

Oberflächenkonturfehler bei Reflektorantennen

von

Klaus Kark

Siemens AG, Bereich Sicherungstechnik, Antennenentwicklung
SI EP R 114, Postfach 1661, D-8044 Unterschleißheim

Zusammenfassung *Im Hinblick auf ihre Auswirkungen auf den Antennengewinn und das Antennenrichtdiagramm wurden Oberflächenkonturfehler von Reflektorantennen untersucht. Hierzu wurde ein Rechenprogramm für praxisnahe Simulationen entwickelt. Statistische und periodische Fehler wurden einzeln und in Kombination betrachtet. Für die Fertigung von Reflektorantennen konnten Toleranzangaben gemacht werden, damit eine maximal zulässige Diagrammdegradation nicht überschritten wird.*

Abstract *The influence of geometrical surface contour-deformations of reflector antennas on antenna gain and antenna pattern was investigated. A suitable simulation program was developed which is capable of treating random and periodical reflector errors, solely or in superposition. Surface tolerance specifications for the manufacture of reflector antennas could be achieved to ensure certain bounds for the maximum pattern degradation.*

Einleitung

Abweichungen der Reflektoroberfläche von der Sollkontur machen sich i. a. durch Reduktion des Antennengewinns und Anstieg der Nebenkeulen bemerkbar. Die Größe der Diagrammstörung hängt nicht nur von der Fehleramplitude, sondern auch von der Fehlerform bzw. der Art der Fehlerverteilung über der Reflektorfläche ab. Es werden statistische Deformationen der Reflektorfläche, wie sie von Oberflächenrauigkeiten oder Montagefehlern bei segmentierten Reflektoren herrühren, untersucht. Andererseits treten in der Praxis auch systematische Konturfehler auf, die im Herstellungsverfahren begründet sind oder durch thermische bzw. gravitative Verformung bedingt werden. Reflektortoleranzen sind Konturfehler, die sich in der Antennenapertur im wesentlichen als Phasenfehler bemerkbar machen. Die ebenfalls verursachten Amplitudenfehler in der Belegung sind wegen ihres meist geringen Einflusses vernachlässigbar. Bei Messungen [1] hat sich gezeigt, daß sich Reflektorstörungen im wesentlichen beim kopolaren Richtdiagramm auswirken. Die Kreuzpolarisation wird offenbar nur gering beeinflusst. Aus diesem Grund wurde in diesen theoretischen Untersuchungen auf die Betrachtung der Kreuzpolarisation verzichtet.

Die statistischen Abweichungen werden als normalverteilt angenommen [2]. Es werden der mittlere quadratische Fehler (rms-Wert) und der Korrelationsradius der Störung variiert. Bei praktisch sinnvollen Parameterwerten findet man meist eine moderate Nebenkeulenhebung in einem breiten Winkelbereich des Richtdiagramms. Ganz anders wirken sich systematische Reflektordeformationen und auch Verkipfung oder Verschiebung des Subreflektors aus. Sie verursachen systematische Phasenfehler, die in der Apertur einen linearen, quadratischen, kubischen oder periodischen Verlauf haben. Ein periodischer sinusförmiger Konturfehler ergibt z. B. durch konstruktive Interferenz verschiedener Störbeiträge eine starke Nebenkeulenhebung in eng begrenzten Winkelbereichen [3]. Der negative Einfluß periodischer Reflektorfehler auf das Antennendiagramm ist daher i. a. deutlich stärker als durch statistisch verteilte Deformationen. Beim mechanischen Aufbau muß darauf geachtet werden, daß gerade bei konturkorrigierten Reflektorantennen mit hohen Nebenkeulendämpfungen der periodische Fehler klein gehalten wird [4]. Es werden Dimensionierungskurven vorgestellt, die es erlauben, die maximal zulässigen periodischen und statistischen Fehler anzugeben, die gerade noch die Einhaltung der CCIR-Nebenkeulempfehlung gestatten.

Das erstellte Rechenprogramm ist in der Lage wichtige Antennengrößen wie das F/D Verhältnis, die Belegungsfunktion, den Randabfall sowie eine eventuell vorhandene Subreflektorabschattung in der Simulation zu berücksichtigen. Die homogene Belegung ist weniger empfindlich gegenüber Reflektorstörungen als eine mit starkem Randabfall, da hier die Nebenkeulen ohnehin bereits höher liegen. Am Beispiel gemessener Richtdiagramme [1] einer elliptischen offset-Antenne im Frequenzbereich von 11/14 GHz konnten vorhandene Reflektorfehler nachgewiesen und in ihrer Qualität analysiert werden. Auch die quantitative Übereinstimmung der gerechneten mit den gemessenen Diagrammen ist gut.

Bisher wurde in den Antennenspezifikationen nur der statistisch verteilte rms-Wert der Oberflächenrauigkeiten berücksichtigt. Dies führte bei Auftreten von periodischen Konturfehlern auf unzulässig hohe Nebenkeulen in gewissen Diagrammbereichen. Mit den Ergebnissen dieser Arbeit kann nun auch der periodische Fehler quantifiziert und durch neue Spezifikationen in seinen Auswirkungen auf das Richtdiagramm sinnvoll beschränkt werden.

1 Die Aperturbelegung

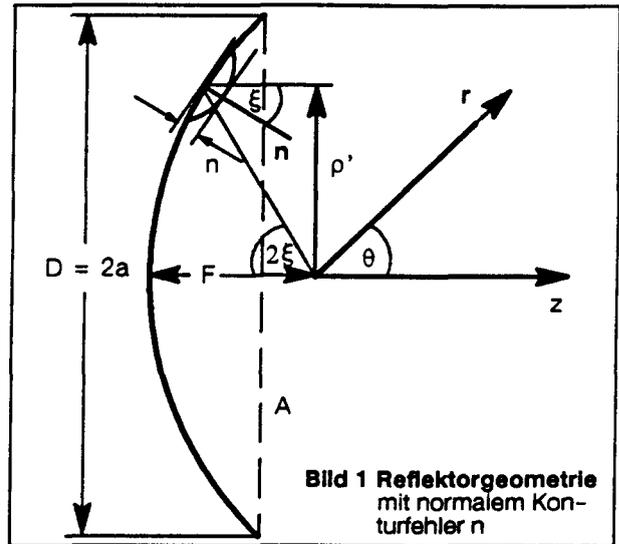
1.1 Phasenfehler

Die Geometrie eines rotationssymmetrischen parabol förmigen Reflektors wird in Bild 1 gezeigt. Der Antennendurchmesser sei $D = 2a$ und die Brennweite F . Nach [5] lassen sich Fehler der Oberflächenkontur als Phasenfehler in der Apertur des Reflektors beschreiben. Wenn man die Abweichung von der Sollkontur (best-fit Paraboloid) gemessen in Richtung der Flächennormalen n mit n bezeichnet, so erhält man für den Phasenfehler innerhalb der Aperturfläche A den Wert

$$\delta = 2 k n \cos \xi = \frac{4 \pi n}{\lambda} \cos \xi \quad (1)$$

der sich aus der Weglängenänderung ergibt [2]. Der Reflektorfehler n ist damit direkt proportional zum Phasenfehler δ der Aperturbelegung. Für flache Reflektoren mit $F/D \rightarrow \infty$ gilt $\cos \xi \rightarrow 1$. Es wird nur eine *radiale* Fehlerverteilung $\delta(\rho')$ betrachtet; also hängt δ nicht vom Umfangswinkel ϕ' ab.

Die in der Apertur auftretenden Phasenfehler bewirken i.a. eine Reduktion des Antennengewinns, sowie eine Anhebung der Nebenzipfel. Ihrer Natur nach kann man zwei Fehlerklassen unterscheiden. Statistische und periodische Fehler zeigen grundsätzlich verschiedene Auswirkungen auf das Antennenrichtdiagramm und werden in dieser Arbeit näher beschrieben.



1.2 Aperturintegral

Das Fernfelddiagramm der Antenne ist proportional zur Fouriertransformierten ihrer Aperturbelegung:

$$E(\theta) = \int_{\rho'=0}^a \int_{\phi'=0}^{2\pi} Q(\rho') e^{j \delta(\rho')} e^{j k \rho' \sin \theta \cos(\phi - \phi')} \rho' d\rho' d\phi' \quad (2)$$

Die Amplitudenbelegung innerhalb der Kreisapertur sei $Q(\rho')$ und wird im nächsten Abschnitt näher spezifiziert. Der Phasenfehler δ kann in Abhängigkeit von der Integrationsvariablen ρ' ausgedrückt werden:

$$\delta(\rho') = \frac{4 \pi n(\rho')}{\lambda} \frac{1}{\sqrt{1 + (\rho' / (2F))^2}}$$

Man kann die ϕ' -Integration in (2) noch exakt durchführen [2] und erhält mit der Normierung $x = \rho' / a$:

$$E(\theta) = 2 \pi a^2 \int_{x=\alpha}^1 Q(x) e^{j \delta(x)} J_0(x k a \sin \theta) x dx \quad (3)$$

Hierbei wurde der normierte Subreflektorradius $\alpha = a_s / a$ eingeführt, der im Bereich $0 < \alpha < 1$ variiert und eine eventuelle Aperturabschattung berücksichtigt. J_0 ist die Besselfunktion der Ordnung Null [6]. Dieses komplizierte Integral (3) kann für allgemeine Funktionen $Q(x)$ und $\delta(x)$ nicht mehr analytisch berechnet werden. Man ist auf Näherungsverfahren oder eine numerische Quadratur angewiesen. Im folgenden werden zwei spezielle Belegungsfunktionen $Q(x)$ vorgestellt, für die das Aperturintegral (3) im Falle $\delta(x) = \text{const.}$ noch analytisch exakt bestimmt werden kann.

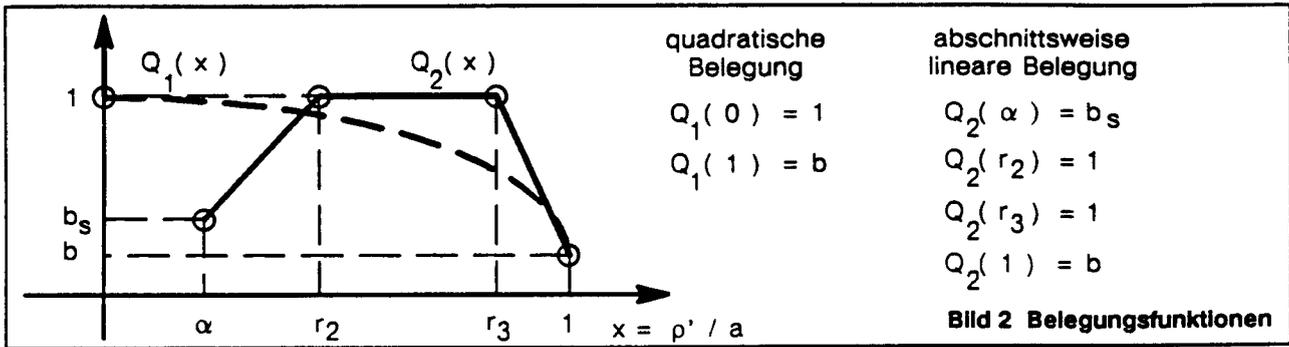
1.3 Belegungsfunktionen

In dieser Arbeit werden zwei verschiedene Belegungsfunktionen betrachtet. Einmal ist dies die quadratische Belegung (in Bild 2 gestrichelt gezeichnet):

$$Q_1(x) = b + (1 - b)(1 - x^2) \quad (4)$$

Der Randabfall (edge taper) am Hauptreflektor errechnet sich aus $ET = 20 \lg b$. Um auch am Subreflektorrand eine Taperung der Belegung zu haben, wurde zum anderen eine abschnittsweise lineare Belegung $Q_2(x)$ betrachtet. Im Bereich $\alpha \leq x \leq 1$ erhält man folgenden Funktionsverlauf:

$$Q_2(x) = \begin{cases} b_s + (x - \alpha) \frac{1 - b_s}{r_2 - \alpha} \\ 1 \\ 1 - (x - r_3) \frac{1 - b}{1 - r_3} \end{cases} \quad \text{für} \quad \begin{cases} \alpha \leq x \leq r_2 \\ r_2 \leq x \leq r_3 \\ r_3 \leq x \leq 1 \end{cases} \quad (5)$$



Die Berechnung des Aperturintegrals (3) bei $\delta = \text{const.}$ für die abschnittsweise lineare Belegung (5) führt auf die Struvefunktion [6], die mit der Besselfunktion verwandt ist.

2 Gaußverteilte Phasenfehler

Statistische Oberflächenkonturfelder von Reflektorantennen wirken sich störend auf das Richtdiagramm aus. Sie werden in dieser Arbeit als normalverteilt angenommen und durch ihren quadratischen Mittelwert (rms-Wert ϵ) sowie durch den Korrelationsradius c_r charakterisiert. Die Fehler sind nach [7] wie $\exp(-|l/c_r|^2)$ korreliert. Der Korrelationsradius bei $l=c_r$ beschreibt den kreisförmigen Bereich, an dessen Peripherie der Fehler auf 37% seines Maximalwertes abgefallen ist. Der Korrelationsradius bestimmt die Fehlerverteilung in der Apertur und gibt an, ob eher wenige großflächige Störungen (\rightarrow Reflektorbeulen) vorherrschen oder man es dagegen mit vielen kleinflächig verteilten Störungen (\rightarrow Oberflächenrauigkeiten) zu tun hat. Die Fehlerbereiche sind statistisch verteilt und voneinander unabhängig (unkorreliert). Die von der Antenne abgestrahlte Leistung hat einen kohärenten und einen von der statistischen Störung herrührenden inkohärenten Anteil [5]. Die betrachtete Gaußverteilung innerhalb eines korrelierten Bereiches habe den Mittelwert Null, weil sie auf die Ausgleichsfläche des best-fit Paraboloids bezogen ist, und die Standardabweichung σ . Die zugehörige Wahrscheinlichkeitsdichte des Phasenfehlers δ ist:

$$f(\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\delta^2}{2\sigma^2}} \quad (6)$$

Die Standardabweichung σ des Aperturphasenfehlers erhält man entsprechend Gl. (1) aus dem quadratischen Mittelwert ϵ (rms-Wert) der Oberflächendeformationen $n(\rho')$:

$$\sigma = \frac{4\pi\epsilon}{\lambda} \cos \xi \quad (7)$$

Wie man aus Gl. (7) ersieht, ist die Standardabweichung des Phasenfehlers in der Apertur nicht konstant. Der Einfluß der funktionalen Abhängigkeit $\cos \xi$ ist von der Reflektorkrümmung abhängig und wird durch das F/D Verhältnis bestimmt:

$$\cos \xi = 1 / \sqrt{1 + \left(\frac{x}{4F/D}\right)^2} \quad (8)$$

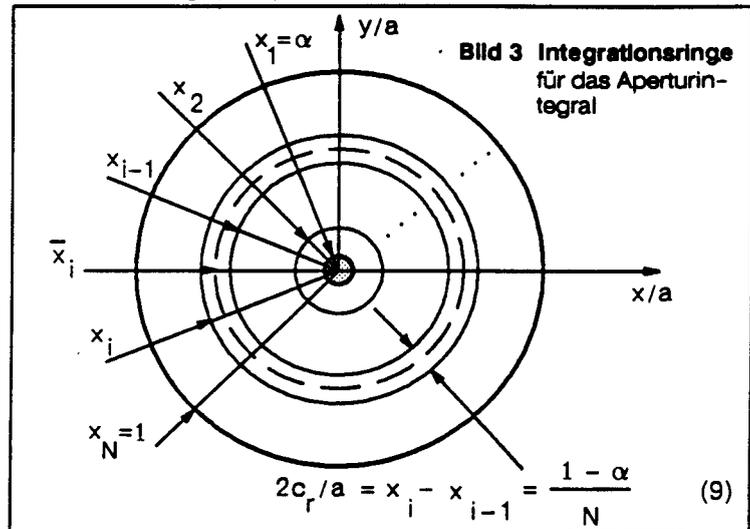
2.1 Theorie

Aufbauend auf die Arbeiten von Ruze [5] und Vu [8] hat Rahmat-Samii [2,9] ein mathematisches Modell entwickelt, mit dem man gemittelte Richtdiagramme von statistisch gestörten Reflektorantennen berechnen kann. Es kann eine ungleichförmige Fehlerverteilung über der Apertur betrachtet werden. Ebenso können getaperte Belegungsfunktionen und die Abhängigkeit von der Reflektortiefe (F/D Verhältnis) untersucht werden. Das Resultat ist als Scharmittelwert über alle wahrscheinlichen Diagramme bei gegebener Verteilungsfunktion, bestimmt durch das Parameterpaar (ϵ, c_r) , zu verstehen. Die so bestimmten Kurven haben daher eher einhüllenden Charakter und weisen als Scharmittelwert i.a. auch keine tiefen Nullstellen auf. Der Vergleich mit realen gemessenen Diagrammen ist dadurch etwas erschwert; dafür hat man aber den großen Vorteil, alle nur möglichen Reflektorstörungen, die durch das Parameterpaar (ϵ, c_r) charakterisiert sind, berücksichtigt zu haben. Man erhält dadurch mehr Informationen über die Auswirkung der Störung als wenn man nur einen speziellen Reflektor als singuläres Ereignis betrachten würde.

Weiterführende Untersuchungen wie in [10] betrachten nicht nur gemittelte Richtdiagramme, sondern die Wahrscheinlichkeit, daß im gestörten Richtdiagramm die Nebenkeulen unterhalb vorgegebener Schranken bleiben. Dieses Ergebnis ist zwar aussagekräftiger, kann aber nur mit einem äußerst aufwendigen mathematischen Verfahren gewonnen werden, was über den Rahmen dieser Arbeit hinaus geht.

In der vorliegenden Arbeit wurde das Verfahren von Rahmat-Samii in ein Rechenprogramm umgesetzt und noch um einige Elemente ergänzt. So wurden analytische Lösungen des Aperturintegrals für andere Belegungsfunktionen $Q(x)$ gefunden. Außerdem wurde die Anwendbarkeit der Methode auf Doppelreflektorantennen bei Berücksichtigung der Aperturabschattung ($\alpha > 0$) wesentlich erweitert.

Bei Kreisaperturen kann man das Aperturintegral (3) wie in Bild 3 in mehrere radiale Teilintervalle unterteilen ($i=1, \dots, N$). Man summiert dann diese Teilintegrale, von denen jedes auf einem Kreisring zu berechnen ist. Die Breite eines solchen Kreisrings entspricht nach [2] dem doppelten Korrelationsradius. Die Kreisringe müssen so klein sein, daß der Phasenfehler δ auf ihnen als konstant angenommen werden kann. Man nimmt auf jedem der N Kreisringe für δ den Wert an der Intervallmitte $x_i = (x_i + x_{i-1})/2$, den man dann vor das jeweilige Integral zieht:



$$E(\theta, \delta) = 2\pi a^2 \sum_{i=1}^N e^{j\delta(\bar{x}_i)} \int_{x_{i-1}}^{x_i} Q(x) J_0(xka \sin \theta) x dx \quad (10)$$

$x_i = \alpha + (1-\alpha)i/N$
 $x_{i-1} = \alpha + (1-\alpha)(i-1)/N$

Die verbleibenden Restintegrale, in Gl. (10) mit einem Rechteckrahmen markiert, können für die Belegungsfunktionen $Q_1(x)$ und $Q_2(x)$ aus Bild 2 analytisch exakt bestimmt werden. Damit werden numerische Quadraturen vollständig vermieden, was einerseits der Rechenzeit wie auch der Rechengenauigkeit sehr zugute kommt. Mit Hilfe der Wahrscheinlichkeitsdichte $f(\delta)$ aus Gl. (6) erhält man schließlich den Scharmittelwert $\bar{P}(\theta)$ der von der Antenne abgestrahlten Leistung $P(\theta)$:

$$\bar{P}(\theta) = \int_{-\infty}^{\infty} E(\theta, \delta) E^*(\theta, \delta) f(\delta, \sigma(\xi)) d\delta$$

Den Wert von ξ bestimmt man nach Gl. (8) an den Stellen \bar{x}_i der jeweiligen Kreisringe ($i=1, \dots, N$). Für tieferegehende Informationen zur mathematischen Methode sei auf die Ausführungen in [2] verwiesen.

2.2 Ergebnisse

Das im letzten Abschnitt vorgestellte Verfahren zur Ermittlung der Richtdiagramme von statistisch gestörten Reflektorantennen wurde in ein FORTRAN-Rechenprogramm umgesetzt, mit dem umfangreiche Simulationsläufe durchgeführt wurden. Der Einfluß von rms-Wert ϵ und Korrelationsradius c_r auf den Antennengewinn und das Abklingverhalten der Nebenkeulen wurde am Beispiel der 15m Antenne der Erdefunkstelle Hameln I untersucht. Bei einer Frequenz von 11.4 GHz (entsprechend einer Wellenlänge von $\lambda=2.63$ cm) ergeben sich die in Tabelle 1 angegebenen Geometrieparameter.

Aus dem F/D Verhältnis erhält man mit Gl. (8) für $x=1$ den halben Reflektoröffnungswinkel der Hameln-Antenne $2\xi_{\text{Rand}}=76^\circ$ (siehe Bild 1).

D / λ	F / D	α
570.0	0.32	0.1267

Tabelle 1
15 m Antenne
Hameln I

2.2.1 Antennengewinn

Der Gewinn einer Antenne ist die Leistungsdichte, die in Hauptstrahlungsrichtung gesendet bzw. empfangen wird, bezogen auf die Leistungsdichte des isotropen Strahlers. Meist gilt bei Wahl eines geeigneten Koordinatensystems $G=P(\theta=0^\circ)$. Der Gewinn wird i.a. im logarithmischen Maßstab ausgedrückt $G=10\lg(P(\theta=0^\circ))$ dB. Bei Vernachlässigung von Depolarisations- und Überstrahlungseffekten sowie Zuleitungsverlusten ergibt sich nach [11] der unlogarithmierte Antennengewinn zu:

$$G = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 e^{-\left(4\pi\kappa\epsilon/\lambda\right)^2} 2 \left| \int_{x=\alpha}^1 Q(x) x dx \right|^2 / \int_{x=\alpha}^1 |Q(x)|^2 x dx \quad (11)$$

Ist $Q(x)$ reell, was bei der hier vorliegenden Amplitudenbelegung der Fall ist, so können die Betragstriche weggelassen werden. Nach [12] ist κ ein Korrekturfaktor der die Krümmung des Hauptreflektorparaboloids berücksichtigt:

$$\kappa = \frac{4F}{D} \sqrt{\ln \left(1 + \left(\frac{D}{4F} \right)^2 \right)}$$

Der mögliche Wertebereich von κ ist $0 < \kappa < 1$. Bei sehr flachen Reflektoren mit $F/D \rightarrow \infty$ erreicht κ den Grenzwert 1. Der Korrekturfaktor κ hängt, wie in [2] gezeigt wird, noch schwach vom rms-Wert ϵ des Konturfehlers ab, aber man findet keine Abhängigkeit vom Korrelationsradius c_r der Störung. Der funktionale Zusammenhang $\kappa(\epsilon)$ ist nicht formelmäßig zu beschreiben; in [2] findet man ein Kurvendiagramm. Ferner gibt es eine ebenfalls schwache Abhängigkeit des Korrekturfaktors von der Belegungsfunktion, also $\kappa(Q(x))$. Mit steigender Frequenz nimmt nach Gl. (11) der Antennengewinn zunächst quadratisch zu ($\sim 1/\lambda^2$), bevor der exponentielle Toleranzeffekt zum Tragen kommt und eine schnelle Gewinnverschlechterung eintritt. Den maximalen Gewinn G_{\max} erreicht man nach [5] aus $dG/d\lambda=0$ bei einer Betriebswellenlänge der Reflektorantenne von $\lambda=4\pi\kappa\epsilon$ und bei homogener Belegung:

$$G_{\max}(\epsilon > 0) = \frac{1}{43.5} \left(\frac{D}{\kappa \epsilon} \right)^2$$

Dieser Maximalgewinn hängt im wesentlichen nur von der erreichbaren Fertigungspräzision (D/ϵ) ab.

2.2.2 Richtdiagramme

Die Rauigkeit der Reflektoroberfläche bewirkt eine Gewinnminderung und eine Nebenkeulenerhöhung. Im Vergleich zum wesentlich größeren Hauptreflektor kann der Subreflektor mit genauerer Oberflächenkontur hergestellt werden. Seine statistischen Oberflächenfehler bewirken eine diffuse Streuung im Weitwinkelbereich, die den spillover-Anteil erhöhen, den Vorwärtsbereich aber im wesentlichen nur durch die Gewinnminderung beeinflussen. Die Konturfehler des Subreflektors sollen deshalb im weiteren vernachlässigt werden.

Im folgenden werden nun einige ausgewählte Diagrammsimulationen anhand des Beispiels der Antenne Hameln I gezeigt. Als Belegungsfunktion wurde $Q_2(x)$ nach Bild 2 mit den Parametern $r_2=0.375$, $r_3=0.9$, $b_s=0.46$ und $b=0.05$ entsprechend einem Randabfall von $ET_s=-6.7$ dB und $ET=-26$ dB an Sub- bzw. Hauptreflektor gewählt, was der tatsächlichen Belegung der Hameln-Antenne näherungsweise entspricht. Pro Bild werden jeweils drei Kurven dargestellt. Mit den niedrigsten Nebenkeulen findet man das Richtdiagramm der Antenne ohne Reflektorkonturfehler; darüber ist strich-punktiert gezeichnet dasjenige der gestörten Konfiguration. Schließlich zeigt die CCIR-Einhüllende $h(\theta)$, ob die gewünschte Nebenzipfelspezifikation eingehalten wird; auch wird so das Abklingen der Nebenkeulen für den Betrachter optisch besser erkennbar.

$$\begin{aligned} h(\theta) &= 29 - 25 \lg \theta \text{ dBi} & 1^\circ < \theta \leq 20^\circ \\ h(\theta) &= 32 - 25 \lg \theta \text{ dBi} & 20^\circ < \theta \leq 48^\circ \\ h(\theta) &= -10 \text{ dBi} & 48^\circ < \theta \end{aligned} \quad (12)$$

Zunächst wird untersucht, wie bei Vergrößerung des rms-Wertes der gaußförmigen Störung der Gewinnverlust und die Nebenkeulenverformung zunehmen. Es wird im logarithmischen Maßstab in den Bildern 4a - 4c eine Serie von drei Diagrammsimulationen für die geometrischen Verhältnisse der Antenne Hameln I (siehe Tabelle 1) mit einem auf die Wellenlänge ($\lambda = 2.63$ cm) normierten rms-Wert von $\epsilon / \lambda = 0.01, 0.02, 0.05$, entsprechend 0.263 mm, 0.526 mm und 1.315 mm, vorgestellt. Die Kurven wurden in einem Winkelbereich von $0^\circ < \theta < 12^\circ$ mit einem θ -Inkrement von 0.01° berechnet. Der Korrelationsradius der Störung wurde willkürlich zu $c_r=5.926 \lambda$ gewählt. Mit Hilfe von Gl. (9) erhält man dann $N=21$ konzentrische Kreisringe für die Reflektoraufteilung im mathematischen Modell nach Bild 3. Die strich-punktierten Kurven, die das Diagramm des gestörten Reflektors wiedergeben, zeigen periodische Einzüge bei den Winkeln θ_n , die vom Korrelationsradius der Störung abhängen:

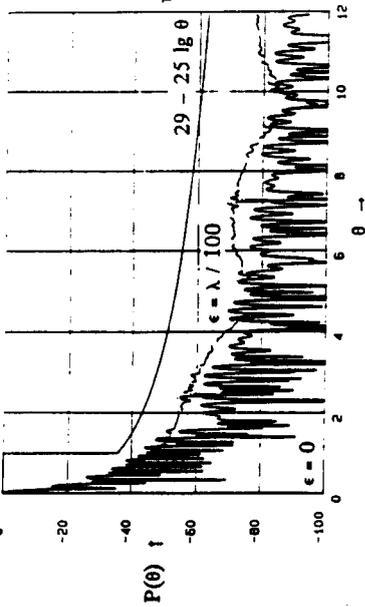
$$\sin \theta_n = \frac{n \lambda}{2 c_r} \quad , \quad \text{für } n=1,2,3,\dots \quad (13)$$

Der Nenner $2c_r$ in Gl. (13) bezeichnet dabei die Breite eines Kreisrings. Im hier vorliegenden Fall gilt z.B. $\theta_1=4.84^\circ$ und $\theta_2=9.68^\circ$. Im Bereich der Nebenmaxima findet man auf den Kurven einen schnell oszillierenden Beitrag mit tiefem Einbruch von 10-20 dB. Ob es sich hierbei um einen realen Effekt oder um einen numerischen Beitrag, der evtl. von der Kreisringmodellierung des Algorithmus herrührt, handelt, konnte noch nicht geklärt werden. Im letzten Diagramm mit der Störung $\epsilon=\lambda/20$ ist bereits die CCIR-Nebenzipfelspezifikation verletzt und zwar um $x_{\min}=4.10$ dB im Winkelbereich zwischen 2° und 3° . Der Gewinnverlust steigt bei den drei gezeigten Diagrammen von 0.05 dB über 0.21 dB bis 1.26 dB an, entspre-

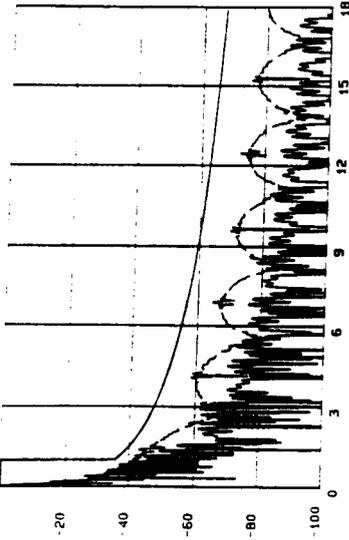
Statistischer Konturfehler (ϵ , c_r)

$N=21$ Integrationsringe $\rightarrow c_r = 5.9 \lambda$

$\eta (\epsilon = 0) = 92 \%$ für Belegung $Q_2(x)$



$\eta (\epsilon = \lambda / 50) = 88 \%$



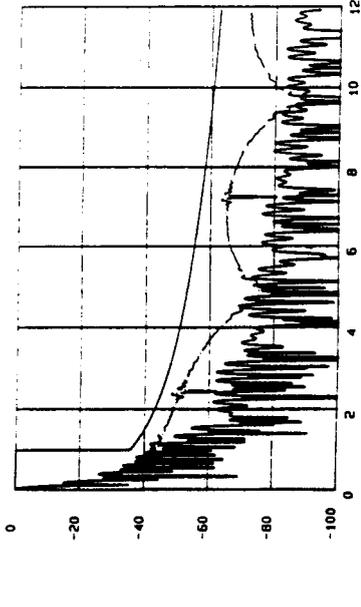
Korrelationsradius

\downarrow
 $N=12$ Integrationsringe
 $\rightarrow c_r = 10.4 \lambda$

Bild 5a

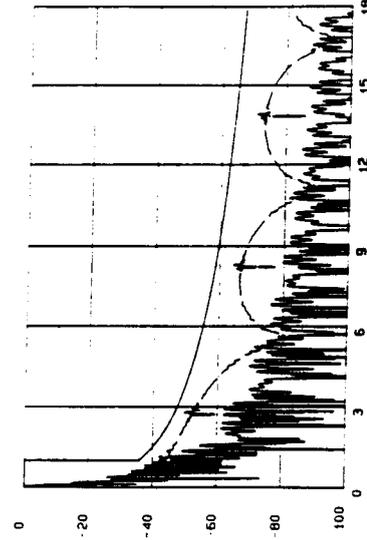
rms - Wert

\downarrow
 $\eta (\epsilon = \lambda / 100) = 91 \%$
 $\lambda / 100 = 0.26 \text{ mm}$



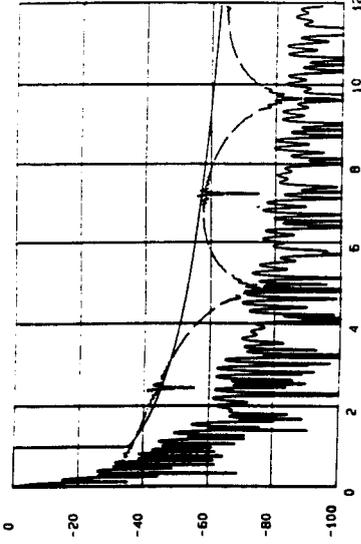
$\eta (\epsilon = \lambda / 50) = 88 \%$
 $\lambda / 50 = 0.52 \text{ mm}$

Bild 4a



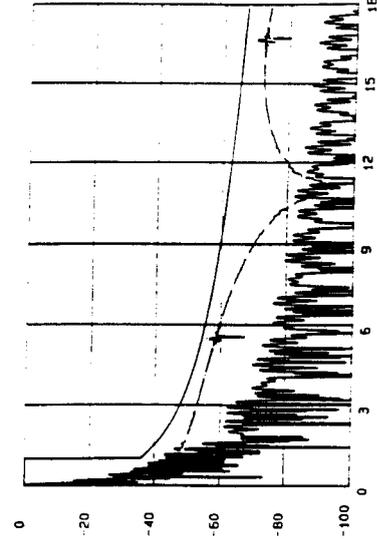
$N=24$ Integrationsringe
 $\rightarrow c_r = 5.2 \lambda$

Bild 5b



$\eta (\epsilon = \lambda / 20) = 69 \%$
 $\lambda / 20 = 1.3 \text{ mm}$

Bild 4c



$N=48$ Integrationsringe
 $\rightarrow c_r = 2.6 \lambda$

Bild 5c

chend einem Antennenwirkungsgrad von $\eta=91\%$, 88% bzw. 69% . Die näherungsweise Abschätzung mit Hilfe von Gl. (11) liefert die Werte 0.05 dB , 0.21 dB und 1.34 dB und erweist sich beim Vergleich mit den exakt berechneten Werten als brauchbar.

Die folgenden drei Diagramme (siehe Bilder 5a – 5c) zeigen den Einfluß des Korrelationsradius c_r der rms-Störung auf die Form der resultierenden Diagramme. Es wurde immer ein rms-Wert von $\epsilon=\lambda/50$ angenommen. Die Diagramme sind im Winkelbereich von $0^\circ < \theta < 18^\circ$ dargestellt. Ganz deutlich wird die Abhängigkeit der periodischen Diagrammeinzüge vom Korrelationsradius c_r (siehe Gl. (13)). Für sehr große Korrelationsradien (im Grenzfall $2c_r \rightarrow (1-\alpha)a$, wo nach Gl. (9) nur ein einziger Kreisring $N=1$ existiert) hat das gestörte Diagramm die gleiche Nullstellenverteilung wie das bei fehlerfreiem Reflektor. Für sehr kleine Werte von c_r hat man eine raue Reflektoroberfläche und eine diffuse Streuung in sehr breite Winkelbereiche, wie auch in [13] bemerkt wird. Hingegen bewirken großflächig verteilte Fehler eine gerichtete Störung im inneren Diagrammbereich. Die Annäherung an die CCIR-Nebenzipfelhüllkurve nimmt bei kleiner werdendem Korrelationsradius zu, wobei stets der gleiche rms-Wert ϵ vorausgesetzt wurde. Der Gewinnverlust beträgt immer etwa 0.2 dB und hängt somit kaum vom Korrelationsradius ab.

3 Systematische Phasenfehler

Systematische Oberflächenfehler bei Reflektorantennen können einerseits durch Windlast, thermische und gravitative Einflüsse sowie durch konstruktions- oder fertigungsbedingte Reflektoreigenschaften verursacht werden. Großräumig verteilte Fehler beeinflussen in erster Linie den Antennengewinn und den innersten Diagrammbereich um die ersten Nebenzipfel. Fertigungsbedingte periodische Fehler, die z.B. durch eine Paneelsegmentierung oder Schablonenbauweise des Reflektors entstehen können, sind i.a. wesentlich störender, da sie durch konstruktive Interferenz der periodischen Störbeiträge zu erheblichen Nebenzipfelerhöhungen führen können.

3.1 Theorie periodischer Fehler

3.1.1 Periodeneinfluß

Es können 4 verschiedene Funktionen für die periodische Oberflächenstörung von Reflektorantennen untersucht werden (\sin , \cos , $|\sin|$, \sin^2). Für die geometrischen Daten einer 3.4 m offset-Antenne bei 12.5 GHz ($\lambda=24\text{ mm}$) wird in Bild 6a ein berechnetes Diagramm mit der Belegungsfunktion $Q_1(x)$ nach

Gl. (4) bei einem Randabfall von -17 dB ($\rightarrow b=0.14$) vorgestellt. Der angenommene Fehlerverlauf (mit einer Fehleramplitude von $\gamma=\lambda/50=0.48\text{ mm}$) ist:

$$n(x) = \gamma \cos (q \pi x) .$$

D / λ	F / D	α
141.6	0.3779	0.

Tabelle 2
elliptische
offset-Antenne

Dabei wird im Beispiel der Parameter q , der die Periode der Störung bestimmt, mit 10 angenommen. Man findet daraus eine Fehlerperiode von $L=340\text{ mm}$. Innerhalb des Antennendurchmessers von 3400 mm sind daher 10 Fehlerperioden enthalten. Ähnlich zur Beugung an einem Strichgitter kann man eine konstruktive Interferenz der periodischen Fehlerbeiträge in bestimmten Raumrichtungen feststellen. Immer bei den Winkeln θ_n mit

$$\sin \theta_n = \frac{n \lambda}{L} < 1 \quad \text{mit } n = 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

gibt es signifikante Erhöhungen der Diagrammnebenkeulen [3]. Hier geschieht dies bei den Winkeln $\theta_1=4.05^\circ$, $\theta_2=8.1^\circ$, $\theta_3=12.2^\circ$ und $\theta_4=16.4^\circ$. Der Winkel $\theta_0=0^\circ$ bezeichnet die Richtung der Hauptkeule. Es tritt hier ein moderater Gewinnverlust auf. Oft tritt der Fehler als Doppelkeule im Bereich der angegebenen Winkel auf. In [3] wurden ebenfalls periodische Reflektorstörungen, allerdings mit einem anderen Rechenverfahren, betrachtet. Auch dort konnte so wie hier die Ausprägung der Diagrammstörung als Doppelkeule beobachtet werden. Schließlich wurde zusätzlich noch der Störterm selbst berechnet, der sich aus der phasenrichtigen Differenz der unlogarithmierten Feldstärken von gestörtem und ungestörtem Diagramm ergibt. Man sieht in Bild 6b einerseits deutlich den dominierenden Störeinfluß bei den angegebenen Winkeln θ_n , aber andererseits auch einen sehr starken Abfall der periodischen Störung mit zunehmendem Winkel θ . Bei dem Winkel $\theta_3=12.2^\circ$ ist eine spezifische Störüberhöhung kaum noch auszumachen. Man schließt daraus, daß periodische Oberflächenfehler nur in wenigen Winkelbereichen (2–3) eine Diagrammstörung verursachen, dort aber im Gegensatz zu statistischen Reflektorfehlern wesentlich stärkere Amplitude erreichen können.

4 Modellierung der 3.4 m offset-Antenne

An gemessenen Richtdiagrammen [1] einer offset-Antenne mit elliptischer Apertur (siehe Bild 7) und einer großen Achse von 3.4 m (bei einem Achsverhältnis von 2:1) wurden im x-z-Diagrammschnitt (Azimut) für $\lambda=24\text{ mm}$ ($f=12.5\text{ GHz}$) bei Winkeln von etwa 3° und 8° signifikante Nebenkeulenerhöhungen festgestellt. Im restlichen Diagrammbereich benahm sich das Richtdiagramm wie erwartet; die CCIR-Grenzkurve $h(\theta)$ nach Gl. (12) konnte außer in den genannten Problembereichen gut eingehalten werden. Aufgrund der vorherigen Untersuchungen liegt es nahe, hier einen systematischen periodischen Oberflä-

$$n(x) = 0.48 \text{ mm} \cos(10\pi x)$$

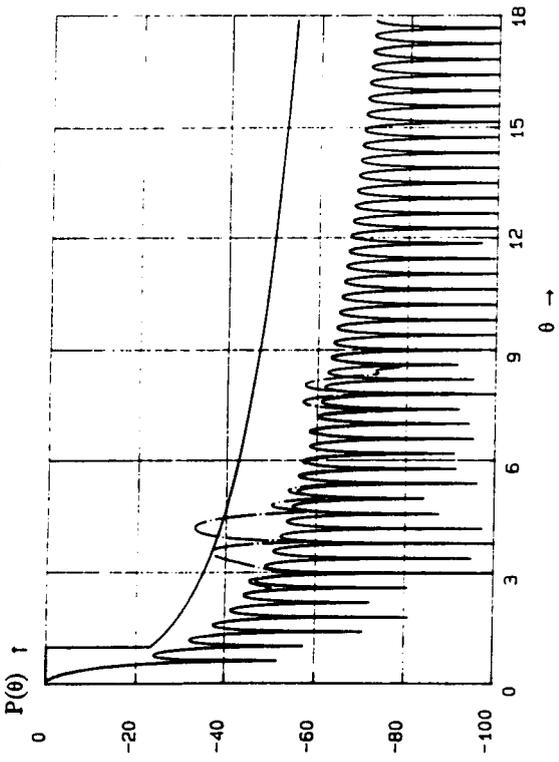


Bild 6a

$$\text{Periodischer Konturfehler } (\gamma, L)$$

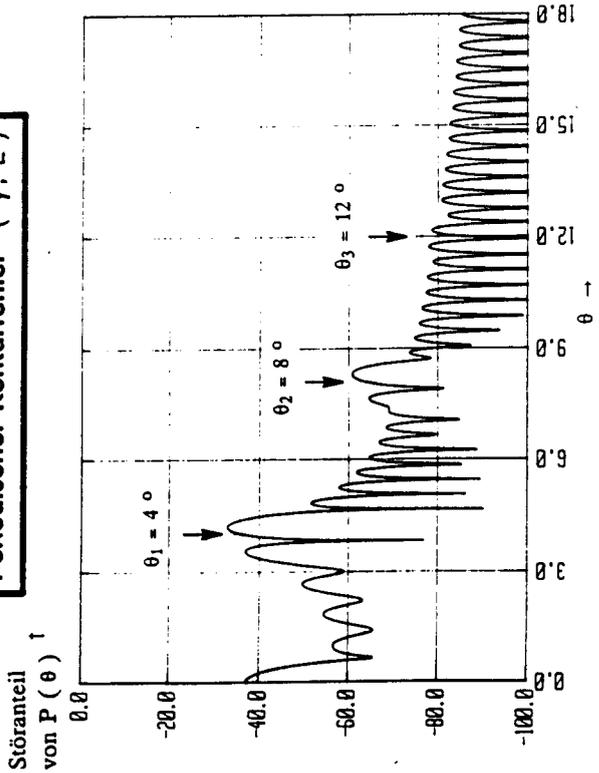


Bild 6b

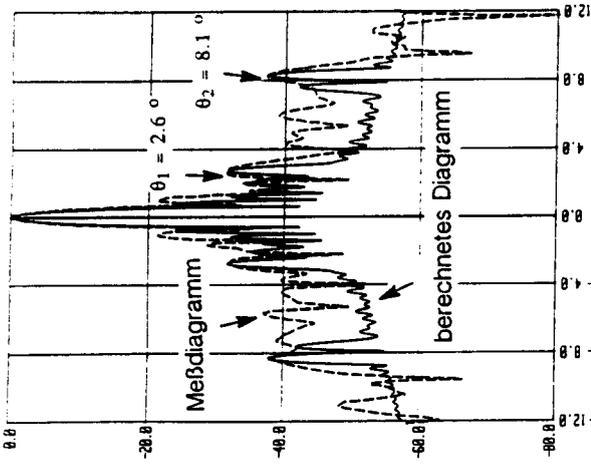


Bild 9a

Diagrammvergleich offset-Antenne

Nebenkeulenanhebung offset-Antenne

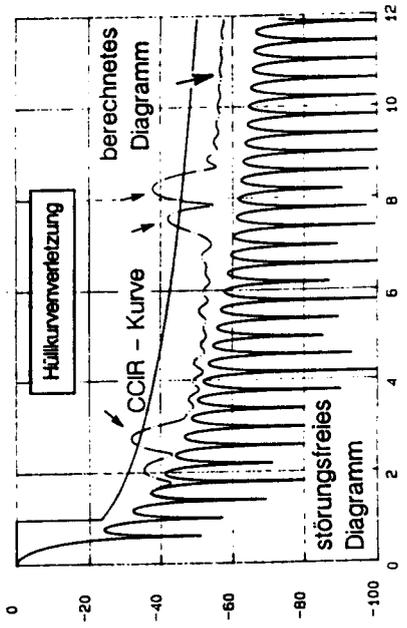
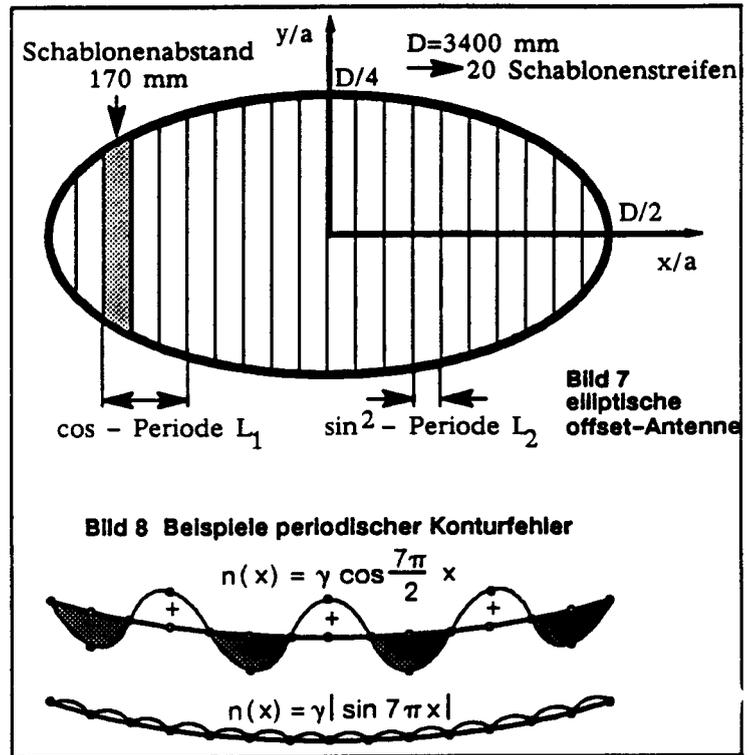


Bild 9b

chenfehler entlang der großen Reflektorachse in x-Richtung (Azimutdiagramm) zu vermuten, da die gemessenen Diagramme in der y-z-Ebene (Elevation) ungestört waren.

Die Annahme eines periodischen Oberflächenfehlers läßt sich auch aus dem Herstellungsprozeß des Reflektors erklären, denn die Kontur wurde in gleichmäßigen Abständen durch Schablonen parallel zur y-Achse modelliert. Der Schablonenabstand betrug 170 mm. Als Berechnungsmodell für den elliptischen Reflektor wurde wiederum die Kreisringpaneelierung wie in Bild 3 gewählt. Aus Symmetriegründen kann dadurch das Richtdiagramm nur entlang der Hauptschnitte der Ellipse berechnet werden. Es wurden ausgewählte periodische Oberflächenfehler des Hauptreflektors, wie beispielhaft in Bild 8 gezeigt, betrachtet. Beim Vergleich mit der in Bild 9a gestrichelten Meßkurve [1] zeigte sich die beste Übereinstimmung, wenn zwei periodische Oberflächenfehler überlagert werden; ein cos-förmiger Fehler mit der Periode $L_1=531$ mm und ein \sin^2 Fehler mit der Periode $L_2=170$ mm. Die Fehlerperioden ergeben sich konstruktiv aus dem ca. dreifachen bzw. dem einfachen Schablonenabstand bei der Reflektorherstellung.

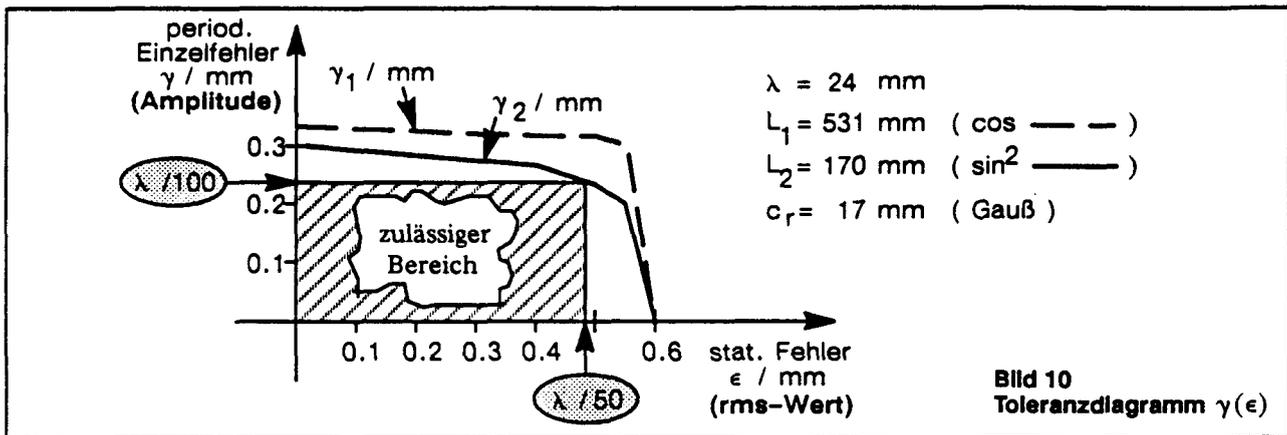


$$\begin{array}{lll}
 n_1(x) = \gamma_1 \cos 6.4 \pi x ; & \gamma_1 = \lambda / 57 = 0.42 \text{ mm} ; & L_1 = 531 \text{ mm} \\
 n_2(x) = \gamma_2 \sin^2 10 \pi x ; & \gamma_2 = \lambda / 30 = 0.8 \text{ mm} ; & L_2 = 170 \text{ mm} \\
 n_3(x) \text{ gaußverteilt} ; & \epsilon = \lambda / 100 = 0.24 \text{ mm} ; & c_r = 0.71 \lambda = 17 \text{ mm}.
 \end{array}$$

Ergänzend sind in Bild 9b auch noch die berechneten Kurven für ungestörten und gestörten Reflektor wiedergegeben. Man erkennt deutlich den Einfluß der Störung ab dem dritten Nebenzipfel und die Problembereiche, in denen die CCIR-Einhüllende verletzt wird. Nach Gl. (14) mit $n=1$ führt die Reflektordeformation n_1 zu einer dominanten Diagrammstörung beim Winkel $\theta_1=2.6^\circ$ und die Störung n_2 zu einem Störwinkel von $\theta_2=8.1^\circ$. Man erkennt deutlich die Korrespondenz der dominierenden Störkeulen von gemessenem (----) und gerechnetem (—) Diagramm. Wie man aus dem Ort der Störkeulen auf die Frequenz der Störung schließen kann, so bestimmt man aus der Höhe der Störkeulen die Fehleramplituden. Die verbleibenden Abweichungen beider Kurven könnten dadurch erklärt werden, daß sich Periode und Amplitude des systematischen Fehlers beim realen Reflektor über der Apertur wahrscheinlich ändern.

5 Fertigungsgrenzwerte

Am Beispiel der geometrischen Daten der offset-Antenne (siehe Tabelle 2) mit der Belegungsfunktion $Q_1(x)$ bei einem Randabfall von -17 dB wurden jeweils zwei Störgrößen überlagert. Neben einem statistischen Oberflächenfehler mit dem Korrelationsradius $c_r=17$ mm wurde ein periodischer Oberflächenfehler angenommen. Zunächst wurde ein cos-Fehler mit der Periode $L_1=531$ mm sowie der Amplitude γ_1 und danach ein \sin^2 -Fehler mit der Periode $L_2=170$ mm sowie der Amplitude γ_2 dem statistischen Fehler mit dessen rms-Wert von ϵ überlagert. Der Nebenzipfelanstieg, verursacht durch die Kombination aus beiden Störgrößen, sollte nun gerade so hoch sein, daß das Richtdiagramm die CCIR-Kurve $h(\theta)$ nach Gl. (12) von unten berührt. Es wurden also Wertepaare von Amplitude und rms-Wert ($\gamma_{1,2}; \epsilon$) gesucht, für die gerade noch die CCIR-Forderung eingehalten wird. Im Bild 10 sind diese beiden Grenzkurven für die Fehlerkombinationen (γ_1, ϵ) und (γ_2, ϵ) dargestellt. Für alle Wertepaare unterhalb der Kurven sind die Nebenkeulen noch ausreichend klein, während sie sonst die Spezifikation verletzen. Wie man sieht, ist die Lage der Grenzkurve schwach von der Fehlerperiode L und der Wellenform der periodischen Störung abhängig. Das Diagramm gilt für eine Betriebsfrequenz von 12.5 GHz bzw. $\lambda=24$ mm, kann aber leicht umskaliert werden. Aus Bild 10 kann man ablesen, wie groß die Amplitude des periodischen Fehlers bei einem vorgegebenen Rauigkeits-rms gerade noch werden darf.



Normiert man die Achswerte von Bild 10 auf die Wellenlänge $\lambda=24\text{mm}$, so kann man folgende etwas vereinfachte Aussagen machen:

$$\begin{aligned} \text{Amplitude der periodischen Reflektorstörung } \gamma &< \lambda / 100 \\ \text{rms-Wert der statistischen Gaußstörung } \epsilon &< \lambda / 50 \end{aligned} \quad (15)$$

Der zulässige Bereich wurde in Bild 10 durch ein schraffiertes Rechteck gekennzeichnet. Diese Aussagen wurden am Beispiel der 3.4 m offset-Antenne gewonnen. Die speziell gewählten geometrischen Parameter, die Belegungsfunktion sowie der Korrelationsradius der statistischen Störung nehmen zwar Einfluß auf die Ergebnisse von Gl. (15); es wird aber nicht erwartet, daß sich die zulässigen Grenzwerte wesentlich verändern können. Eine andere Untersuchung [4] ist überdies zu ähnlichen Ergebnissen gelangt.

6 Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein mathematisches Verfahren entwickelt, um das Fernfeldrichtdiagramm von Doppelreflektorantennen zu berechnen. Für den Hauptreflektor können statistisch verteilte und auch periodische Oberflächenkonturfelder berücksichtigt werden. Die Erkenntnisse der Untersuchungen bilden den Ausgangspunkt für weitergehende Aussagen zu notwendigen Reflektorkonturgenauigkeiten in der Fertigung. Es können Grenzwerte angegeben werden, bei deren Unterschreitung die Einhaltung der CCIR-Nebenzipfelempfehlung sichergestellt wird. Da in der Fertigung nur der Gesamteffektivwert, der sich aus der Überlagerung statistischer und periodischer Fehler zusammensetzt, überprüft werden kann, muß zur Kontrolle der angegebenen Grenzwerte speziell für die periodischen Oberflächenfehler eine aufwendige Vermessung der Reflektoroberfläche mit dichten Punktgitter und nachfolgender Raumfrequenzanalyse erfolgen. Die Dichte des Meßgitters muß dabei so gewählt werden, daß zwischen den Meßpunkten keine nennenswerte Oszillation der Oberfläche mehr auftreten kann. Noch besser ist es natürlich, den konstruktiven Aufbau und den Fertigungsprozeß des Reflektors so zu gestalten, daß erst gar kein periodischer Oberflächenfehler entstehen kann, oder darauf zu achten, daß er sich nur in unkritischen Richtungen des räumlichen Strahlungsdiagramms auswirkt [4].

7 Schrifttum

- [1] Härtinger, E./ Schindler, G.: *Aufbau und Untersuchung einer mobilen seitlich gespeisten Satellitenantenne mit elliptischem Strahlquerschnitt im Frequenzbereich von 11/14 GHz*. ITG-Fachbericht 111: Antennen, VDE Verlag, (1990) 85-89.
- [2] Rahmat-Samii, Yahia: *An Efficient Computational Method for Characterizing the Effects of Random Surface Errors on the Average Power Pattern of Reflectors*. IEEE-AP, 31 (1983) 92-98.
- [3] Rahmat-Samii, Yahia: *Effects of Deterministic Surface Distortions on Reflector Antenna Performance*. Antennas de Telecommunication, 40 (1985) 350-360.
- [4] Kühne, H.-D./ Ansorge, H.: *Überlegungen zum Einsatz kostengünstiger Fertigungsverfahren für die Realisierung einer 20/30 GHz Reflektorantenne mit hohen Anforderungen an die elektrischen Eigenschaften*. ITG-Fachbericht 111: Antennen, VDE Verlag, (1990) 97-101.
- [5] Ruze, J.: *Antenna Tolerance Theory - A Review*. Proc. IEEE, 54 (1966) 633-640.
- [6] Spanier, J./ Oldham, K.B.: *An Atlas of Functions*. Hemisphere Publ. Corp., Washington: 1987.
- [7] Rusch, W.V.T.: *The Current State of the Reflector Antenna Art*. IEEE-AP, 32 (1984) 313-329.
- [8] Vu, T.B.: *Influence of correlation interval and illumination taper in antenna tolerance theory*. Proc. IEE, 116 (1969) 195-202.
- [9] Lo, Y.T./ Lee, S.W.: *Antenna Handbook*. Van Nostrand Reinhold Comp., New York: 1988.
- [10] Ling, H./ Lo, Y.T./ Rahmat-Samii, Y.: *Reflector Sidelobe Degradation Due to Random Surface Errors*. IEEE-AP, 34 (1986) 164-172.
- [11] Johnson, R.C./ Jasik, H.: *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill Book Comp., New York: 1984.
- [12] Rusch, W.V.T./ Wohlleben, R.: *Surface Tolerance Loss for Dual-Reflector Antennas*. IEEE-AP, 30 (1982) 784-785.
- [13] Lindley, A.: *Analysis of Distorted Reflector Antennas*. Int. Conf. Ant. Prop. ICAP-89, Proceedings, 1989) 32-34.