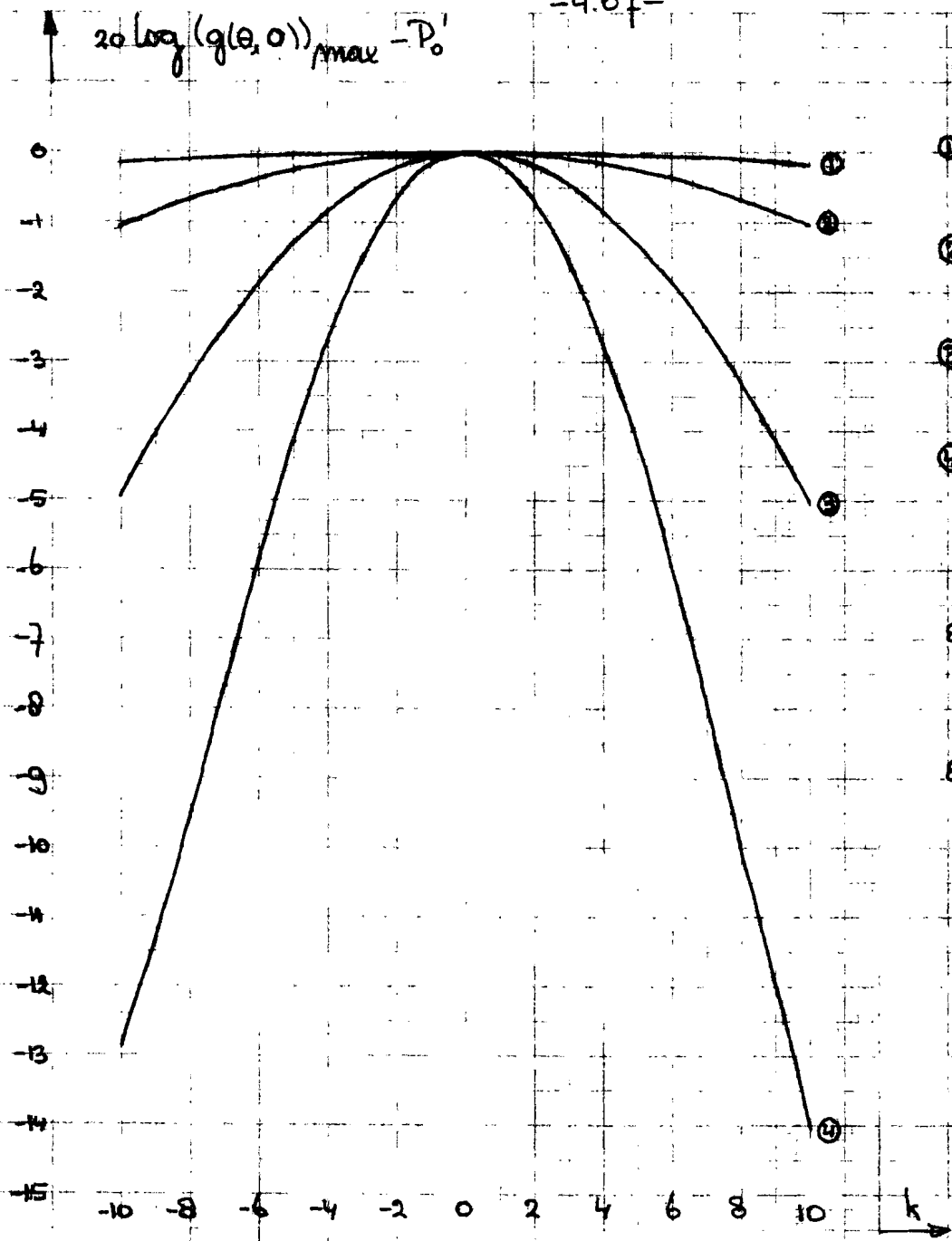
$\arg(g(\theta, \frac{\pi}{2})) (^\circ)$

$D=4.5\text{m}; \psi_0=35^\circ;$
 $\psi_a=30^\circ; n=16.448$

$k=6.8$
 $\epsilon_{2''}=7.68\lambda$



Figuur 4.46: fase diagram van gedefocussende offset parabool antenne.

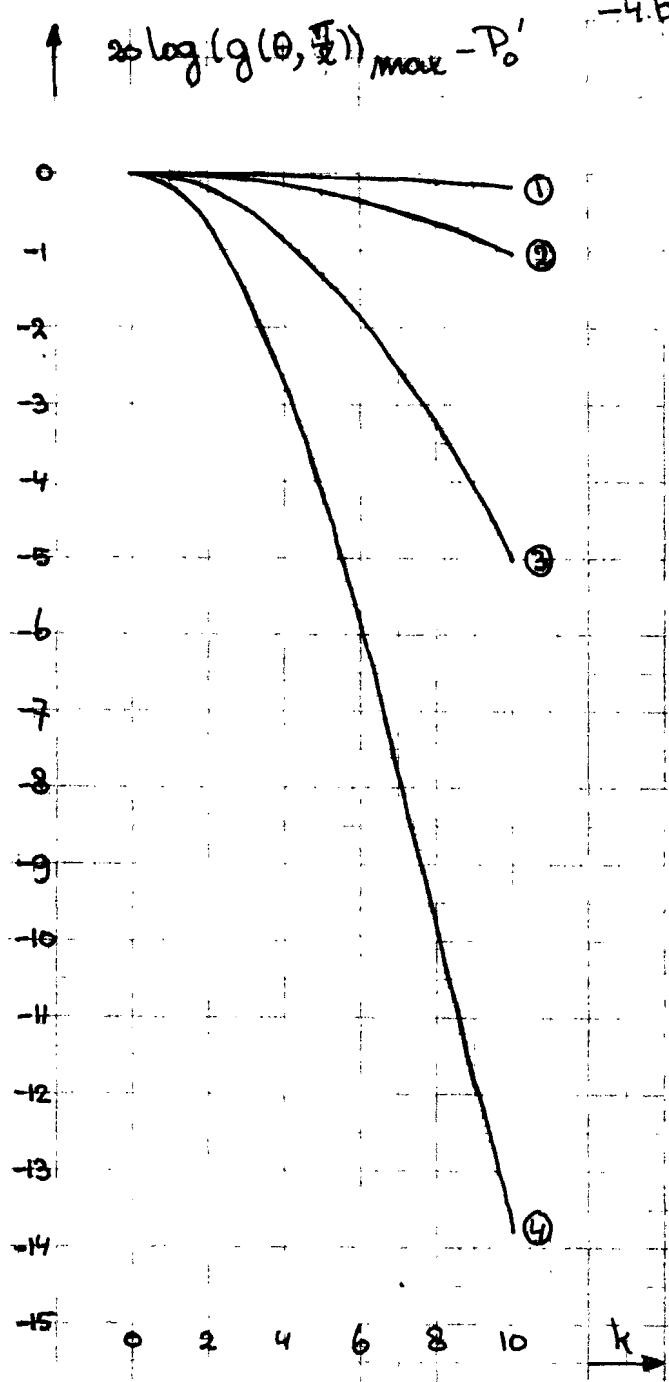


- ① $\psi_0 = 15^\circ$
 $\psi_a = 10^\circ$
- ② $\psi_0 = 25^\circ$
 $\psi_a = 20^\circ$
- ③ $\psi_0 = 35^\circ$
 $\psi_a = 30^\circ$
- ④ $\psi_0 = 45^\circ$
 $\psi_a = 40^\circ$

$\epsilon_{x''} = k \text{ const } \frac{p}{B}$
 λ / BDF
 $\epsilon_{y''} = 0 ; \epsilon_{z''} = 0$

$k > 0$ = belichter verplaatsing in de negatieve x'' richting
 $k < 0$: belichter verplaatsing in de positieve x'' richting

figuur 4.47: $20 \log (g(\theta, 0))_{\max} - P_0''$ als functie van k bij verschillende ψ_0, ψ_a combinaties



① $\psi_0 = 15^\circ$
 $\psi_\alpha = 10^\circ$

② $\psi_0 = 25^\circ$
 $\psi_\alpha = 20^\circ$

③ $\psi_0 = 35^\circ$
 $\psi_\alpha = 30^\circ$

④ $\psi_0 = 45^\circ$
 $\psi_\alpha = 40^\circ$

$E_{y'} = k \cdot \text{const} \cdot \frac{H}{D}$

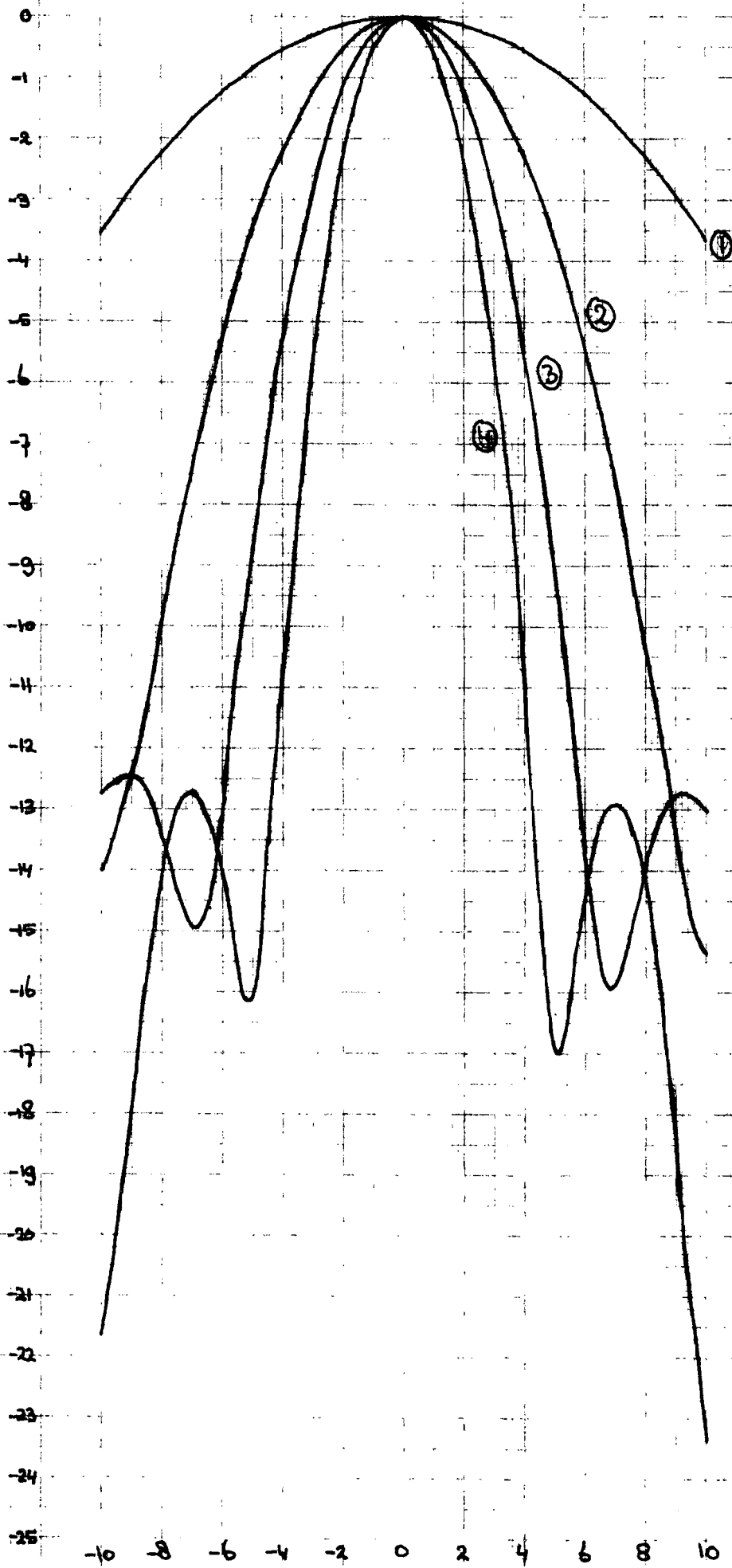
λ / BDF

$\epsilon_{x_2} = 0 ; \epsilon_{y_2} = 0$

belichter verplaatsing in de positieve y'' richting

figuur 4.48: $20 \log(g(\theta, \lambda))_{\max} - P'_0$ als functie van k bij verschillende ψ_0, ψ_α combinaties.

$\uparrow 20 \log (g(0,0)) - P_0'$



① $\psi_0 = 15^\circ$
 $\psi_a = 10^\circ$

② $\psi_0 = 25^\circ$
 $\psi_a = 20^\circ$

③ $\psi_0 = 35^\circ$
 $\psi_a = 30^\circ$

④ $\psi_0 = 45^\circ$
 $\psi_a = 40^\circ$

kso. belichter
verplaatsing langs
de positieve z'' -as;

kso. belichter
verplaatsing langs
de negatieve z'' -as

$$E_z = k \cdot \text{const.} \frac{P}{D} \cdot \lambda / \text{BDF}$$

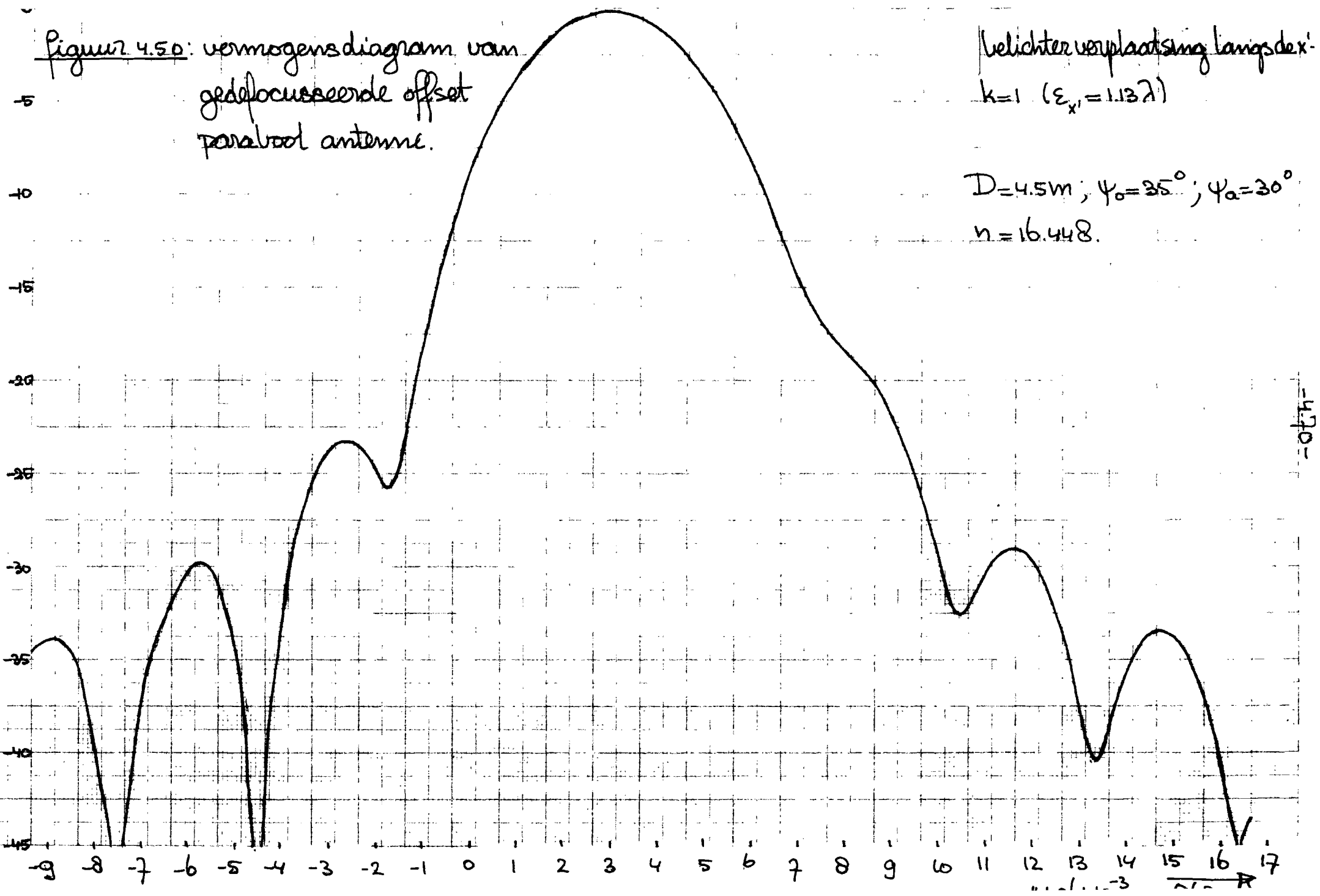
$$E_x = 0; E_y = 0$$

Figuur 4.4g
 $20 \log (g(0,0)) - P_0'$
als functie van
k. bij verschillen-
de ψ_0, ψ_a combi-
naties.

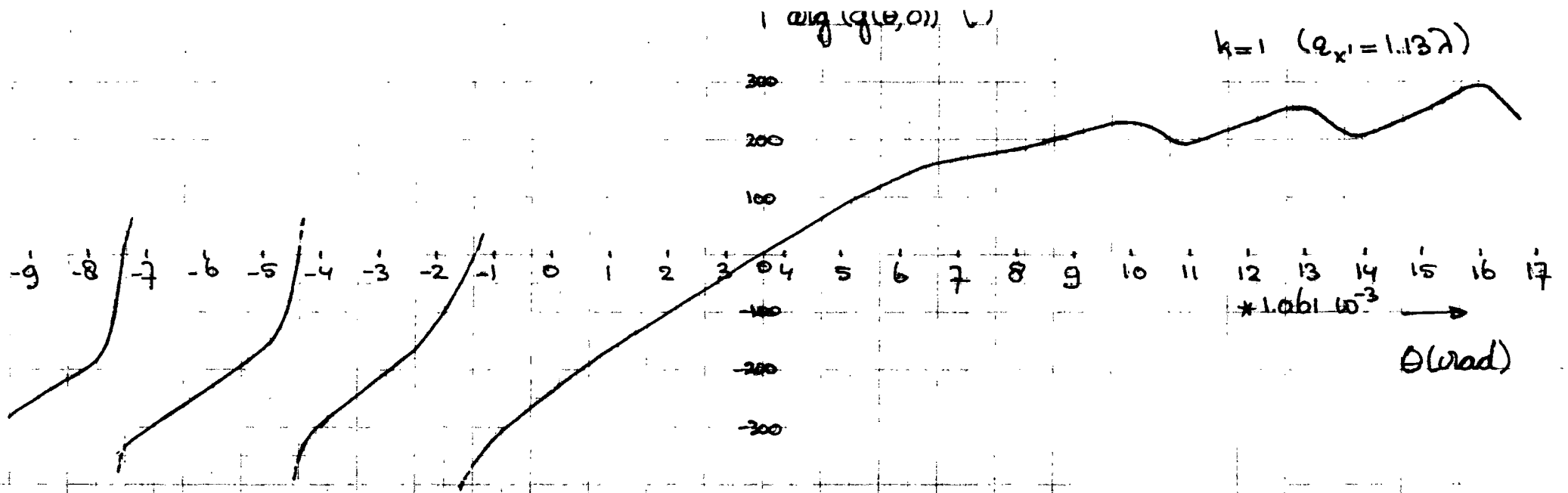
figuur 4.50: vermogensdiagram van
gedefocusseerde offset
parabool antenne.

belichter verplaatsing langs de x'-
 $k=1$ ($\epsilon_{x'} = 1.13\lambda$)

$D=4.5m$; $\psi_0=35^\circ$; $\psi_a=30^\circ$
 $n=16.448$.



-42.5-



figuur 4.51: fase diagram van gedefocusseerde offset parabool antenne.

-1.5-

4.5. De 3dB bundelbreedte (θ_{3dB})

Met de in paragraaf 4.2. gevonden formule voor $g(\theta, \varphi)$ kunnen we ook nu weer een uitdrukking afleiden voor θ_{3dB}

We vinden

$$g(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} \frac{[g_p(\psi)]^{1/2}}{\rho} \exp(-jk(\rho(1 - \vec{a}_p \cdot \vec{a}_R) - 2f)) \rho^2 \sin \psi d\psi d\zeta$$

met $\cos \theta \approx 1$

$$\rho = 2f / (1 + \cos \psi_0 \cos \psi - \sin \psi_0 \sin \psi \cos \zeta)$$

$$\text{en } D = 4f \sin \psi_0 / (\cos \psi_0 + \cos \psi_a)$$

vinden we

$$g(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} \frac{[g_p(\psi)]^{1/2}}{\rho} \exp(j \frac{\pi D}{\lambda} \sin \theta (\cos \psi_0 \sin \psi \cos \zeta \cos \varphi + \cos \varphi \sin \psi_0 \cos \psi - \sin \zeta \sin \psi \sin \varphi) (\cos \psi_0 + \cos \psi_a)) /$$

$$(\sin \psi_0 (1 + \cos \psi_0 \cos \psi - \sin \psi_0 \sin \psi \cos \zeta)) \rho^2 \sin \psi d\psi d\zeta$$

Voor de berekening van θ_{3dB} moeten we ook nu weer de oplossing bepalen van de vergelijking

$$\lg \left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin \left(\frac{1}{2} \theta_{3dB} \right), \varphi \right) - \lg(\omega) \cdot \omega^{-0.15} = 0$$

Dit blijkt voor alle φ waarden nagenoeg dezelfde uitkomst op te leveren. Daarom hebben we de oplossing bepaald van

$$\lg\left(\frac{\pi D}{\lambda} \sin\left(\frac{1}{2}\theta_{3dB}\right), 0\right) - \lg(0) \cdot 10^{-0.15} = 0 \quad (4-18)$$

De oplossing van deze vergelijking heeft de algemene gedaante

$$\sin \theta_{3dB} = \text{const} \frac{\lambda}{D} \quad (4-19)$$

Const wordt bepaald door de belichtingsfunctie $G_p(\psi)$ en de hoeken ψ_0 en ψ_a . Dit komt overeen met wat we bij de symmetrische parabool antenne vonden. Daar mogen we dat const volledig bepaald werd door de apertuur distributie functie $f(x)$. Bij de offset configuratie kan je ook een apertuur distributie functie definiëren. Deze functie wordt dan bepaald door $G_p(\psi)$, ψ_0 , ψ_a .

In fig 4.52, 4.53 is const uitgezet als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter. Bij iedere ψ_0, ψ_a combinatie is de n van de belichter functie zodanig gekozen dat de winstfactor maximaal is (zie paragraaf 4.3)

Voor het bij de berekening van const gebruikte rekenprogramma zie appendix A 10.

-4.74-

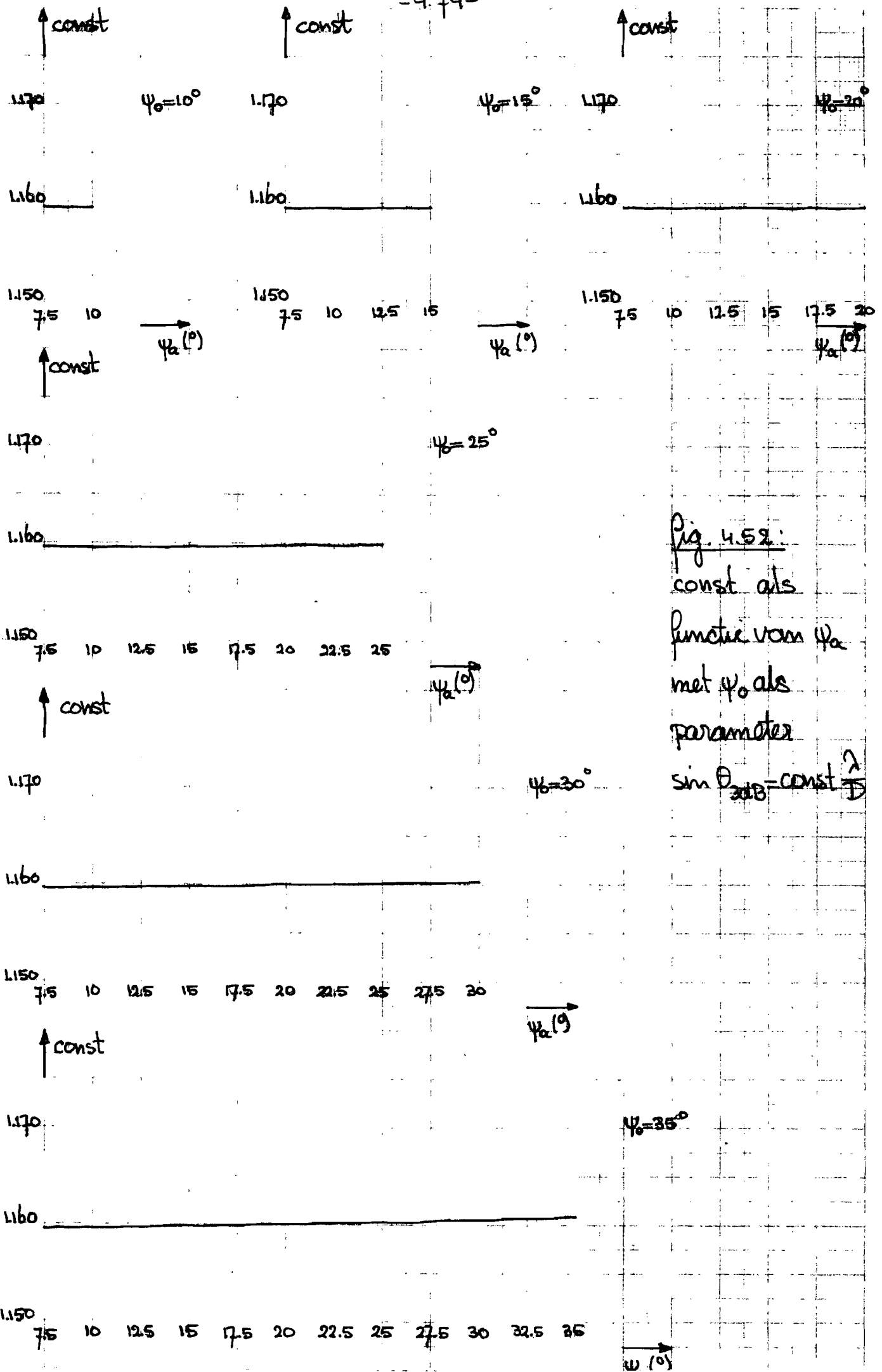
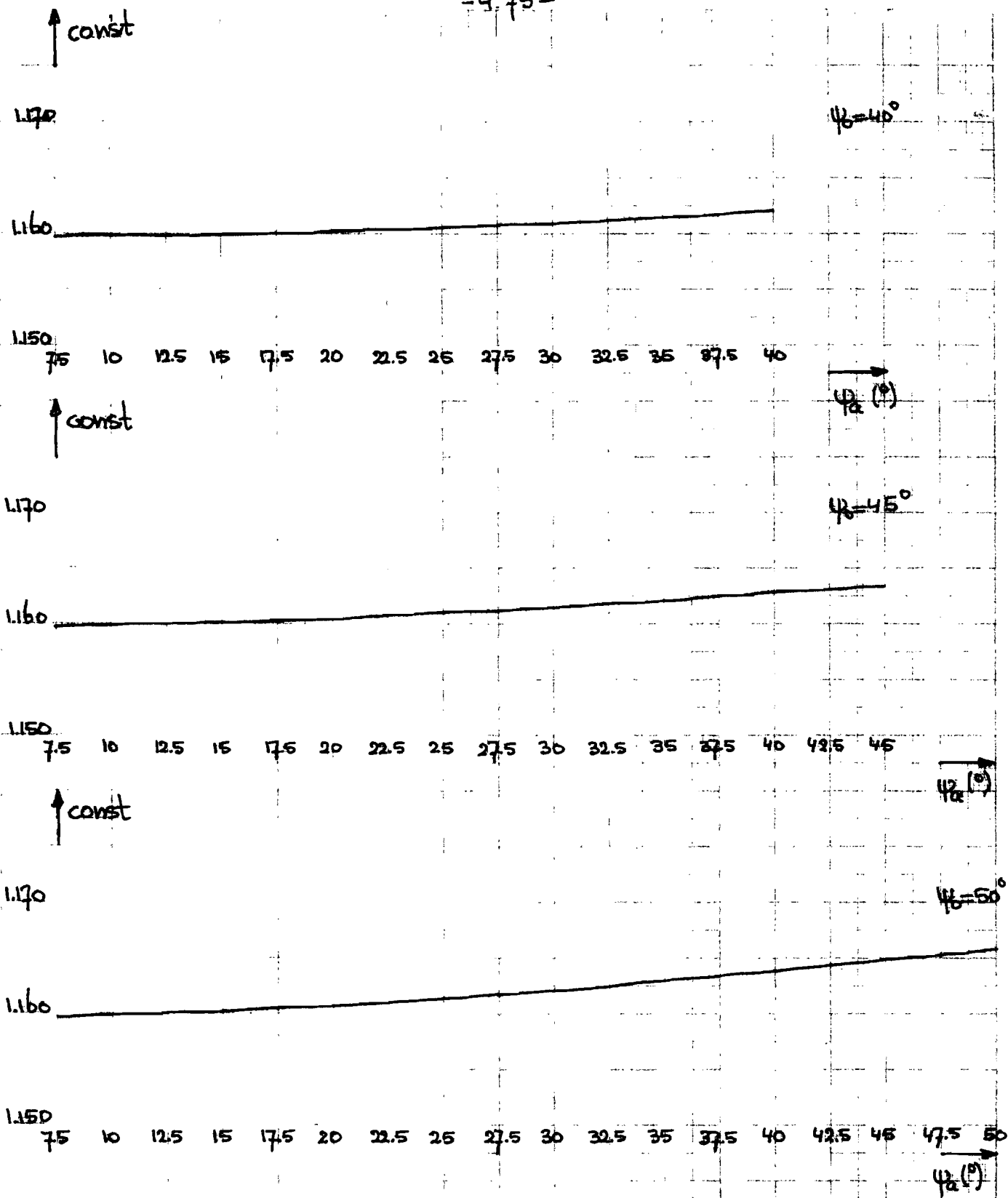


Fig. 4.52:
 const als
 functie van ψ_a
 met ψ_0 als
 parameter
 $\sin \theta_{30B} = \text{const}$

-4.75-



figuur 4.53: const als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter

$$\sin \theta_{3dB} = \text{const} \frac{\lambda}{D}$$

4.6. De beam deviation factor (B.D.F.)

We zullen nu de BDF definiëren als (lit [12])

$$BDF = \int \sin \theta_m / \sqrt{\varepsilon_{x''}^2 + \varepsilon_{y''}^2} \quad (4-20a)$$

De hoek θ_m is die θ waarvoor $|g(\theta, \varphi)|$ maximaal is. Het is mij niet gelukt om voor de BDF een analytische uitdrukking af te leiden zoals bij de symmetrische parabool antenne (zie paragraaf 3.5). De BDF kan numeriek bepaald worden door het maximum te bepalen van $g(\theta, \varphi)$ met

$$g(\theta, \varphi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\psi_a} \frac{[g'_p(\psi, \zeta)]^{1/2}}{r'} \exp(-jk(r' - \vec{p} \cdot \vec{a}_R - 2f)) r'^2 \sin \psi \, d\psi \, d\zeta \quad (4-20b)$$

met $r' = r + \varepsilon_{x''} \sin \psi \cos \zeta + \varepsilon_{y''} \sin \psi \sin \zeta$

$$g'_p(\psi, \zeta) = 2(n+1) (r \cos \psi / r')^n$$

We hebben aangenomen dat $\varepsilon_{z''} = 0$. Het is namelijk gelukkig dat wanneer we de belichter in het x'', y'' -vlak verplaatsen de BDF konstant is (zie paragraaf 4.4). Het x'', y'' -vlak wordt ook wel het offset focal plane genoemd (zie lit [8]). In figuur 4.54 is de BDF uitgedrukt als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter. Ingerson stelde, evenwel zonder bewijs (lit [8]), dat

Bij een gegeven ψ_0, ψ_a combinatie het quotiënt van de B.D.F. en de FID constant is bij een gegeven ψ_a en een gegeven strandbelichting. Dit betekent dat de B.D.F. van een offset reflector antenne berekend kan worden uit de B.D.F. van een symmetrische parabool antenne met dezelfde ψ_a met gebruikmaking van de formule

$$\frac{(BDF)_{\text{offset}}}{(FID)_{\text{offset}}} = \frac{(BDF)_{\text{sym}}}{(FID)_{\text{sym}}}$$

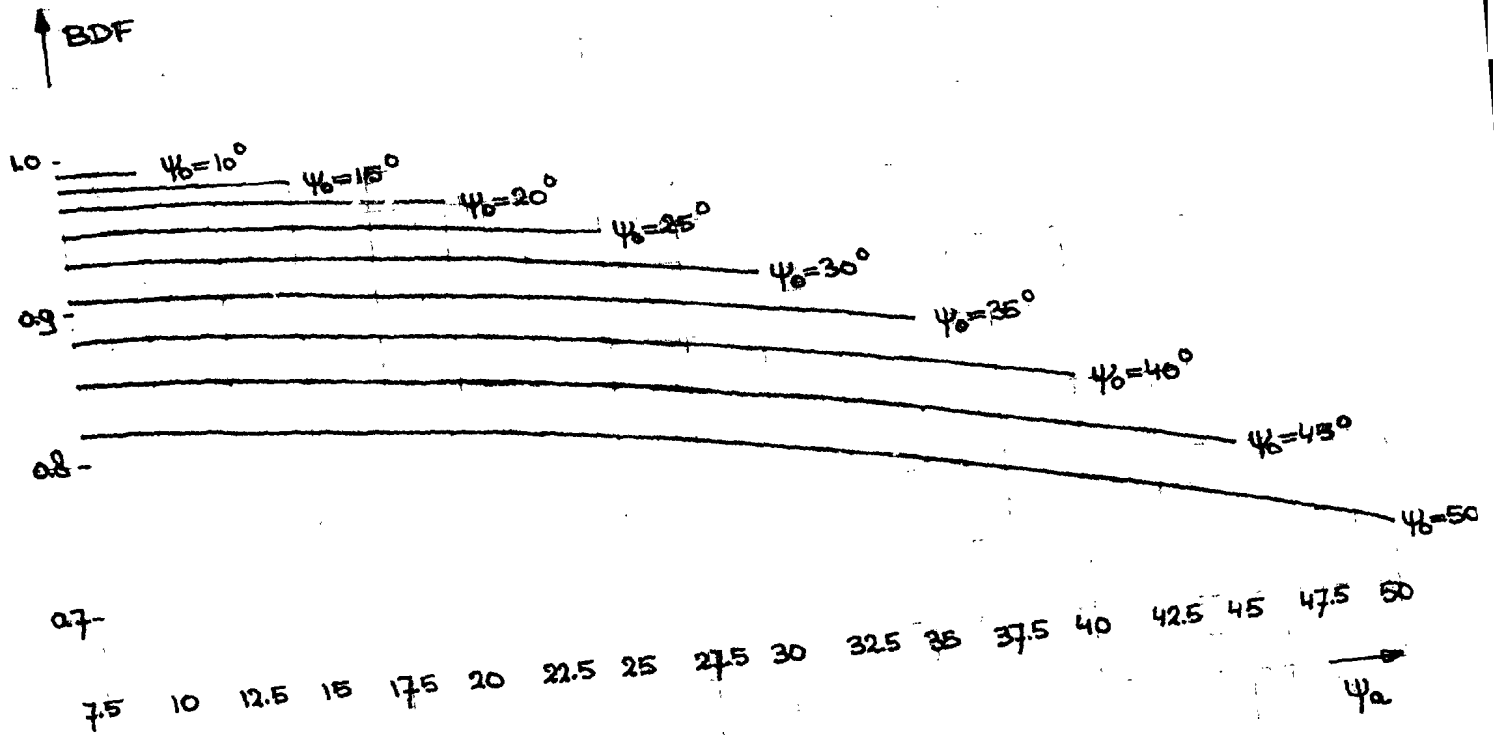
Om nu te gaan in hoeverre de door mij afgeleide BDF waarden voor de offset parabool antenne voldoen aan de bovenstaande formule heb ik met behulp van deze formule de $(BDF)_{\text{sym}}$ uitgerekend.

Er geldt $(BDF)_{\text{sym}} = (BDF)_{\text{offset}} \cdot (FID)_{\text{sym}} / (FID)_{\text{offset}}$

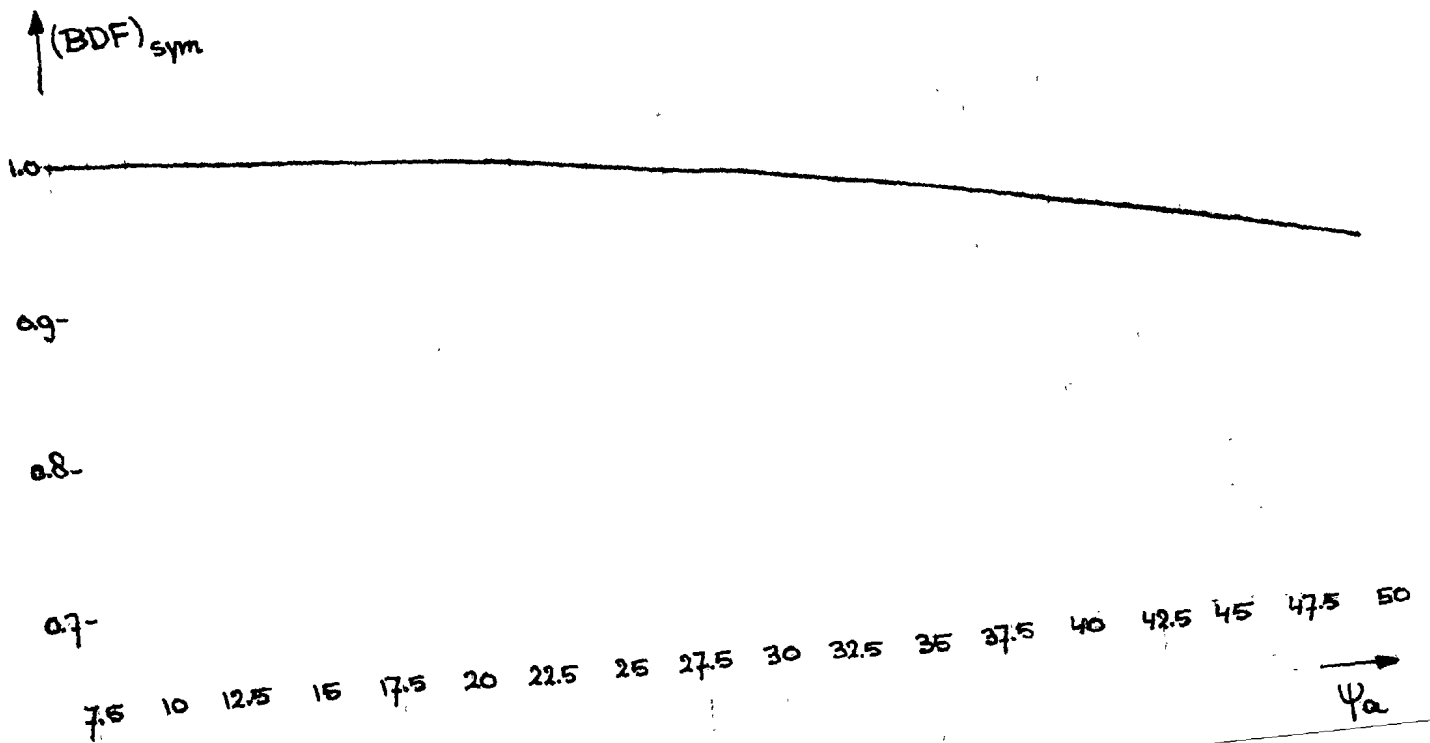
d.w.z. $(BDF)_{\text{sym}} = (BDF)_{\text{offset}} \frac{\cos \psi_a + 1}{\cos \psi_a + \cos \psi_0}$ (4-21)

In figuur 4.54 is $(BDF)_{\text{sym}}$ uitgetekend als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter. Wie zien dat de uit $(BDF)_{\text{offset}}$ berekende $(BDF)_{\text{sym}}$ inderdaad onafhankelijk van ψ_0 geworden is.

Voor het bij de berekening van de BDF gebruikte rekenprogramma zie appendix A.11.



Figuur 4.54: BDF als functie van ψ_a met ψ_0 als parameter.
(BDF)_{sym} als functie van ψ_a .



4.7. Het verband tussen de maximale subtended angle $\psi_{a, \max}$ en de diameter van de belichters

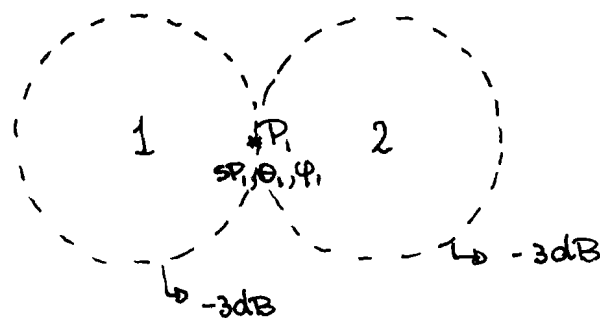
In paragraaf 3.6 hebben we gezien dat het verband tussen de minimale $f(D)$ en de op de golf lengte genormeerde diameter van de belichter d/λ gegeven wordt door

$$\frac{d}{\lambda} = \text{const} * ((f(D))_{\min})_{\text{offset}} * \frac{1}{(BDF)_{\text{offset}}} \quad (4-22)$$

In de vorige paragraaf hebben we gezien dat ook in ons geval het quotiënt van $(BDF)_{\text{offset}}$ en $((f(D))_{\min})_{\text{offset}}$ bij een gegeven ψ_a onafhankelijk van ψ_0 is. Ook zagen we in paragraaf 4.5 dat const vrijwel onafhankelijk van ψ_0 is. Het gevolg is dat $\frac{d}{\lambda}$ nagenoeg alleen een functie van ψ_a is. In fig. 4.55 is $\psi_{a, \max}$ uitgedrukt als functie van $\frac{d}{\lambda}$. Kunnen we bij een gegeven $\frac{d}{\lambda}$ de subtended angle groter dan $\psi_{a, \max}$ dan nullen we de onderlinge belichter afstand $z_1 < d$, (zie figuur 3.15b) moeten maken om ervoor te zorgen dat de -3dB contouren van de individuele spotbeams in het verre veld aan elkaar raken. Dit is fysisch onmogelijk.

4.8. De keuze van de fase van het gewenste totale veld $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ en de toegepaste normering

In paragraaf 4.2 vonden we dat wat de hoofdbundel betreft er bij de offset parabool antenne sprake is van een fase vlak die een vaste van φ_0 afhankelijke hoek met de x-as maakt. In het geval van 2 helichters (zie figuur 4.5b) zullen we de fase van $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ zodanig moeten kiezen dat in het punt $SP_1(\theta_1, \varphi_1)$ de fase van $E_1'(SP_1, \theta_1, \varphi_1)$ gelijk is aan de fase van $E_2'(SP_1, \theta_1, \varphi_1)$. Anders geneigd de fase vlakken van spotbeam 1 en 2 moeten op elkaar aansluiten. Dit om extra destructieve interferentie tegen te gaan.



figuur 4.5b. De -3dB contouren van twee helichters van een contourdbeam antenne.

De toegepaste normering is dezelfde als die bij de symmetrische parabool antenne. (zie paragraaf 3.9)

4.9 De spillower $1-\alpha$

By de symmetrische parabool antenne konden we over de spillower $1-\alpha$ niets zeggen omdat de door ons gebruikte apertuur distributie functie alleen op de apertuur gedefinieerd is.

By de offset parabool antenne hebben we gebruik gemaakt van de belichtingsfunctie

$$G_f(\psi) = 2(n+1) \cos^n \psi \quad 0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{2}$$

$$= 0 \quad \psi > \frac{\pi}{2}$$

Voor de spillower $1-\alpha$ vinden we nu

$$1-\alpha = 1 - \int_0^{\pi} \int_0^{\psi_a} 2(n+1) \cos^n \psi \sin \psi \, d\psi \, d\zeta / 4\pi$$

$$= 1 - \frac{1}{4\pi} 2\pi 2(n+1) \cos^{n+1} \psi \Big|_0^{\psi_a}$$

$$= \cos^{n+1} \psi_a \quad (4-23)$$

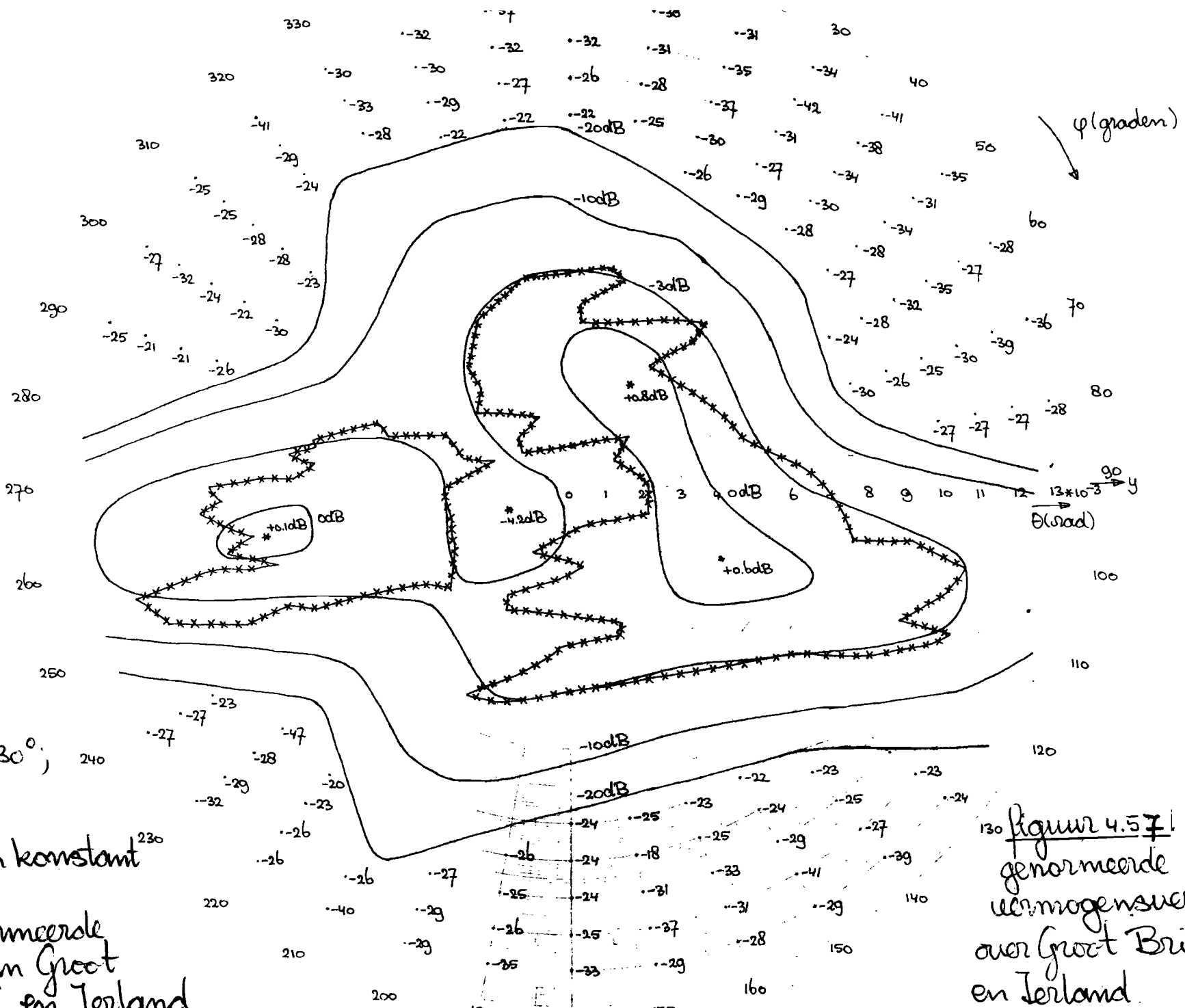
4.10 Het berekende contourred beam antenne diagram

In figuur 4.57 is de genormeerde vermogensverdeling getekend over Groot Britannië en Ierland. Het aantal belichters is 19. Figuur 4.58 toont de -30dB contouren van de 19 elementaire spotbeams en de 29 optimalisatie punten. Het gemiddelde vermogen in deze punten is -30dB . Voorts geldt $D=45\text{m}$ (Space Shuttle), $f_{\text{req}}=20\text{GHz}$, $\psi_0=35^\circ$, $\psi_a=30^\circ$, $n=16.448$.

Dit voor de computerprogramma's waarmee de excitatie coëfficiënten en het stralingsdiagram berekend zijn resp. appendix A12 en A13.

Voor de absolute waarde en de fase van de desbetreffende excitatiecoëfficiënten zie appendix A14.

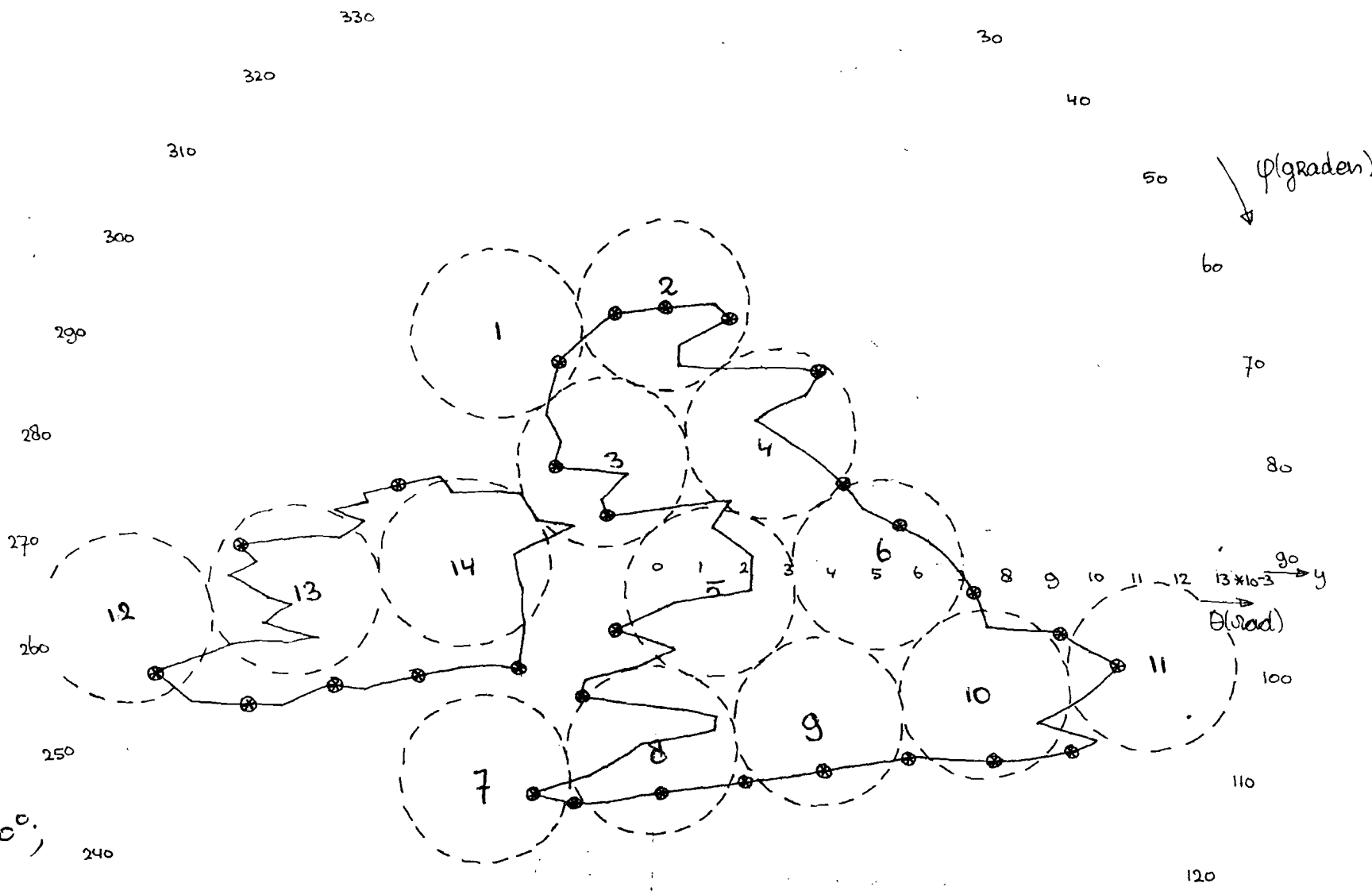
In figuur 4.59 zijn de belichters getekend in het x'' , y'' -vlak. De diameter van de belichters is 0.75λ . We zien dat de gekozen feed clearance distance van 0.33m (zie paragraaf 4.3) groot genoeg is.



-484-

$D = 4.5 \text{ m};$
 $\psi_0 = 35^\circ; \psi_a = 30^\circ;$
 $n = 16.448;$
 — lijnen van konstant vermogen
 ** getransformeerde contour van Groot Britannië en Ierland

130 figuur 4.57!
 genormeerde vermogensverdeling over Groot Britannië en Ierland.



$D = 4.5 \text{ m};$

$\psi_0 = 35^\circ; \psi_a = 30^\circ;$

$l = 16.448;$

⊛ optimalisatie punten

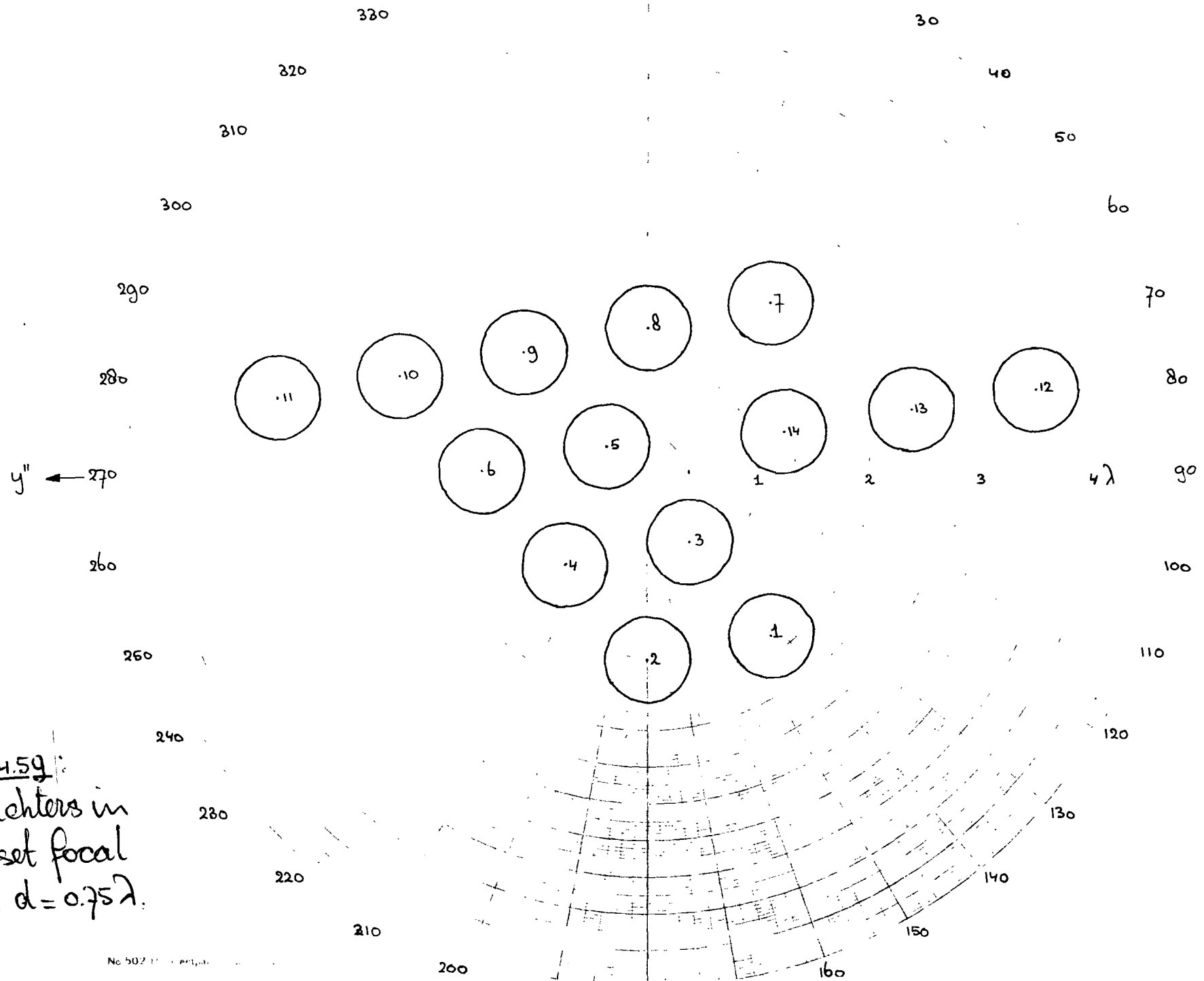
--- -3dB contouren van de individuele spotbeams.

130 figuur 4.58:

De -3dB contouren van de individuele spotbeams en de optimalisatie punten.

-4.85A-

Figure 4.59:
 De belichters in
 het offset focal
 plane, $d = 0.75\lambda$.



-400h-

4.11 Vergelijking van contoured beam antenne met conventionele antenne

In paragraaf 4.3 vonden we voor het vermogen per steradiaal in $\theta = \alpha$ richting.

$$P_m = P(\alpha, \alpha) =$$

$$\frac{16\pi^2 f^2}{\lambda^2} [2(n+1)] \frac{P_T}{4\pi} \left| \int_0^{\psi_a} \cos \psi^{n/2} \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right] d\psi \right|^2$$

$$\text{met } f = \frac{D}{\lambda} \frac{\cos \psi_0 + \cos \psi_a}{\sin \psi_a}$$

De over all gain $g(\alpha, \alpha)$ is dus (par 3.7)

$$g(\alpha, \alpha) = \frac{4\pi P_m}{P_T}$$

$$= \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 [2(n+1)] \left(\frac{\cos \psi_0 + \cos \psi_a}{\sin \psi_a}\right)^2 \left| \int_0^{\psi_a} \cos \psi^{n/2} \left[\frac{\sin \psi}{\cos \psi_0 + \cos \psi} \right] d\psi \right|^2$$

$$= \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 g$$

Hierin wordt de winstfactor g volledig bepaald door ψ_0 , ψ_a , en n . (par 4.3)

Neem het door de n^e belichter van de contoured beam antenne uitgestraalde vermogen P_m en de diameter van zijn apertuur D .

Wie willen nu het te beschrijven gebied gaan belichten met een conventionele antenne met één belichter in het brandpunt. We passen weer

dezelfde normering toe als bij contoured beam antenne (zie paragraaf 3.9). De golflengte λ en φ_0, φ_a, n nemen we gelijk aan de bij de contoured beam antenne gekozen $\lambda, \varphi_0, \varphi_a$ en n . De diameter D_2 van de apertuur van de antenne wordt nu gekozen dat het gehele te belichten gebied ligt binnen de -3dB contour. Noem nu het door de belichter van de conventionele antenne uitgestraalde vermogen P_2 . Voor de verhouding van de vermogens P_1 en P_2 vinden we

$$\frac{P_1}{P_2} = |\text{COEF}_n|^2 \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2$$

De verhouding van het totale door de n belichters van de contoured beam antenne uitgestraalde vermogen P_1 en P_2 is dan

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{D_2}{D_1}\right)^2 \leq n |\text{COEF}_n|^2$$

Voor de in paragraaf 4.10 beschreven contoured beam antenne geldt $D_2 = 0.78\text{m}$ en $P_1/P_2 = 0.15$.

5.0. Conclusie

Goed ontworpen contoured beam reflector antennes bieden ons de mogelijkheid om een snó'n groot mogelijk deel van het uitgerondde vermogen P_0 equaal mogelijk over een gegeven gebied uit te smeren. Buiten dit gebied zal de vermogensdichtheid snel afnemen. De verhouding P_1/P_2 wordt kleiner naar gelang het betreffende getransformeerde gebied meer en meer langwerpig wordt. Belichting van meer dan één gebied is ook mogelijk.

6 Literatuurlijst

- [1] A.R. Dion, L.J. Ricardi: "A variable coverage satellite antenna system", Proceedings IEEE, pag. 252-262, februari 1971.
- [2] J.W. Duncan, S.J. Hamada, P.G. Ingerson: "Dual polarisation multiple beam antenna for frequency reuse satellites", AIAA/CASI 6th communications satellite system conference, Montreal, Canada, 5-8 april 1976.
- [3] R.C. - Informatie 60.5: "Beathe procedures voor het oplossen van lineaire stelsels in de zin van de kleinste kwadraten", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, juli 1977.
- [4] J. Ruze: "Lateral-feed displacement in a paraboloid", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, pag. 660-665, september 1965.
- [5] S. Silver; Microwave Antenna Theory and Design, New York: McGraw-Hill, 1949, pag. 415-433.
- [6] W.V.T. Rusch, A.C. Ludwig: "Determination of the maximum scan gain contours of a beam scanning paraboloid and their relation to the Betzval surface", IEEE Transactions on

antennas and propagation, Vol AP-21, pag 141-147,
maart 1973

- [7] R.J. Honkel, M.C. van Pier: "Onderzoek aan gede-
focusserde reflector antenne-systemen", afstudeer-
verslag, T.H. Eindhoven, november 1971
- [8] A.F. Sciambi: "The effect of the aperture illumination
on the circular aperture antenna pattern characteristics",
The Microwave Journal, pag 79-84, augustus 1965.
- [9] Y.T. Ho: "On the beam deviation factor of a parabolic
reflector", I.R.E. Transactions on Antennas and
Propagation, pag 347-349, mei 1960.
- [10] J. Dyk, J.M. Berends, E.J. Maanders: "Aperture
blockage in dual reflector antenna systems - a review",
T.H. Report 71-E-23, T.H. Eindhoven, september 1971.
- [11] M.J. Paganis: "Gain factor of an offset fed paraboloidal
reflector", IEEE Transactions on Antennas and
Propagation, Vol. AP-16, pag 536-541, september 1968.
- [12] A.W. Budge, N. Adiatia, J. Jacobsen: "Study of the
performance and limitations of multiple beam
antennas", Estec contract nr. 2277/74 HP, final
report, september 1975.
-

[13] R.C. - Informatie PP-3.1.3: "Integratie van meervoudige integralen", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, maart 1977.

[14] R.C. - Informatie PP-3.1.1: "Integratie van enkelvoudige integralen met algemene integraal", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, maart 1977

[15] C.T.W. van Diepenbeek: "Gainfactor en depolarisatie-eigenschappen van "offset" antennes", afstudeerverslag, T.H. Eindhoven, juni 1971

[16] Antennes, collegedictaat, T.H. Eindhoven, november 1975.

[17] J. Dijk, C.T.W. van Diepenbeek, E.J. Maanders, L.F.G. Thurlings: "The polarization losses of offset antennas", T.H. Report 73-E-39, T.H. Eindhoven, juni 1973

[18] P.G. Ingerson, W.C. Wong: "Focal region characteristics of offset feed reflectors", IEEE AP-S International symposium, Atlanta, 10-12 juni 1974.

[19] P.G. Ingerson, W.V.T. Rusch: "Radiation from a paraboloid with an axially defocused feed", IEEE transactions on antennas and propagation, pag 104-106, januari 1973.

- [20] R.C. - Informatie 60.1: "Beathi procedure voor het oplossen van de vergelijking $f(x)=0$ met de Regula Falsi", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, juli 1977
- [21] R.C. - Informatie 60.4: "Beathi procedure Extreme", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, juli 1977.
- [22] R.C. - Informatie PP-3.8.2: "Bessel funkties", T.H. Eindhoven, Rekencentrum, maart 1975.
-

Appendix A.1

Voor de listing van het programma zie pag. A1.2

Het programma verloopt als volgt:

- uit de grootste en de kleinste breedte graad wordt de hoek θ_0 bepaald m.b.v formule (1.5)
- θ_0 wordt uitgeprint
- De lengte en breedte graad van de te transformeren punten worden ingelezen.
- m.b.v. formule (1.4) worden de x, y, z coördinaten van de getransformeerde punten berekend.
- uit de x, y coördinaten worden de θ, φ coördinaten bepaald
- $\theta * 10^{+3}$ ("R") en phi worden uitgeprint.

BURROUGHS B7700 BEATHE COMPILER, VERSION 2.8.000, TUESDAY, 12/06/77, 03:10 PM.

CONTouredBEAM
=====

```
'BEGIN' 'FILE' IN,OUT;
* COORDINATE TRANSFORMATIE
'INTEGER' I: 'REAL' R,A,B,THETANUL,ALPHA,BETHA,GAMMA,PHI,THETA,X,Y,Z;
R:=42162/6378;
A:=ARCSIN(SIN(6.283185307*58.7/360)/(R**2-2*R*COS(6.283185307
*58.7/360)+1)**0.5);
B:=ARCSIN(SIN(6.283185307*50/360)/(R**2-2*R*COS(6.283185307
*50/360)+1)**0.5);
THETANUL:=(A+B)/2;WRITE(OUT,<"THETANUL=",E20.10,/>,THETANUL);
'FOR' I:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 83 'DO' 'BEGIN'
READ(IN,/,BETHA,ALPHA);
GAMMA:=ARCCOS(COS(6.283185307*ALPHA/360)*COS(6.283185307*BETHA/360));
PHI:=ARCTAN(SIN(6.283185307*BETHA/360)/TAN(6.283185307*ALPHA/360));
THETA:=ARCSIN(SIN(GAMMA)/(R**2-2*R*COS(GAMMA)+1)**0.5);
Y:=SIN(THETA)*SIN(PHI);
X:=SIN(THETA)*COS(PHI)*COS(THETANUL)-COS(THETA)*SIN(THETANUL);
Z:=COS(THETA)*COS(THETANUL)+SIN(THETA)*COS(PHI)*SIN(THETANUL);
WRITE(OUT,<"R=",F10.2,x2,"PHI=",F10.2,/>,
((X**2+Y**2+(Z**2)**0.5,(360/6.283185307)*ARCTAN(X/Y));
'END';
'END'.
```

		000:0000:0
1		003:0000:1
	ANT10020	003:0000:1
	ANT10030	003:0000:1
	ANT10040	003:0002:3
	ANT10050	003:0007:1
	ANT10060	003:000C:2
	ANT10070	003:0011:1
	ANT10080	003:0016:2
	ANT10090	003:0027:2
2	ANT10100	003:0028:0
	ANT10110	003:0038:5
	ANT10120	003:0040:1
	ANT10130	003:0048:1
	ANT10140	003:004F:2
	ANT10150	003:0052:0
	ANT10160	003:0058:1
		003:005E:2
		003:0060:1
	ANT10180	003:0077:2
2		003:007A:1

=====

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 11. TOTAL SEGMENT SIZE = 156 WORDS. CORE ESTIMATE = 2298 WORDS. STACK ESTIMATE = 21
PROGRAM SIZE = 21 CARDS, 285 SYNTACTIC ITEMS, 11 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: (U608455342)CONTOURED BEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 15.161 SECONDS ELAPSED; 0.400 SECONDS PROCESSING; 0.638 SECONDS I/O.

=====

-A12-

Appendix A2

Voor de listing van het programma zie pag. A2.2

Het programma verloopt als volgt

- M.b.v. de procedures *Integral* (lit[14]) en *JO* (lit[22]) wordt formule (3-4) numeriek bepaald met een absolute tolerantie 10^{-6}
- Het aantal punten per stralingsdiagram is 161
- ϵ , $\log \{g(\theta, \sigma)\} - P_0$ en de tolerantie worden uitgedrukt.

C O N T O U R E D B E A M

'BEGIN' 'FILE' IN,OUT;

‡ BEREKENING VAN STRALINGSDIAGRAM MET EEN VOEDING UIT HET BRANDPUNT

'REAL' PHI,LAMBDA,THETASCAN,THETA,ERROR,R,A;

'INTEGER' I,K;

PHI:=4*ARCTAN(1);LAMBDA:=2*‡-2/1.02;

'FOR' K:=0 'STEP' 1 'UNTIL' 2 'DO' 'BEGIN'

THETASCAN:=K*‡-3;

'FOR' I:=0 'STEP' 1 'UNTIL' 160 'DO' 'BEGIN'

THETA:=THETASCAN-1‡-2*I*1.25*‡-4;

A:=INTEGRAAL(J0((2*PHI/LAMBDA*R*(SIN(THETA)-SIN(THETASCAN)/
(0.92*(1+(R/13.4)**2)))))*R,R,0.5,‡-6,ERROR)/12.5;

WRITE(OUT,<"THETA=",E20.10,X2,"P=",E20.10,X2,"ERROR=",E20.10,
X2,"A=",E20.10,/>,

THETA,20*LOG(ABS(A)),ERROR,A);

'END';

'END';

'END!.

	000:0000:0
1	003:0000:1
	003:0000:1
	ANT30010 003:0000:1
	ANT30020 003:0000:1
	ANT30030 003:0000:1
	ANT30040 003:0004:3
2	ANT3 003:0005:1
	ANT30060 003:0007:4
3	ANT30070 003:0008:2
	ANT30080 003:0000:5
	ANT30090 003:0013:1
	ANT30100 003:001E:4
	ANT3 003:0020:3
	ANT3 003:0020:3
	ANT30120 003:0035:2
3	ANT30130 003:0038:1
2	003:0038:0

=====

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.

NUMBER OF SEGMENTS = 8. TOTAL SEGMENT SIZE = 92 WORDS. CORE ESTIMATE = 2229 WORDS. STACK ESTIMATE = 16

PROGRAM SIZE = 18 CARDS, 146 SYNTACTIC ITEMS, 9 DISK SEGMENTS.

PROGRAM FILE NAME: (U6084SSJ65)CONTOURED BEAM. B7700 CODE GENERATED.

COMPILATION TIME = 8.125 SECONDS ELAPSED; 0.271 SECONDS PROCESSING; 0.493 SECONDS I/O.

=====

-A2.2-

Appendix A3

Voor de listing van het programma zie pag. A3.2

Het programma verloopt als volgt:

- m.b.v. de procedure zero in AB (lit[20]) wordt het nulpunt bepaald van formule (3-7) met een absolute en relatieve tolerantie 10^{-6} .
- p en const worden uitgeprint.

CONTGUREDEAM
=====

*BEGIN*FILE*IN,OUT;		000:C000:0
*REAL*PI,0,GO,R,ERRCP,A,U,ER,P;	1	003:C000:1
*INTEGER*J;		003:C000:1
PI:=4*ARCTAN(1);		003:C000:1
Q:=10**(-0.5);		003:C002:0
A:=10**(-0.15);		003:C004:3
*FOR*I:=0*STEP*1*UNTIL*20*DO*BEGIN*		003:C006:3
P:=I*0.5;	2	003:C007:1
GD:=INTEGRAAL((Q+(1-Q)*(1-R**2)**P)*R,R,0,1,2-9,ER);		003:C009:0
ZERO IN AP(INTEGRAAL((Q+(1-Q)*(1-R**2)**P)*R*JO(U*R),		003:C012:1
R,0,1,2-9,ERRCP)-A*GO,U,1, 5,2-6,2-6);		003:C01A:4
WRITE(OUT,<"P=",F5.1,X2,"CONST=",F10.6,/>,P,2*U/PI);		003:C024:2
END;		003:C036:2
END.	2	003:C039:1

=====

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
 NUMBER OF SEGMENTS = 8. TOTAL SEGMENT SIZE = 89 WORDS. CORE ESTIMATE = 2229 WORDS. STACK ESTIMATE = 19
 PROGRAM SIZE = 14 CARDS, 163 SYNTACTIC ITEMS, 9 DISK SEGMENTS.
 PROGRAM FILE NAME: (U6084S5342)CONTOUREDREAM. B770C CODE GENERATED.
 COMPILATION TIME = 6.634 SECONDS ELAPSED; 0.243 SECONDS PROCESSING; 0.435 SECONDS I/O.

=====

-H3.2-

Appendix A4

Voor de listing van het programma zie pag A4.2

Het programma verloopt als volgt:

- Bij gegeven p en q wordt formule (3-10) numeriek bepaald als functie van f/D m.b.v. de procedure Integraal (lit [14]). De absolute tolerantie is 10^{-6} .
 - m.b.v. formule (3-12) wordt ξ_4/λ berekend.
 - f/D , BDF en ξ_4/λ worden uitgeprint.
-

C O N T O U R E D B E A M

=====

```

*BEGIN*FILE*IN,OUT;
Z VERBAND TUSSEN F/D VERHOUDING EN GROOTTE VAN EEN VOEDINGSELEMENT
*INTEGER*P, I;
*REAL*A,B,C,BDF,R,ERROR,CONST,F,Q;
Q:=10**(-0.5);
*FOR*P:=1*STEP*1*UNTIL*4*DO**BEGIN*
B:=INTEGRAL((Q*(1-Q)*(1-R**2)**P)*(R**3),R,0,1,2-6,ERROR);
READ(IN,/,CONST);
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*40*DO**BEGIN*
F:=I*0.1;
A:=INTEGRAL((Q*(1-Q)*(1-R**2)**P)*(R**3)/((1+(R/(2*F))**2),
R,0,1,2-6,ERROR);
BDF:=A/B;
C:=F*CONST/(2*BDF);
WRITE(OUT,<"F/D="*,F6.3*X2,"BDF="*,F6.3*X2,"EPSX/LAMBDA="*,F6.3,/>,
F/2,BDF,C);
*END*;
*END*;
*END*.

```

```

1          000:0000:0
          003:0000:1
          ANT2C010 003:0000:1
          ANT2C020 003:0000:1
          003:0000:1
          003:0002:3
          003:0003:1
2          ANT2C050 003:0000:1
          ANT2C060 003:0019:5
          ANT2C070 003:001C:3
          003:001E:4
          ANT2 040 003:0027:2
          ANT2C090 003:0028:1
          ANT2C100 003:002C:1
          ANT2C110 003:002E:3
          ANT2C120 003:0030:2
          ANT2C130 003:0041:5
          003:0044:4
          003:0047:3
3
2

```

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 6. TOTAL SEGMENT SIZE = 108 WORDS. CORE ESTIMATE = 2249 WORDS. STACK ESTIMATE = 20
PROGRAM SIZE = 19 CARDS, 182 SYNTACTIC ITEMS, 9 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: (UG084S5342)CONTCURED BEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 21.057 SECONDS ELAPSED; 0.327 SECONDS PROCESSING; 0.522 SECONDS I/O.
=====

```

-T:HH-

Appendix A5

Voor de listing van het programma zie pag A5.3, A5.4.

Het programma verloopt als volgt:

- Het aantal belichters ("AV") en het aantal optimalisatie punten ("AO") wordt ingelosen.
- fID , θ_{30dB} ("e"), const, p, q, λ , BDF, MS, MP, θ_c worden ingelosen.
- f en D worden bepaald en uitgeprint
- Het vermogen P_c ("NF") wordt berekend en uitgeprint.
- De $\theta \times 10^{+3}$ en phi coördinaten van de middelpunten van de -3dB contouren van de individuele belichters worden ingelosen.
- De $\theta \times 10^{+3}$ en phi coördinaten van de optimalisatie punten worden ingelosen
- Het reële en imaginaire gedeelte van het genormeerde E veld in de optimalisatie punten wordt berekend en opgeslagen in een matrix ("EO, EOO").
- Het gewenste E veld wordt gedefinieerd en opgeslagen in een array (RL)
- M.b.v. de procedure least squares simple (lit [3.7]) wordt de kleinste kwadraten oplossing bepaald van verg (2-8)
- Het reële gedeelte ("OEFR") en het imaginaire gedeelte ("OEFI") van de excitatie coëfficiënten wordt uitgeprint

- A5.2 -

- Het vermogen in deze optimalisatie punten wordt berekend bij de nieuw bepaalde belichter excitaties.
- Dit vermogen wordt uitgeprint.

C O N T I N U E D P R O G R A M
 = = = = =

```

BEGIN OF THE INPUT
1
Z BEREKENING VAN DE EXITATIE GEEF, VAN DE VOEDINGEN
REAL(F, Z, X, Y, LAMBDA, PHIT, TASCANFI, C, PI, ERROR, EPSX, A, R, NF, NORMI,
SIN THETA, COS THETA, COSPHI, ALPHA I, Q, CONST, CO, MS, MP, THETANUL,
SIN THETANUL, COSTHETANUL, COS SINUS, COSPHI, SP;
INTEGER KI, AN, AV, AN, AP;
READ IN // AV, AN; AN:=7*AN; AN:=2*AN;
BEGIN
REAL TASCANFI, SIN THETASCANFI, ALPHAFI, AVI, COEFFI, AWI,
EQ, EQ001, A, T, T, T, T, T, T, T, T;
READ IN // F, Q, F, CONST, C, CO, LAMBDA, R, CO, MS, MP, THETANUL;
Q:=CONST*(LAMBDA/TASCANFI)*PI*(PI-2)*F*(F, 3, />, 0);
F:=Q*Q; WRITE(OUT, <"F=", F, 3, />, F);
SIN THETANUL:=SIN THETANUL; COSTHETANUL:=COS(THETANUL);
NI:=INTEGRAL(CO*(1-Q)**2*(1-CO**2)**2)**R, R, Q, Q/2, Q-6, ERROR)/
(CO*SIN THETANUL-CO**2*(CO**2)*(1-COSTHETANUL**2)**0.5);
PI:=4*ARCTAN(1);
WRITE(OUT, <"NI(CO)=", PI, 10, />, PI*LOG(2+PI*NF/LAMBDA));
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL (AV) DO BEGIN
READ IN // SIN THETASCANFI, ALPHAFI;
SIN THETANUL I:=SIN(SIN THETASCANFI**2-3);
ALPHAFI I:=ALPHAFI+PI/10; READ;
FOR M:=1 STEP 1 UNTIL (AN) DO BEGIN
READ IN // THETA, PHI; PH I:=PHI*PI/180; R:=C:=0;
THETA:=THETA+1-3;
SIN THETA:=SIN THETA; COS THETA:=COS(THETA);
COSPHI:=COS(PHI);
COS SINUS:=COS THETA/SIN THETANUL-SIN THETA*COSPHI/COSTHETANUL/
(SIN THETANUL/COSTHETANUL+COS THETANUL/SIN THETANUL);
SP:=MS*COS SINUS*(CO**2-1)**2*(1-COS SINUS**2)**0.5;
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL (AV) DO BEGIN
COSPHI ALPHA I:=COS(PHI-ALPHAFI I);
A:=INTEGRAL(CO*(CO**2-PI/LAMBDA)*R*(SIN THETA**2-2*SIN THETA
*SIN THETASCANFI)/2*CO*PI*ALPHA I/(1+(R/(2*F))**2)+(SIN
THETASCANFI)/2*PI/(1+(R/(2*F))**2)**2)**0.5)**R*(Q+(1-Q)*(1-
(P/(Q/2)**2)**2)**R, Q, Q/2, Q-6, ERROR)/(NF*SP);
EPSX:=F*SIN THETASCANFI I /RQ;
B:=COS(CO**2/PI/LAMBDA)*(EPSX*SIN THETA *COS PHI ALPHA I
+(EPSX**2)*COS THETA / (2*F)-2*F))*A;
C:=SIN(CO**2/PI/LAMBDA)*(EPSX*SIN THETA *COS PHI ALPHA I
+(EPSX**2)*COS THETA / (2*F)-2*F))*A;
EQU M, I I:=EQU(M+AV, I+AV I:=0; EQU M, A, I I:=C; EQU M, I+AV I:=C;
EQU M, I I:=EQU(M+AV, I+AV I:=0; EQU M, A, I I:=C; EQU M, I+AV I:=C;
END;
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL (AN) DO
RL I I:=(1+(1-(1, 15))/2**0.5);
LEAST SQUARES SIMPLE (AP, AW, EQ, RL, COFF, KI, NORMI);
WRITE(OUT, <"KI_"=, EQ, 10, Y2, "NORMI_"=, EQ, 10, />, KI, NORMI);
FOR I:=1 STEP 1 UNTIL (AV) DO
WRITE(OUT, <"COFF_"=, EQ, 10, X2, "COFFI_"=, EQ, 10, />, COFF I I, COFF I I+AV I I);

```

```

000:0000:0
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
ANT60010 003:0000:1
ANT60020 003:0000:1
ANT60030 003:0000:1
ANT60040 003:0000:1
ANT60050 003:0000:1
ANT60060 003:0013:5
2 ANT60070 003:0013:5
ANT60080 005:0006:0
ANT60090 005:0000:0
ANT60100 005:0020:5
ANT60110 005:003E:5
ANT60120 005:004F:2
ANT60130 005:0052:2
ANT60140 005:005C:4
ANT60150 005:0063:0
ANT60160 005:0064:5
ANT60170 005:0076:2
3 ANT60180 005:007A:5
ANT60190 005:0080:2
ANT60200 005:0092:3
3 ANT60210 005:0096:3
3 ANT60220 005:009B:0
ANT60230 005:00AE:5
ANT60240 005:00B1:4
ANT60250 005:00B4:4
ANT60260 005:00B6;1
ANT60270 005:00B8:3
ANT60271 005:00B8:0
ANT60280 005:00C0:5
4 ANT60290 005:00C5:2
ANT60300 005:00C8:1
ANT60310 005:00CC:1
ANT60320 005:00D1:4
ANT60330 005:00D9:5
ANT60340 005:00E3:1
ANT60350 005:00E5:5
ANT60360 005:00E8:3
ANT60370 005:00ED:4
ANT60380 005:00F0:2
ANT60390 005:00F5:3
ANT60400 005:0101:2
ANT60410 005:010D:1
4 ANT60420 005:010D:4
3 ANT60430 005:010E:1
ANT60440 005:0112:4
ANT60450 005:0115:4
ANT60460 005:011B:1
ANT60470 005:012C:2
ANT60480 005:0170:5

```

-A53-

```
WRITE(OUT,<"P=",>E20.10,>>,10*LOG(ENCI)**2+ENCI+ANT**2));  
'END';  
'END';
```

```
ANT60510 005:014E:1  
ANT60520 005:016E:2  
2 003:0014:3
```

```
=====
```

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 14. TOTAL SEGMENT SIZE = 454 WORDS. CORE ESTIMATE = 2640 WORDS. STACK ESTIMATE = 65
PROGRAM SIZE = 57 CARDS, 957 SYNTACTIC ITEMS, 21 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: (U608455340)CONTOUREDBEAM. 97700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 12.893 SECONDS ELAPSED: 0.751 SECONDS PROCESSING: 1.305 SECONDS I/O.

```
=====
```

-ASH-

Appendix A6

Voor de listing van het programma zie pag. A6.2, A6.3

Het programma verloopt als volgt:

- Het aantal belichters ("AV") en het aantal punten per ϕ richting ("AO") waarmee men het veld wil berekenen wordt ingelosen.
- f_{TD} , θ_{3dB} ("e"), const, p, q, λ , BDF, MS, WIP, θ_0 worden ingelosen.
- f en D worden bepaald en uitgeprint
- Het vermogen P_0 ("NF") wordt berekend en uitgeprint.
- De $\theta \times 10^3$ en phi coördinaten van de middelpunten van de -3dB contouren van de individuele belichters worden ingelosen
- Het reële gedeelte ("COEFR") en het imaginaire gedeelte ("COEFI") van de belichter excitatie coëfficiënten wordt ingelosen en opgeslagen in een array ("COEF")
- Het reële en imaginaire gedeelte van het genormeerde E veld in de veldpunten wordt berekend en opgeslagen in een matrix EO. We nemen stappen van 10° in de phi richting.
- Het vermogen in de veldpunten wordt berekend en uitgeprint.

CONT D U R E D B E A M
 = = = = =

```

*BEGIN*F*FILE*IN,OUT;
Z BEREKENING VAN HET STRALINGSDIAGRAM
*REAL*F,E,D,BDF,LAMBDA,PHI,THETA,B,C,PI,ERROR,EPSX,A,R,NF,
SIN THETA,COSTHETA,COSPHIALPHA I,P,Q,CONST,FD,MS,MP,THETANUL,
SIN THETANUL,COSTHETANUL,COSINUS,COSPHI,SP;
*INTEGER* M,S,AV,AW,AQ,AP;
READ(IN,/,AV,AQ);AW:=2*AV;AP:=2*AQ;
*BEGIN*
*REAL*ARPAV,SIN THETASCAN,ALPHA[1:AV],COEF[1:AW],
END[1:AP,1:AW],ENC[1:AP];
READ(IN,/,FD,E,CONST,P,Q,LAMBDA,BDF,MS,MP,THETANUL);
D:=CONST*LAMBDA/E;WRITE(OUT,<"D=",>F5.3,/,D);
F:=FD*D;WRITE(OUT,<"F=",>F5.3,/,F);
SIN THETANUL:=SIN(THETANUL);COSTHETANUL:=COS(THETANUL);
NF:=INTEGRAAL((Q+(1-Q)*(1-(R*2/D)**2)**P)*R,R,0,D/2,D-6,ERROR)/
(MS*COSTHETANUL-(MP**2-(MS**2)*(1-COSTHETANUL**2)**0.5);
PI:=4*ARCTAN(1);
WRITE(OUT,<"NF(00)=",>E20.10,/,20*LOG(2*PI*NF/LAMBDA));
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*AV*DO* *BEGIN*
READ(IN,/,SIN THETASCAN[I],ALPHA[I]);
SIN THETASCAN[I]:=SIN(SIN THETASCAN[I]*D-3);
ALPHA[I]:=ALPHA[I]*PI/180; *END*
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*AW*DO*
READ(IN,/,COEF[I]);
*FOR*S:=0*STEP*1*UNTIL*35*DO* *BEGIN*PHI:=S*PI/18;
WRITE(OUT,<"PHI=",>E20.10,/,PHI);
COSPHI:=COS(PHI);
*FOR*M:=1*STEP*1*UNTIL*AQ*DO* *BEGIN*
THETA:=(M-1)*D-3;B:=C:=0;
SIN THETA:=SIN(THETA);COSTHETA:=COS(THETA);
COSINUS:=(COSTHETA/SIN THETANUL-SIN THETA*COSPHI/COSTHETANUL)/
(SIN THETA*UL/COSTHETANUL+COSTHETA*UL/SIN THETA*UL);
SP:=MS*COSINUS-(MP**2-MS**2*(1-COSINUS**2)**0.5;
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*AV*DO* *BEGIN*
COSPHIALPHA I:=COS(PHI-ALPHA[I]);
A:=INTEGRAAL((J*(ARS(2*P I/LAMBDA*R*(SIN THETA**2-SIN THETA
*SIN THETASCAN[I]/BDF*COS PHI ALPHA I)/(1+(R/(2*F)**2)*(SIN
THETASCAN[I]/BDF/(1+(R/(2*F)**2)**2)**0.5))*R*(Q+(1-Q)*(1-
(P/D/2)**2)**P),R,0,D/2,D-6,ERROR)/(NF*SP);
EPSX:=F*SIN THETASCAN[I]/BDF;
B:=COS((2*P I/LAMBDA)*(EPSX*SIN THETA *COS PHI ALPHA I
+(EPSX**2)*COS THETA/(2*F)-2*F))*A;
C:=SIN((2*P I/LAMBDA)*(EPSX*SIN THETA *COS PHI ALPHA I
+(EPSX**2)*COS THETA/(2*F)-2*F))*A;
EQ[M,I]:=FO[M+AQ,I+AV]:=B;EQ[M+AQ,I]:=C;EQ[M,I+AV]:=-C;
*END*
*END*
AMAALVZ(1-AP,1,AW,END,COEF,EN);
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*AQ*DO*
WRITE(OUT,<"P=",>E20.10,/,10*LOG(ENC[I]**2+ENC[I+AQ]**2));
*END*

```

```

1 000:0000:0
003:0000:1
003:0000:1
ANT70010 003:0000:1
ANT70020 003:0000:1
ANT70030 003:0000:1
ANT70040 003:0000:1
ANT70050 003:0000:1
ANT70060 003:0013:5
2 ANT70070 003:0013:5
ANT70080 005:0006:0
ANT70090 005:0000:0
ANT70100 005:0020:5
ANT70110 005:0030:5
ANT70120 005:004E:2
ANT70130 005:0051:2
ANT70140 005:0058:4
ANT70150 005:0062:0
ANT70160 005:0063:5
ANT70170 005:0075:2
3 ANT70180 005:0079:5
ANT70190 005:0080:2
ANT70200 005:0091:3
3 ANT70210 005:0095:3
ANT70220 005:009A:0
ANT70230 005:00A9:5
3 ANT70240 005:00AC:2
ANT70250 005:00BB:2
ANT70260 005:00BC:5
4 ANT70270 005:00C1:2
ANT70280 005:00C5:5
ANT70290 005:00C8:5
ANT70300 005:00CA:5
ANT70310 005:00CD:2
ANT70320 005:00D3:1
5 ANT70330 005:00D7:4
ANT70340 005:00DA:3
ANT70350 005:00DE:3
ANT70360 005:00E4:0
ANT70370 005:00EC:1
ANT70380 005:00F6:1
ANT70390 005:00F8:5
ANT70400 005:00FB:3
ANT70410 005:0100:4
ANT70420 005:0103:2
ANT70430 005:0108:3
ANT70440 005:0114:2
5 ANT70450 005:0114:5
4 ANT70460 005:0115:2
ANT70470 005:011A:1
ANT70480 005:011E:4
ANT70490 005:0132:5

```

-Ab2-

'END'.

2

003:0014:3

***** THIS PROGRAM IS NOT EXECUTABLE BECAUSE OF COMPILING FOR SYNTAX ONLY. *****

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 13. TOTAL SEGMENT SIZE = 397 WORDS. CORE ESTIMATE = 2579 WORDS. STACK ESTIMATE = 61
PROGRAM SIZE = 54 CARDS. 767 SYNTACTIC ITEMS. 20 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTOURBEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 9.239 SECONDS ELAPSED; 0.728 SECONDS PROCESSING; 1.247 SECONDS I/O.

-A6.3-

Appendix A7

Pag. A7.2 toont de listing van het computerprogramma waarmee het stralingsdiagram in de $\varphi=0$ richting berekend is. Hierbij is gebruik gemaakt van de dubbel integratie procedure Double integral (lit [13]).

Pag. A7.3 toont de listing van het computerprogramma waarmee het stralingsdiagram in de $\varphi=0$ richting berekend is. Hierbij is gebruik gemaakt van een herhaalde aanroep van de enkelvoudige integratie procedure Quadrat (lit [14]).

Pag A7.4. toont de listing van het computerprogramma waarmee het stralingsdiagram in de $\varphi=\frac{\pi}{2}$ richting berekend is. Hierbij is gebruik gemaakt van de dubbel integratie procedure Double integral (lit [13]).

CONTouredBEAM
 =====

```

'BEGIN' 'FILE' IN,OUT;
1 000:0000:0
'INTEGER' I;
003:0000:1
'REAL' PSINUL,PSIA,PI,N,A,B,C,D,GO,X,ERROR,H,U,GU,ER,EI;
003:0000:1
'REAL' 'PROCEDURE' F(X,Y);
003:0000:1
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
003:0000:1
'REGIN' 'REAL' E,K,G;
003:0000:1
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
2 004:0000:1
E:=1+A*X-B*G;
004:0007:2
K:=A*G+B*X;
004:000A:0
F :=(X**(N/2)/E)*COS(U*(A+C)*K/(D*E));
004:000C:2
'END';
004:0013:1
'REAL' 'PROCEDURE' FF(X,Y);
2 003:0000:1
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
003:0000:1
'BEGIN' 'REAL' E,K,G;
003:0000:1
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
2 007:0000:1
E:=1+A*X-B*G;
007:0007:2
K:=A*G+B*X;
007:000A:0
FF:=(X**(N/2)/E)*SIN(U*(A+C)*K/(D*E));
007:000C:2
'END';
007:0013:1
'REAL' 'PROCEDURE' DOUBLEINTEGRAL(F,A1,B1,A2,B2,EPS);
2 003:0000:1
'VALUE' A1,B1,A2,B2,EPS;'REAL' A1,B1,A2,B2,EPS;
003:0000:1
'REAL' 'PROCEDURE' F;
003:0000:1
'EXTERNAL';
003:0000:1
PI:=4*ARCTAN(1);
003:0000:1
READ(IN,/,PSINUL,PSIA,N);
003:0002:0
PSINUL:=PSINUL*PI/180;PSIA:=PSIA*PI/180;
003:0014:5
A:=COS(PSINUL);H:=SIN(PSINUL);C:=COS(PSIA);D:=SIN(PSIA);
003:0018:3
GO:=2*PI*(INTEGRAAL(X**(N/2)/(A+X),X,1,C,0-6,ERROR));
003:001E:3
'FOR' I:= 0'STEP'1'UNTIL'26'DO''BEGIN'
003:0028:2
J:=I*0.5;
2 003:0029:0
ER:=DOUBLEINTEGRAL(F,1,C,0,2*PI,0-3)/GO;
003:002A:5
EI:=DOUBLEINTEGRAL(FF,1,C,0,2*PI,0-3)/GO;
003:003B:1
WRITE(OUT,<"U=",F10.3,X5,"ER=",E20.10,X5,"EI=",E20.10,X5,
003:004C:1
"P=",F10.3,X5,"ARCTAN(EI/ER)=",F10.3,/>,
003:004E:0
J,ER,EI,10*LOG(ER**2+EI**2),180*ARCTAN(EI/ER)/PI);
003:004E:0
'END';
003:0067:5
'END';
2 003:006A:4
    
```

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 16. TOTAL SEGMENT SIZE = 200 WORDS. CORE ESTIMATE = 2361 WORDS. STACK ESTIMATE = 40
PROGRAM SIZE = 38 CARDS, 434 SYNTACTIC ITEMS, 29 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTOURED BEAM. 87700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 10.113 SECONDS ELAPSED; 0.606 SECONDS PROCESSING; 1.247 SECONDS I/O.
=====
    
```

-A72-

CONTouredBEAM

```

'BEGIN' 'FILE' IN,OUT;
'INTEGER' I;
'REAL' PSINUL,PSIA,PI,N,A,B,C,D,GO,X,ERROR,H,U,GU,ER,EI,M,MM,Y;
'REAL' 'PROCEDURE' F(X,Y);
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
'BEGIN' 'REAL' E,K,G;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X-B*G;
K:=A*G+B*X;
F :=(X**(N/2)/E)*COS(U*(A+C)*K/(D*E));
'END';
'REAL' 'PROCEDURE' FF(X,Y);
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
'BEGIN' 'REAL' E,K,G;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X-B*G;
K:=A*G+B*X;
FF:=(X**(N/2)/E)*SIN(U*(A+C)*K/(D*E));
'END';
PI:=4*ARCTAN(1);
READ(IN,/,PSINUL,PSIA,N);
PSINUL:=PSINUL*PI/180;PSIA:=PSIA*PI/180;
A:=COS(PSINUL);B:=SIN(PSINUL);C:=COS(PSIA);D:=SIN(PSIA);
GO:=2*PI*(INTEGRAAL(X**(N/2)/(A+X),X,1,C,-6,ERROR));
'FOR' I:=0 'STEP' 1 'UNTIL' 26 'DO' 'BEGIN'
J:=I*0.5;
ER:=QADRAT(QADRAT(F(X,Y),
X,1,C,-9,-4,M),Y,0,2*PI,-9,-3,MM)/GO;
EI:=QADRAT(QADRAT(FF(X,Y),
X,1,C,-9,-4,M),Y,0,2*PI,-9,-3,MM)/GO;
WRITE(OUT,<"U=",F10.3,X5,"ER=",E20.10,X5,"EI=",E20.10,X5,
"P=",F10.3,X5,"ARCTAN(EI/ER)=",F10.3,/>,
J,ER,EI,10*LOG(ER**2+EI**2),180*ARCTAN(EI/ER)/PI);
'END';
'END'.

```

```

000:0000:0
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
004:0000:1
004:0007:2
004:000A:0
004:000C:2
004:0013:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
007:0000:1
007:0007:2
007:000A:0
007:000C:2
007:0013:1
003:0000:1
003:0002:0
003:0014:5
003:0018:3
003:001E:3
003:0028:2
003:0029:0
003:002A:5
003:002E:5
003:003A:4
003:003E:4
003:004A:4
003:004C:3
003:004C:3
003:0066:2
003:0069:1

```

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 13. TOTAL SEGMENT SIZE = 197 WORDS. CORE ESTIMATE = 2360 WORDS. STACK ESTIMATE = 42
PROGRAM SIZE = 35 CARDS, 436 SYNTACTIC ITEMS, 13 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: (U608455365)CONTouredBEAM. 87700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 2.958 SECONDS ELAPSED; 0.390 SECONDS PROCESSING; 0.841 SECONDS I/O.
=====

```

-A7.3-

CONToured BEAM
 =====

```

'BEGIN' 'FILE' IN,OUT;
INTEGER I;
'REAL' PSINUL,PSIA,PI,N,A,B,C,D,GO,X,ERROR,H,U,GU,ER,EI;
'REAL' 'PROCEDURE' F(X,Y);
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
'BEGIN' 'REAL' E,K,G;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X-B*G;
K:=- (1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
F :=(X**(N/2)/E)*COS(U*(A+C)*K/(D*E));
'END';
'REAL' 'PROCEDURE' FF(X,Y);
'VALUE' X,Y;'REAL' X,Y;
'BEGIN' 'REAL' E,K,G;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X-B*G;
K:=- (1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
FF:=(X**(N/2)/E)*SIN(U*(A+C)*K/(D*E));
'END';
'REAL' 'PROCEDURE' DOUBLEINTEGRAL(F,A1,B1,A2,B2,EPS);
'VALUE' A1,B1,A2,B2,EPS;'REAL' A1,B1,A2,B2,EPS;
'REAL' 'PROCEDURE' F;
'EXTERNAL';
PI:=4*ARCTAN(1);
READ(IN,/,PSINUL,PSIA,N);
PSINUL:=PSINUL*PI/180;PSIA:=PSIA*PI/180;
A:=COS(PSINUL);B:=SIN(PSINUL);C:=COS(PSIA);D:=SIN(PSIA);
GO:=2*PI*(INTEGRAL(X**(N/2)/(A+X),X,1,C,@-6,ERROR));
'FOR' I:= 0'STEP'1'UNTIL'26'DO' 'BEGIN'
U:=I*0.5;
ER:=DOUBLEINTEGRAL(F,1,C,0,2*PI,@-3)/GO;
EI:=DOUBLEINTEGRAL(FF,1,C,0,2*PI,@-3)/GO;
WRITE(OUT,<"U=",F10.3,X5,"ER=",E20.10,X5,"EI=",E20.10,X5,
"p=",F10.3,X5,"ARCTAN(EI/ER)=",F10.3,/>,
U,ER,EI,10*LOG(ER**2+EI**2),180*ARCTAN(EI/ER)/PI);
'END';
'END'.
    
```

```

000:0000:0
1 003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
2 003:0000:1
004:0000:1
004:0007:2
004:000A:0
004:000E:3
004:0015:2
2 003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
2 008:0000:1
008:0007:2
008:000A:0
008:000E:3
008:0015:2
2 003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
2 003:0000:1
003:002A:5
003:003B:1
003:004C:1
003:004E:0
003:004E:0
003:0067:5
2 003:006A:4
    
```

-A74-

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 16. TOTAL SEGMENT SIZE = 204 WORDS. CORE ESTIMATE = 2365 WORDS. STACK ESTIMATE = 40
PROGRAM SIZE = 38 CARDS, 448 SYNTACTIC ITEMS, 29 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTOURED BEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 7.957 SECONDS ELAPSED; 0.585 SECONDS PROCESSING; 1.247 SECONDS I/O.
=====
    
```

Appendix A8.

Voor de listing van het programma zie pag A8.2

Het programma verloopt als volgt:

- Bij een bepaalde ψ_0, ψ_a combinatie wordt formule (4-12) numeriek bepaald. Hierbij wordt gebruik gemaakt van de procedure Integraal (tit [14]). De absolute tolerantie is 10^{-6} .
- m.b.v. de procedure Extreme (tit [21]) wordt het maximum bepaald van de zojuist berekende wrinstfactor.
- De maximale wrinstfactor g_{max} ende daarbij behorende n worden uitgeprint.

C O N T O U R E D B E A M
 = = = = =

<pre>'BEGIN' 'FILE' IN, OUT; 'INTEGER' K, I; 'REAL' PSINUL, PSIA, COSPSINUL, A, N, ERROR, B, PI, PST; PI = 4 * ARCTAN(1); 'FOR' I = 1 'STEP' 1 'UNTIL' 10 '00' 'BEGIN' PSINUL = 5 * I * PI / 180; COSPSINUL = COS(PSINUL); 'FOR' K = 1 'STEP' 1 'UNTIL' 2 * I '00' 'BEGIN' PSIA = 5 * K * PI / 360; A = (COSPSINUL + COS(PSIA)) / SIN(PSIA); B = EXTREM(2 * (N + 1) * (A ** 2) * (INTEGRAAL((SIN(PSI)) / (COSPSINUL + COS(PSI)))) * COS(PSI) ** (N / 2), PSI, 0, PSIA, 2 - 6, ERROR) ** 2, N, 0, 500, 2 - 6, 2 - 6, 'TRUE'); WRITE(OUT, <"GMAX=", F10.6, X5, "N=", F10.6, />, B, N); 'END'; 'END'; 'END'.</pre>	<pre>1 2 3 3 2</pre>	<pre>000:000:0 003:000:1 003:000:1 003:000:1 003:002:0 003:002:4 003:005:0 003:006:3 003:008:3 003:00E:0 003:0011:1 003:0017:0 003:0025:5 003:0036:5 003:0037:2 007:003A:1</pre>
---	----------------------	--

```
=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 9. TOTAL SEGMENT SIZE = 88 WORDS. CORE ESTIMATE = 2228 WORDS. STACK ESTIMATE = 19
PROGRAM SIZE = 16 CARDS, 167 SYNTACTIC ITEMS, 9 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: (U608455365)CONTOURED BEAM. 87700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 22.317 SECONDS ELAPSED; 0.291 SECONDS PROCESSING; 0.464 SECONDS I/O.
=====
```

Appendix Ag

Voor de listing van het programma zie pag Ag.2; Ag.3.

Het programma verloopt als volgt:

- Eerst wordt k, l, m ingelezen. Hierin is
 k : het aantal bundelbreedtes dat men in de x richting wil scannen; $\varepsilon_x = k \cdot \frac{f}{D} \cdot \frac{\text{const}}{\text{BDF}}$
 l : het aantal bundelbreedtes dat men in de y richting wil scannen; $\varepsilon_y = l \cdot \frac{f}{D} \cdot \frac{\text{const}}{\text{BDF}}$
 m : $\varepsilon_z = m \cdot \frac{f}{D} \cdot \frac{\text{const}}{\text{BDF}}$
- $\varphi_0, \varphi_a, h, D, \lambda, \text{const}, \text{BDF}$ worden ingelezen
- φ wordt ingelezen.
- m.b.v de procedure double integrati wordt het gewenste gedfocuseerde stralingsdiagram berekend en uitgeprint. (formule (4-13))

'END';
'END';

003:00AA:5
003:00AD:4

2

=====

NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 16. TOTAL SEGMENT SIZE = 311 WORDS. CORE ESTIMATE = 3297 WORDS. STACK ESTIMATE = 60
PROGRAM SIZE = 56 CARDS. 737 SYNTACTIC ITEMS. 42 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTMREDBFAM. 87700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 36.144 SECONDS ELAPSED; 1.315 SECONDS PROCESSING; 1.595 SECONDS I/O.

=====

-Pg.3-

Appendix A10

Voor de listing van het programma zie pag A10.2

Het programma verloopt als volgt:

- ψ_0, ψ_a, n worden ingelopen
- De oplossing van vergelijking (4-18) wordt bepaald m.b.v. de procedure Zero in AB. De absolute en relatieve tolerantie is 10^{-5} . (lit [20.1])
- const wordt geprint.

Appendix A11

Voor de listing van het programma zie pag A11.2.

Het programma verloopt als volgt

- D, λ worden ingelezen
- ψ_0, ψ_a, n worden ingelezen.
- m.b.v de procedure Extreme (lit [21]) wordt het maximum bepaald van $g(\theta, \varphi)$ (formule 4-20b).
De absolute en relatieve tolerantie is 10^{-5}
- De met formule (4-21) berekende BDF_{sym} ("BDFN"), BDF en de waarde van het maximum worden uitgedrukt

C O N T I N U E D E A M
 = = = = =

```

*BEGIN*FILE*IN,OUT,OTT:
*INTEGER*Y;
*REAL*PSINUL,PSIA,PI,N,A,B,C,D,GO,X,ERROR,H,U,GO,
DIAMETER,LAMBDA,BP,GOLFGTAL,SINHTETA,EPSX,EXTR;
*REAL**PROCEDURE*F(X,Y);
*VALUE*X,Y;*REAL*X,Y;
*BEGIN*REAL*E,K,G,RD,ROAC;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X**R*G;
K:=A*G+B*Y;
RD:=2*BP/F;
ROAC:=RD+EPSX*G;
F:=((RD*Y)/ROAC)**(N/2)/ROAC*RD**2*
COS(GOLFGTAL*((RD*K
)*SINHTETA+EPSX*(-G)));
*END*;
*REAL**PROCEDURE*FF(X,Y);
*VALUE*X,Y;*REAL*X,Y;
*BEGIN*REAL*E,K,G,RD,ROAC;
G:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
E:=1+A*X**R*G;
K:=A*G+B*Y;
RD:=2*BP/F;
ROAC:=RD+EPSX*G;
FF:=((RD*Y)/ROAC)**(N/2)/ROAC*RD**2*
SIN(GOLFGTAL*((RD*K
)*SINHTETA+EPSX*(-G)));
*END*;
*REAL**PROCEDURE*DOUBLEINTEGRAL(F,A1,B1,A2,B2,EPS);
*VALUE*A1,B1,A2,B2,EPS;*REAL*A1,B1,A2,B2,EPS;
*REAL**PROCEDURE*F;
*EXTERNAL*;
PI:=4*ARCTAN(1);
READ(IN,/,DIAMETER,LAMBDA);
GOLFGTAL:=2*PI/LAMBDA;
*FOR*I:=1*STEP*1*UNTIL*54*DO**BEGIN*
READ(IN,/,PSINUL,PSIA,N);
PSINUL:=PSINUL*PI/180;
A:=COS(PSINUL);B:=SIN(PSINUL);
PSIA:=PSIA*PI/180;
C:=COS(PSIA);D:=SIN(PSIA);
BP:=DIAMETER*(A+C)/(4*D);
EPSX:=(1+C)*BP*LAMBDA/(DIAMETER*(A+C));
GO:=4*PI*ABS(INTEGRAAL((2*(N+1)*X**N)**(0.5)/(A+X),
X,1,C,2-6,ERROR))*BP/((2*(N+1))*0.5);
EXTR:=
EXTREME(2**LOG(((DOUBLEINTEGRAL(F,1,C,0,2*PI,2-4)**2+
DOUBLEINTEGRAL(FF,1,C,0,2*PI,2-4)**2)**(0.5))/GO),
SINHTETA,0.003,0.0034,2-5,2-5,'TRUE');
WRITE(OUT,<"EXTREME=",F10.3,X5,"BDFN=",F10.3,X5,"RDF=",F10.3,/>,
EXTR,DIAMETER*SINHTETA/LAMBDA,SINHTETA*DIAMETER*(A+C)/((1+C)*LAMBDA));
*END*;
*END*.

```

1
2
2
2
2
2
2

```

000:G000:0
003:G000:1
003:G030:1
003:G000:1
003:G000:1
003:G030:1
003:G000:1
004:G030:1
004:G007:4
004:G00A:2
004:G00C:4
004:G00E:3
004:G010:0
004:G014:0
004:G018:5
003:G000:1
003:G030:1
003:G000:1
007:G000:1
007:G007:4
007:G00A:2
007:G00C:4
007:G00E:3
007:G010:0
007:G014:0
007:G018:5
003:G000:1
003:G030:1
003:G000:1
003:G000:1
003:G000:1
003:G002:0
003:G012:5
003:G014:4
003:G015:2
003:G027:5
003:G029:4
003:G02C:4
003:G02E:3
003:G031:3
003:G034:2
003:G038:0
003:G040:1
003:G048:1
003:G048:1
003:G059:3
003:G06C:5
003:G075:5
003:G077:4
003:G08C:5
003:G08F:4

```

-A112-

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 17. TOTAL SEGMENT SIZE = 254 WORDS. CORE ESTIMATE = 3230 WORDS. STACK ESTIMATE = 5C

Appendix A12

Het programma waarvan de listing op pag A12.2, A12.3 staat verloopt als volgt:

- het aantal belichters ("AV") wordt ingelezen.
- $\gamma_a, \gamma_o, \lambda, BDF, MS, WP, \theta_o, D, n$ worden ingelezen.
- De $\theta \times 10^{+3}$ en φ coördinaten van de middelpunten van de -3dB contouren van de elementaire spotbeams worden ingelezen.
- Het reële en imaginaire gedeelte van $E'_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ (zie par 2.1) wordt uitgerekend en uitgeprint.

Wit deze berekende $E'_n(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ kan nu de fase van $E_0'(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ berekend worden. (zie par 4.3), door ervoor te zorgen dat de fase van bijv. $E'_1(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$ gelijk is aan de fase van $E'_2(SP_m, \theta_m, \varphi_m)$. (zie figuur 4.55). Dit doet men nu voor alle steekpunten van de -3dB contouren van de elementaire spotbeams.

Het verloop van het programma voor de berekening van de excitatie coëfficiënten (pag A12.4, A12.5, A12.6) is nu analoog aan het verloop van het in appendix A5 beschreven programma.


```

SIN(PI*(A-SIN(CI*PI/A)))/COS(THETA);
PHI:=PHI*PI/180;
COSPHI:=COS(PHI);SINPHI:=SIN(PHI);
EPSX:=EPSX(I);EPSY:=EPSY(I);
ER:=DOUBLINTEGRAL(F,1,C,0,2*PI,2-3)/NF;
EI:=DOUBLINTEGRAL(FF,1,C,0,2*PI,2-3)/NF;
WRITE(OUT,<"ER=">E10.3,X5,"EI=">E10.3,X5,"P=">F10.3,X5,"ARCTAN(EI/
ER)=">F10.3,/>,ER-EI,10*LOG(ER**2+EI**2),180*ARCTAN(EI/ER)/PI);
'END';
'END';
'END'.

```

```

00E:0098:5
00E:0098:5
00E:0090:4
00E:00A0:4
00E:00A4:0
00E:00B4:1
00E:00C5:1
00E:00C7:0
00E:00DE:5
00E:00E1:4
003:0020:3

```

```

3
2

```

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 17. TOTAL SEGMENT SIZE = 421 WORDS. CORE ESTIMATE = 3420 WORDS. STACK ESTIMATE = 73
PROGRAM SIZE = 69 CARDS, 909 SYNTACTIC ITEMS, 46 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTIQUEDBEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 21.451 SECONDS ELAPSED; 1.023 SECONDS PROCESSING; 1.885 SECONDS I/O.
=====

```

0.7111

C O N T O U R E D B E A M
 = = = = =

```

*BEGIN* 'FT_E' IN, OUT, OTT;
1
*INTEGER* AV, AO, AM, AP, I, M;
*REAL* PI, PSIA, PSINUL, LAMBDA, BDF, MS, MP, THETANUL, DIAMETER,
SINTHETANUL, COSTHETANUL, A, B, C, D, BP, GOLFGTAL, NF, N,
X=ERROR, THETA, PHI, SINTHETA, COSTHETA, COSPHI, SINPHI, COSINUS,
SP, EPSX, EPSY, NORMI, KI, ALPHA, EPSABS, ER, EI, P, Q;
*REAL**PROCEDURE* F (X, Y);
*VALUE* X, Y; *REAL* X, Y;
*BEGIN* *REAL* RO, ROAC, G, H;
G:=(1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
H:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
RO:=2*BP/(1+A*X-B*H);
ROAC:=RO+EPSX*H+EPSY*G;
F:=(RO*Y)/ROAC**((N/2)/ROAC*RO**2+
COS(GOLFGTAL*(EPSX*( -H)-EPSY*G+(RO*(H*A+X*B)
) *SINTHETA+COSPHI
-( RO*G)*SINTHETA*SINPHI));
*END*;
*REAL**PROCEDURE* FF(X, Y);
*VALUE* X, Y; *REAL* X, Y;
*BEGIN* *REAL* RO, ROAC, G, H;
G:=(1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
H:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
RO:=2*BP/(1+A*X-B*H);
ROAC:=RO+EPSX*H+EPSY*G;
FF:=(RO*Y)/ROAC**((N/2)/ROAC*RO**2+
SIN(GOLFGTAL*(EPSX*( -H)-EPSY*G+(RO*(H*A+X*B)
) *SINTHETA+COSPHI
-A ( RO*G)*SINTHETA*SINPHI));
*END*;
*REAL**PROCEDURE* DOUBLEINTEGRAL(F, A1, B1, A2, B2, EPS);
*VALUE* A1, B1, A2, B2, EPS; *REAL* A1, B1, A2, B2, EPS;
*REAL**PROCEDURE* F;
*EXTERNAL*
PI:=4*ARCTAN(1);
READ(IN, /, AV, AO);
WRITE(OTT, <"AV=", I3, X5, "AO=", I3, />, AV, AO);
AM:=2*AV; AP:=2*AO;
*BEGIN*
*REAL**ARRAY* EPSXD, EPSYD, DRAAING(1:AV), COEFF(1:AM), EO, EDO(1:AP, 1:AM);
RL, EN(1:AP);
READ(IN, /, PSIA, PSINUL, LAMBDA, BDF, MS, MP, THETANUL, DIAMETER, N);
WRITE(OTT, <"PSIA=", I3, X5, "PSINUL=", I3, X5, "LAMBDA=", E10.2, />,
PSIA, PSINUL, LAMBDA);
WRITE(OTT, <"BDF=", F6.3, X5, "MS=", E12.4, X5, "MP=", E12.4, />,
BDF, MS, MP);
WRITE(OTT, <"THETANUL=", E2C.10, X5, "DIAMETER=", F5.1, X5, "N=", F8.3, />,
THETANUL, DIAMETER, N);
PSINUL:=PSINUL*PI/180; PSIA:=PSIA*PI/180;
SINTHETANUL:=SIN(THETANUL); COSTHETANUL:=COS(THETANUL);
A:=COS(PSINUL); B:=SIN(PSINUL); C:=COS(PSIA); D:=SIN(PSIA);
BP:=DIAMETER*(A+C)/(4*D);
WRITE(OUT, <"RRANDPUNT=", F10.3, />, BP);
GOLFGTAL:=2*PI/LAMBDA;
NF:=4*PI*BP*INTEGRAAL(X**((N/2)/(A+X)), X, 1, C, 2-6, ERROR);

```

```

000:0000:0
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
004:0000:1
004:0007:5
004:0000:1
004:000F:5
004:0012:2
004:0016:2
004:001C:3
004:0020:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0007:5
003:0000:1
003:000F:5
003:0012:2
003:0016:2
003:001C:3
003:0020:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0000:1
003:0007:5
003:0012:5
003:0026:5
003:0026:5
00F:000A:2
00F:0000:3
00F:0020:2
00F:002E:1
00C:003F:2
00E:0041:1
00E:0052:2
00E:0054:1
00E:0065:2
00F:0069:0
00E:006C:0
00E:0072:0
00E:0074:5
00E:0083:5
00E:0085:4

```

-A124-

PROGRAM SIZE = 117 CARDS, 1450 SYNTACTIC ITEMS, 61 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTOURED BEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 220.289 SECONDS ELAPSED; 2.448 SECONDS PROCESSING; 2.813 SECONDS I/O.

=====

-A12.6-

Appendix A13

Voor de listing van het programma zie pag A13.2, A13.3.

Dit programma verloopt analoog aan het in appendix A6 beschreven programma.

C O N T O U R E D R E A M
 = = = = =

```

*BEGIN*'F'LE'IN,OUT,OTT;
1
*INTEGER'AV, AO, AW, AP, I, M, K;
*REAL'PI, PSIA, PSINUL, LAMBDA, BDF, MS, MP, THETANUL, DIAMETER,
SINTHETANUL, COSTHETANUL, A, B, C, D, RP, GOLFGETAL, NF, N,
X, ERROR, THETA, PHI, SINTHETA, COSTHETA, COSPHI, SINPHI, COSINUS,
SP, EPSX, EPSY, NORMI, KI, ALPHA, EPSABS, ER, EI, P, Q;
*REAL*'PROCEDURE'F(X, Y);
*VALUE'X, Y; *REAL'X, Y;
*BEGIN*'REAL'RO, ROAC, G, H;
G:=(1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
H:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
RO:=2*BP/(1+A*X-B*H);
ROAC:=RO+EPSX*H+EPSY*G;
F:=(RO*Y)/ROAC**((N/2)/ROAC*RO**2+
COS(GOLFGETAL*(EPSX*( -H)-EPSY*G+(RO*(H*A+X*B)
)*SINTHETA*COSPHI
-( RO*G)*SINTHETA*SINPHI));
*END';
*REAL*'PROCEDURE'FF(X, Y);
*VALUE'X, Y; *REAL'X, Y;
*BEGIN*'REAL'RO, ROAC, G, H;
G:=(1-X**2)**(0.5)*SIN(Y);
H:=(1-X**2)**(0.5)*COS(Y);
RO:=2*BP/(1+A*X-B*H);
ROAC:=RO+EPSX*H+EPSY*G;
FF:=(RO*Y)/ROAC**((N/2)/ROAC*RO**2+
SIN(GOLFGETAL*(EPSX*( -H)-EPSY*G+(RO*(H*A+X*B)
)*SINTHETA*COSPHI
-( RO*G)*SINTHETA*SINPHI));
*END';
*REAL*'PROCEDURE'DOUBLEINTEGRAL(F, A1, B1, A2, B2, EPS);
*VALUE'A1, B1, A2, B2, EPS; *REAL'A1, B1, A2, B2, EPS;
*REAL*'PROCEDURE'F;
*EXTERNAL';
PI:=4*ARCTAN(1);
READ(IN, /, AV, AO);
WRITE(OTT, <"AV=", I3, X5, "AO=", I3, />, AV, AO);
AW:=2*AV; AP:=2*AO;
*BEGIN'
*REAL*'ARRAY'EPSXD, EPSYD, DRAAING(1:AV), COEF(1:AW), E0, E00(1:AP, 1:AW),
RL, ENC(1:AO);
READ(IN, /, PSIA, PSINUL, LAMBDA, BDF, MS, MP, THETANUL, DIAMETER, N);
WRITE(OTT, <"PSIA=", I3, X5, "PSINUL=", I3, X5, "LAMBDA=", E10.2, />,
PSIA, PSINUL, LAMBDA);
WRITE(OTT, <"BDF=", F6.3, X5, "MS=", E12.4, X5, "MP=", E12.4, />,
BDF, MS, MP);
WRITE(OTT, <"THETANUL=", E20.10, X5, "DIAMETER=", F5.1, X5, "N=", F8.3, />,
THETANUL, DIAMETER, N);
PSINUL:=PSINUL*PI/180; PSIA:=PSIA*PI/180;
SINTHETANUL:=SIN(THETANUL); COSTHETANUL:=COS(THETANUL);
A:=COS(PSINUL); B:=SIN(PSINUL); C:=COS(PSIA); D:=SIN(PSIA);
BP:=DIAMETER*(A+C)/(4*D);
WRITE(OUT, <"BRANDPUNT=", F10.3, />, BP);
GOLFGETAL:=2*PI/LAMBDA;
NF:=4*PI*OP*INTEGRAAL(X**((N/2)/(A+X)), X, 1, C, 3-6, ER, EI, P, Q);

```

```

000: C000:0
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
004: C000:1
004: C007:5
004: C00C:1
004: C00F:5
004: C012:2
004: C016:2
004: C01C:3
004: C020:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C007:5
003: C00C:1
003: C00F:5
003: C012:2
008: C016:2
003: C01C:3
003: C020:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C000:1
003: C002:0
003: C012:5
003: C023:5
003: C026:5
003: C026:5
00F: C00A:2
00E: C00D:3
00E: C02C:2
00F: C02E:1
00F: C03F:2
00E: C041:1
00E: C052:2
00E: C054:1
00E: C065:2
00E: C069:0
00E: C06C:0
00E: C072:0
00E: C074:5
00E: C083:5
00E: C085:4

```

-A132-

```

*(2*(N+1)**0.5/LAMBDA));
'FOR' I:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 'AV' 'DO' 'BEGIN'
READ( IN, /, EPSABS, ALPHA, COEF(I), COEF(I+AV));
EPSABS:=EPSABS*2-3;
WRITE(OUT, <"EPSABS=", E10.3, X5, "ALPHA=", F10.3, X5, "COEFR=", E20.10, X2,
"COEF I=", F20.10, />, EPSABS, ALPHA, COEF(I), COEF(I+AV));
ALPHA:=ALPHA*PI/180;
EPSXD(I):=EPSABS*COS(ALPHA)*BP/BDF;
EPSYD(I):=-EPSABS*SIN(ALPHA)*BP/BDF;
'END';
'FOR' K:=0 'STEP' 1 'UNTIL' '35' 'DO' 'BEGIN'
PHI:=K*PI/18;
COSPHI:=COS(PHI);SINPHI:=SIN(PHI);
'FOR' M:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 'AD' 'DO' 'BEGIN'
WRITE(OUT, </>);
THETA:=(M-1)*2-3;
WRITE(OUT, <"THETA=", E10.3, X5, "PHI=", F10.3, />, THETA, PHI*180/PI);
SINTHETA:=SIN(THETA);COSTHETA:=COS(THETA);
COSINUS:=(COSTHETA/SINTHETANUL-SINTHETA*COSPHI/COSTHETANUL)/
(SINTHETANUL/COSTHETANUL+COSTHETANUL/SINTHETANUL);
SP:=MS*COFINUS-(MP**2-MS**2*(1-COSINUS**2))*0.5;
'FOR' I:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 'AV' 'DO' 'BEGIN'
EPSX:=EPSXD(I);EPSY:=EPSYD(I);
ER:=DOUBLE INTEGRAL(F, 1, C, 0, 2*PI, 2-3)/(NF*SP);
EI:=DOUBLE INTEGRAL(FF, 1, C, 0, 2*PI, 2-3)/(NF*SP);
EOM(I):=EOM(M+AD, I+AV):=EOM(M, I):=EOM(M+AD, I+AV):=ER;
EOM+AD, I:=EOM(M+AD, I):=EI;
EOM, I+AV:=EOM(M, I+AV):=-EOM(M+AD, I);
WRITE(OUT, <"RECLE=", E10.3, X5, "IMAGE=", E10.3, X5,
"ARCTAN(IMAGE/RECLE)=", F10.3, />,
EOM, I, EOM(M+AD, I), 180*ARCTAN(EOM(M+AD, I)/EOM, I)/PI);
'END';
'END';
AMAALV2(1, AP, 1, AW, EOM, COEF, EN);
'FOR' I:=1 'STEP' 1 'UNTIL' 'AD' 'DO'
WRITE(OUT, <"ER=", E10.3, X5, "EI=", E10.3, X5, "ARCTAN(EI/ER)=", F10.3, X5,
"R=", F10.3, />, EN(I), EN(I+AD), 180*ARCTAN(EN(I+AD)/EN(I))/PI,
10*LOG(EN(I)**2+EN(I+AD)**2));
'END';
'END';
'END'.

```

```

00E:009E:4
00E:00A9:2
00E:00AD:5
00E:00C4:5
00E:00C7:4
00E:00C9:3
00E:00DF:2
00E:00E1:1
00E:00E5:0
00E:00E9:0
00E:00F9:3
00E:00EA:1
00E:00EC:0
00F:00EF:0
00E:00F3:3
00F:00FA:5
00E:00FD:4
00E:010F:5
00E:0112:5
00E:0114:5
00E:0117:2
00E:011D:1
00E:0121:4
00E:0125:0
00E:0135:4
00E:0146:4
00E:0151:4
00E:0157:2
00E:015F:2
00E:0161:1
00E:0161:1
00E:017B:5
00E:017C:2
00E:017C:5
00E:0181:4
00E:0186:1
00E:0188:0
00E:019A:4
00E:01A6:5
00E:01A9:4
003:0027:3

```

```

=====
NUMBER OF ERRORS DETECTED = 0.
NUMBER OF SEGMENTS = 14. TOTAL SEGMENT SIZE = 688 WORDS. CORE ESTIMATE = 3693 WORDS. STACK ESTIMATE = 84
PROGRAM SIZE = 97 CARDS, 1205 SYNTACTIC ITEMS, 57 DISK SEGMENTS.
PROGRAM FILE NAME: CONTOURED.BEAM. B7700 CODE GENERATED.
COMPILATION TIME = 9.452 SECONDS ELAPSED; 1.465 SECONDS PROCESSING; 2.436 SECONDS I/O.
=====

```

-A133-

Appendix A14

figure 3.25

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
1	2.251	7.049	-8.290°	11	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°
2	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	12	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°
3	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	13	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°
4	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	14	1.112	0.919	-9.685°
5	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	15	1.112	0.919	-9.685°
6	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	16	1.112	0.919	-9.685°
7	2.957 10 ⁻¹	-10.583	0°	17	1.112	0.919	-9.685°
8	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°	18	1.112	0.919	-9.685°
9	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°	19	1.112	0.919	-9.685°
10	8.617 10 ⁻¹	-1.293	-9.631°				

figure 3.26; 3.27

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
1	1.134	1.091	-4.802°	10	6.777 10 ⁻¹	-3.379	-2.357°
2	7.406 10 ⁻¹	-2.608	-5.224°	11	6.748 10 ⁻¹	-3.416	-2.165°
3	8.755 10 ⁻¹	-1.155	-7.406°	12	5.116 10 ⁻¹	-5.822	0°
4	6.971 10 ⁻¹	-3.134	-2.518°	13	4.804 10 ⁻¹	-6.369	-0.705°
5	4.359 10 ⁻¹	-7.212	-2.067°	14	9.462 10 ⁻¹	-4.804 10 ⁻¹	-5.602°
6	6.101 10 ⁻¹	-4.292	-2.011°	15	4.589 10 ⁻¹	-6.766	-1.675°
7	9.228 10 ⁻¹	-6.98 10 ⁻¹	-2.801°	16	1.269	2.073	-3.007°
8	8.767 10 ⁻¹	-1.143	-0.857°	17	6.105 10 ⁻¹	-4.287	-3.311°
9	1.352	2.617	-3.226°	18	1.051	4.313 10 ⁻¹	-5.337°

figur 3.28, 3.29

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
1	$8.139 \cdot 10^{-1}$	-1.788	-6.882°	5	$4.465 \cdot 10^{-1}$	-7.003	-5.919°
2	$8.080 \cdot 10^{-1}$	-1.852	-7.543°	6	$6.352 \cdot 10^{-1}$	-3.941	-4.353°
3	$3.926 \cdot 10^{-1}$	-8.121	0°	7	$6.160 \cdot 10^{-1}$	-4.208	-8.074°
4	$3.317 \cdot 10^{-1}$	-9.585	-3.166°				

figur 3.30, 3.31

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
1	$4.089 \cdot 10^{-1}$	-7.768	-3.240°	8	$7.488 \cdot 10^{-1}$	-2.513	-1.670°
2	$4.715 \cdot 10^{-1}$	-6.531	-3.088°	9	$6.462 \cdot 10^{-1}$	-3.793	-3.167°
3	$5.346 \cdot 10^{-1}$	-5.439	$-4.831 \cdot 10^{-1}^\circ$	10	$7.877 \cdot 10^{-1}$	-2.073	-6.977°
4	$8.484 \cdot 10^{-1}$	-1.428	-1.510°	11	$4.198 \cdot 10^{-1}$	-7.539	-14.527°
5	$6.266 \cdot 10^{-1}$	-4.060	0°	12	$6.570 \cdot 10^{-1}$	-3.648	-14.988°
6	$5.502 \cdot 10^{-1}$	-5.189	-2.691°	13	$9.102 \cdot 10^{-1}$	-8.168	-6.820°
7	$5.012 \cdot 10^{-1}$	-6.000	-3.456°	14	$8.493 \cdot 10^{-1}$	-1.419	-1.425°

figur 4.56, 4.57.

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
1	$3.720 \cdot 10^{-1}$	-8.588	-5.597°	6	$4.548 \cdot 10^{-1}$	-6.844	-15.122°
2	$4.735 \cdot 10^{-1}$	-6.494	0°	7	$5.086 \cdot 10^{-1}$	-5.873	-22.886°
3	$4.284 \cdot 10^{-1}$	-7.364	-15.573°	8	$6.234 \cdot 10^{-1}$	-4.104	-26.126°
4	$7.623 \cdot 10^{-1}$	-2.358	-10.738°	9	$5.557 \cdot 10^{-1}$	-5.103	-18.469°
5	$5.269 \cdot 10^{-1}$	-5.566	-10.797°	10	$7.232 \cdot 10^{-1}$	-2.815	-25.434°

belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)	belichter	COEF	20 log (COEF)	arg (COEF)
11	$4.660 \cdot 10^{-1}$	-6.631	-29.582°	13	$8.519 \cdot 10^{-1}$	-1.392	-26.016°
12	$6.268 \cdot 10^{-1}$	-4.058	-22.084°	14	$7.029 \cdot 10^{-1}$	-3.062	-11.557°