

**Die Ausmessung
großer Parabolspiegel im Mikrowellenbereich
mit radioastronomischen Mitteln**

Von P.-G. Mezger

SONDERDRUCK aus TELEFUNKEN-ZEITUNG

JAHRGANG 32 · (JUNI 1959) · HEFT 124

Die Ausmessung großer Parabolspiegel im Mikrowellenbereich mit radioastronomischen Mitteln

Von P.-G. Mezger

Mitteilung der Universitäts-Sternwarte Bonn, Abteilung Radioastronomie

Die Absoluteichung der Antenne eines Radioteleskops — oder was dasselbe bedeutet, die Bestimmung ihres Gesamtgewinns — bildet die Basis für alle quantitativen radioastronomischen Messungen. Im Bereich niederer Frequenzen werden heute die wesentlichen Fortschritte in der Radioastronomie mit Interferometern erzielt, deren Absoluteichung ein spezielles Problem darstellt. Im Mikrowellenbereich dagegen werden fast ausschließlich große Parabolspiegelantennen verwendet, deren Gewinn sich mit den üblichen Meßmethoden nicht mehr mit den für die Radioastronomie geforderten Genauigkeiten bestimmen läßt. Bei der Ausmessung der Leistungscharakteristik und der genauen Gewinnbestimmung großer Parabolspiegel mit den konventionellen Meßmethoden treten folgende Schwierigkeiten auf:

1. Der Hilfssender zur Ausmessung der Antennencharakteristik muß sich im Fernfeld der Antenne befinden; als Fernfeldbedingung gibt *Silver* [1] die Entfernung $2 D^2/\lambda$ an, wo D der Spiegeldurchmesser und λ die Wellenlänge ist. Bei einem 25-m-Spiegel würde damit das Fernfeld für $\lambda = 20$ cm in einer Entfernung von 6,25 km, für $\lambda = 10$ cm in einer Entfernung von 12,5 km beginnen. Abgesehen von den geographischen Schwierigkeiten, die der Aufstellung eines Hilfssenders in dieser Entfernung oftmals entgegenstehen, zeigen *Cheng* und *Moseley* [2], daß selbst in dieser Entfernung für eine 25-m-Antenne mit $f/D = 0,3$ eine axiale Defokussierung des Erregers um $0,07 \lambda$ zur Erreichung wirklicher Fernfeldbedingungen notwendig ist.

2. Um den Gewinn scharf bündelnder Parabolspiegelantennen durch numerische Integration der gemessenen Antennencharakteristik genau berechnen zu können, müßten die Nebenkeulen der Antenne bis zu sehr hohen Nebenzipfeldämpfungen meßtechnisch erfaßt werden. Abgesehen von dem rechnerischen Aufwand, den diese Methode wegen der erforderlichen numerischen Integration über zwei Variable verlangt, wird die Ausmessung der Nebenzipfel mit Dämpfungen > 50 dB erfahrungsgemäß durch die an Hindernissen im Gelände reflektierte Strahlung des Hilfssenders erheblich gestört oder ganz unmöglich gemacht.

Die Schwierigkeiten und Fehler, die bei einer numerischen Integration der gemessenen Antennencharakteristik auftreten, wurden von *Koch* [3] eingehend diskutiert. *Cheng* und *Moseley* [2] berechneten die axiale Defokussierung des Erregers, die bei einem gegebenen Abstand des Hilfssenders von der Antenne notwendig ist, um annähernd Fernfeldbedingungen für die Messungen zu erreichen. Allerdings weisen die Autoren darauf hin, daß mit dieser Methode der axialen Defokussierung nur der wichtigste Teil der Hauptkeule annähernd richtig wiedergegeben wird. *Großkopf* und *Mitarbeiter* [4] benutzten die quantitative Messung der Rückstreuung an einem Objekt mit streng berechenbarem Streuquerschnitt zur Gewinnbestimmung der Sendempfangsantenne. Parasitäre Streuungen können bei diesem Verfahren mindestens teilweise kompensiert werden, doch muß die Fernfeldbedingung sicher auch bei dieser Meßmethode eingehalten werden. Bei den sich daraus ergebenden Entfernungen wird man fallweise prüfen müssen, ob die Kompensation mit ausreichender Genauigkeit durchgeführt werden kann.

Für die Radioastronomie lag die Idee nahe, die durch die Fernfeldbedingungen auftretenden Schwierigkeiten in der Ausmessung der Antennencharakteristik durch die Verwendung punktförmiger Radioquellen zu umgehen. Die Strahlung der zur Ausmessung großer Radioteleskope am häufigsten verwendeten Radioquelle, Cas A, ist unpolarisiert, zeitlich konstant und der Öffnungswinkel der Radioquelle ($\approx 3,8'$) ist klein gegen den Öffnungswinkel der meisten Mikrowellenantennen. Aus Durchlaufregistrierungen dieser Radioquelle können folgende Eigenschaften der Antenne bestimmt werden:

1. Die exakte Form der Hauptkeule,
2. Ein eventuelles „Schielen“ der Antenne,
3. Die geeignete Justierung des Erregers zur Erzielung eines optimalen Antennengewinns.

Zur Ausmessung der Nebenzipfel der Antenne ist die Intensität der Radioquelle Cas A zu schwach. Mit der Sonne können jedoch wesentlich größere Nebenzipfeldämpfungen — bei dem Bonner 25-m-Spiegel bei $\lambda = 21$ cm z. B. bis zu 50 dB — gemessen werden. Im allgemeinen verzichtet man jedoch in der Radioastronomie auf die genaue Ausmessung der gesamten Antennencharakteristik, und beschränkt sich auf die Bestimmung des Streufaktors β_s der Antenne, dessen numerischer Wert angibt, welcher Bruchteil der in einem isotropen Strahlungsfeld von der Antenne aufgenommenen Gesamtstrahlung aus dem Winkelbereich außerhalb

der eigentlichen Hauptkeule stammt. Mit diesem Streufaktor und der exakt bestimmten Hauptkeulencharakteristik lassen sich dann Gewinn und Wirkfläche der Antenne direkt berechnen. Die wichtigsten Antennen- und radioastronomischen Definitionen unter Verwendung des Streufaktors sind in enger Anlehnung an eine Arbeit von Seeger, van de Hulst und Westerhout [5] — in den ersten beiden Abschnitten zusammengestellt.

Die Ausmessung der Hauptkeulencharakteristik mit einer Radioquelle wird am Beispiel der 25-m-Antenne des Bonner Radioteleskops im dritten Abschnitt beschrieben. Das wesentliche Problem bei der Absoluteichung der Antenne ist jedoch die Bestimmung ihres Streufaktors. Wir haben für diese Messung die thermische Radiostrahlung des Erdbodens verwendet, eine Methode, die u. W. bisher noch nicht bekannt ist, die aber recht gute Ergebnisse bringt. Interessant ist in diesem Zusammenhang ein Versuch von Seeger [6], den Gewinn eines 7,5-m-Spiegels bei 400 MHz dadurch zu bestimmen, daß die Spiegelantenne mit einem Hornstrahler bekannten Gewinns zu einem Interferometer zusammengeschaltet wird.

In jüngster Zeit werden Antennen mit Spiegelreflektoren, wie sie bis vor kurzem nur in den größten Radioteleskopen für den Mikrowellenbereich verwendet wurden, auch für Fernwarnradar und Scatteringempfang eingesetzt. Für solche Antennen wird eine Gewinnbestimmung mit radioastronomischen Mitteln möglich. Vor allen Dingen wollen wir aber auf die im letzten Abschnitt erwähnte Möglichkeit hinweisen, eine Radioquelle wie Cas A, deren Spektrum zumindest im Dezimeter- und längerem Zentimeterwellengebiet heute auch quantitativ genau bekannt ist, als Eichnormal für den Antennengewinn zu verwenden. Eine solche Messung liefert mit verhältnismäßig geringem Arbeitsaufwand eine sehr genaue Gewinnbestimmung.

Im vorletzten Abschnitt dieses Aufsatzes vergleichen wir unsere Meßwerte mit den Werten, die sich aus mehr oder minder idealisierten Berechnungen von Antennengewinn und Antennencharakteristik ergeben.

1. Allgemeine Definitionen

Für die Absoluteichung einer Antenne ist die Kenntnis der Antennencharakteristik

$$f(\vartheta, \varphi) \text{ mit der Normierung } f(0,0) = 1 \quad (1)$$

und ihr integrierter Mittelwert über die Einheitskugel, der sogen. Antennenraumwinkel*)

$$\Omega_0 = \int f(\vartheta, \varphi) d\Omega \quad [\text{steradian}] \quad (2)$$

notwendig. Um diesen Raumwinkel in der Dimension Quadratgrad zu erhalten, muß der Wert (2) mit dem Faktor $41253/4 \pi = 3285$ multipliziert werden. Den Gewinn einer Antenne bezieht man in der Radioastronomie auf einen Kugelstrahler, also

$$G_0 = \int d\Omega / \int f(\vartheta, \varphi) d\Omega = 4\pi/\Omega_0. \quad (3)$$

Zwischen Gewinn und Antennenwirkfläche besteht der universelle Zusammenhang

$$A_0 = (\lambda^2/4\pi) G_0, \quad (4)$$

wobei $\lambda^2/4\pi$ die Wirkfläche des Kugelstrahlers ist. Ist D der Durchmesser des Parabolspiegels, dann ist seine geometrische Öffnungsfläche (Aperturfläche) $A_g = D^2 \pi/4$; als Flächenwirkungsgrad der Antenne bezeichnet man das Verhältnis

$$w = A_0/A_g. \quad (5)$$

In den folgenden Abschnitten werden die quantitativen Meßergebnisse durch Antennentemperaturen beschrieben. Rein formal kann jede Strahlungsintensität $I_\nu(\vartheta, \varphi)$ [$\text{erg} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{cm}^{-2} \cdot \text{steradian}^{-1}$] im Radiowellenbereich durch eine entsprechende Strahlungstemperatur $T_s(\vartheta, \varphi)$ ausgedrückt werden. Die Antennentemperatur T_A , die mit einem Radioteleskop mit dem Antennenraumwinkel Ω_0 beobachtet wird, ergibt sich dann aus der Strahlungstemperatur durch die Integration

$$T_A = \int T_s(\vartheta, \varphi) \cdot f(\vartheta, \varphi) d\Omega/\Omega_0. \quad (6)$$

Der Begriff der Antennentemperatur hat den Vorzug einer unmittelbar anschaulichen Bedeutung. Würde an Stelle der Antenne ein gleich großer Widerstand auf den Empfängereingang geschaltet werden, dann müßte dieser Widerstand die absolute Temperatur T_A haben, damit dem Empfänger die gleiche Eingangsleistung wie von der Antenne angeboten wird.

Die Verluste in der Antenne und in der Verbindungsleitung zwischen Erreger und Empfängereingang werden durch den Verlustfaktor L^{**} beschrieben. Die am Empfängereingang gemessene Antennentemperatur T'_A hängt mit der idealen Antennentemperatur (6) über die Beziehung

$$T'_A = L T_0 + (1 - L) T_A \quad (T_0 = \text{Temperatur der Verlustwiderstände} \approx 290^\circ\text{K}) \quad (7)$$

*) Wir werden im folgenden alle auf die Gesamtantenne bezogenen Größen durch den Index o , die auf den Hauptkeulenbereich allein bezogenen Größen durch den Index h kennzeichnen.

**) Im Gegensatz zu [5] hängt der Verlustfaktor L nach unserer Definition mit der Leistungsdämpfung der Antenne und Erregerleitung über die Beziehung: Leistung am Ausgang des Kabels/Leistung am Eingang der Antenne = $(1 - L)$ zusammen. Diese Definition ist für numerische Rechnungen zweckmäßiger.

zusammen. Bei Kenntnis des Verlustfaktors L kann also die am Empfängereingang gemessene Antennentemperatur T_A' auf die ideale Antennentemperatur reduziert werden. Die Eichung der Antennentemperatur selbst ist ein empfangertechnisches Problem, auf das wir hier nicht weiter eingehen werden. Wir weisen auf eine ausführliche Beschreibung der von uns verwendeten Eichmethodik in [7] hin. Für unpolarisierte Strahlung ergibt sich der Strahlungsfluß am Ort der Antenne aus der Antennentemperatur

$$S_p = 2 k T_A / A_o \quad [W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1}] \quad (8)$$

wo A_o = Antennenwirkfläche, k = Boltzmannsche Konstante ist.

2. Hauptkeule und Streubereich der Antenne

Aus der radioastronomischen Meßpraxis heraus haben sich im Laufe der letzten Jahre neue Begriffe und Definitionen für die Antennengrößen ergeben, die von Seeger, Westerhout und van de Hulst [5] zusammengestellt wurden. Wir haben diese Definitionen im folgenden weitgehend übernommen, und sie nur dort modifiziert, wo unsere Definitionen der Beobachtungstechnik im Mikrowellenbereich besser angepaßt sind. Am Beispiel der Absoluteichung einer 25-m-Antenne werden die Meßmethoden und Begriffe erläutert.

Da die meßtechnische und rechnerische Erfassung der gesamten Antennencharakteristik, wenn überhaupt möglich, sehr viel Aufwand erfordern würde, geht man in der Radioastronomie dazu über, die Antennencharakteristik in Hauptkeulenbereich und Streukeulenbereich zu unterteilen. Der Streubereich einer Antenne wird dann durch einen Streufaktor β_s charakterisiert, der sich physikalisch so interpretieren läßt, daß in einem isotropen Strahlungsfeld der Anteil β_s der insgesamt aufgenommenen Strahlungsleistung aus dem Streubereich, der Anteil $1 - \beta_s$ aus dem Hauptkeulenbereich der Antenne empfangen würde. Antennenraumwinkel, Gewinn und Absorptionsfläche können dann auf die Hauptkeule allein bezogen werden. Der Hauptkeulenraumwinkel ergibt sich durch Integration über den Hauptkeulenbereich, den wir noch genauer definieren werden,

$$\Omega_H = \int_{\text{Hauptkeulenbereich}} f(\vartheta, \varphi) d\Omega \quad (9)$$

Der Streufaktor wird nach [5] definiert

$$\beta_s = \frac{\int_{\text{Streubereich}} f(\vartheta, \varphi) d\Omega}{\int_{\text{Kugel}} f(\vartheta, \varphi) d\Omega} = 1 - (\Omega_H / \Omega_o) \quad (10)$$

Der Gesamtgewinn der Antenne läßt sich dann durch Hauptkeulengewinn und Streufaktor ausdrücken

$$G_o = (1 - \beta_s) G_H \quad (11)$$

In [5] wird zwischen Gewinn und „Directivity“ D der Antenne unterschieden, wobei in den Gewinn die Verluste der Antenne und der Antennenzuleitung bereits mit einbezogen sind, also $G = (1 - L) D$ ist. Diese Definition scheint uns nicht sehr zweckmäßig, da die Antennenverluste ihrer Natur nach bei der Reduktion der Antennentemperatur (7) berücksichtigt werden sollten.

Die Messungen ergeben nun, daß die Hauptkeule der meisten Parabolantennen im Mikrowellenbereich sich sehr gut durch eine zweidimensionale Gaußfunktion

$$f_H = \exp \left\{ -\frac{\xi^2}{\alpha^2} - \frac{\eta^2}{\beta^2} \right\} ; f_H(0,0) = 1 \quad (12)$$

darstellen läßt. Da die Hauptkeulencharakteristik im allgemeinen von Null wesentlich verschiedene Werte nur in einem Winkelbereich unmittelbar um die Hauptrichtung der Antenne hat, können wir die Winkelvariablen ϑ, φ gegen die kartesischen Koordinaten ξ, η austauschen, die so orientiert sind, daß die ξ -Achse in der elektrischen, die η -Achse in der magnetischen Ebene des Erregers liegt. Die Streuparameter α, β hängen dann mit den Halbwertsbreiten ξ_E, η_H der Antenne in elektrischer bzw. magnetischer Ebene über die Beziehung

$$\alpha = (\ln 2)^{-1/2} \xi_E = 1,2 \xi_E ; \beta = (\ln 2)^{-1/2} \eta_H = 1,2 \eta_H \quad (13)$$

zusammen. Unter dem Öffnungswinkel Θ der Antenne sei im folgenden die doppelte Halbwertsbreite der Antenne in der betreffenden Schnittrichtung verstanden. Legen wir durch die Hauptkeulencharakteristik einen zur Symmetrieachse der Antenne senkrechten Schnitt in der Höhe $f_H = 1/2$, dann erhalten wir als Schnittkurve die sogen. Halbwertsellipse $(\xi^2/\alpha^2) + (\eta^2/\beta^2) = \ln 2$; bzw. $(\xi^2/\xi_E^2) + (\eta^2/\eta_H^2) = 1$. (14)

Der Hauptkeulenraumwinkel berechnet sich nach (9) mit (12) zu

$$\Omega_H = \int_{\text{Hauptkeule}} f_H d\Omega = \int_{\text{Hauptkeule}} d\xi d\eta \cdot \exp \left\{ -\frac{\xi^2}{\alpha^2} - \frac{\eta^2}{\beta^2} \right\}.$$

Um dieses Integral berechnen zu können, muß der Hauptkeulenbereich definiert werden. Wir wählen als Begrenzungskurve zweckmäßigerweise eine zur Halbwertsellipse konzentrische Ellipse und erhalten dann

$$\Omega_H = 2 \pi \alpha \beta \int_0^R e^{-r^2} r dr = \pi \alpha \beta [1 - e^{-R^2}] \quad \text{mit } r = [(\xi^2/\alpha^2) + (\eta^2/\beta^2)]^{1/2}.$$

Schon für $R = 2,14$ wird der Faktor $(1 - e^{-R^2}) = 0,99$. Wenn wir also als Hauptkeulenbereich der Antenne einen Winkelbereich von der $1,2 \times 2,14 = 2,57$ fachen Halbwertsbreite der Antenne definieren, dann kann die Integration statt von 0 bis R von 0 bis ∞ erstreckt werden, ohne daß der dadurch verursachte Fehler größer als 1 % wird. Diese Festsetzung erleichtert die Berechnung vieler Faltungsprobleme in der Radioastronomie. Wir erhalten also einen Hauptkeulenraumwinkel

$$\Omega_H = \pi \alpha \beta \quad (15)$$

und damit einen Hauptkeulengewinn

$$G_H = 4 \pi / \Omega_H = 41253 / \Omega_H [\text{Quadratgrad}]. \quad (16)$$

3. Ausmessung der Hauptkeulencharakteristik

Zur Ausmessung der Hauptkeulencharakteristik großer Radioteleskope bieten sich die Radioquellen als Sender hoher Konstanz und kleinen Öffnungswinkels an. Die Öffnungswinkel der drei stärksten Radioquellen im Mikrowellenbereich sind aus Tab. 1 ersichtlich.

Tabelle 1:

Radioquelle	Öffnungswinkel θ_a	Antennentemperatur T_A der 25-m-Antenne bei 1419 MHz
Sonne	$\approx 32'$	$\approx 6 \cdot 10^4 \text{ } ^\circ\text{K}$
Cas A	$3,8'$	253 $^\circ\text{K}$
Cyg A	$2,2'$	155 $^\circ\text{K}$

Die Antennentemperaturen in der letzten Spalte wurden mit dem Bonner 25-m-Radioteleskop bei 1419 MHz gemessen. Ihr verhältnismäßig großer Öffnungswinkel, noch mehr aber ihre sich zeitlich sehr stark ändernde Strahlungsintensität machen die Sonne für solche Antennenvermessungen nur bedingt brauchbar. Dagegen ist die Radioquelle Cas A, die nach der Sonne zweitstärkste Radioquelle im Mikrowellenbereich, für Antennenmessungen schon deshalb besonders geeignet, weil diese Radioquelle in unseren geographischen Breiten zirkumpolar ist. Bild 1 zeigt ihre Bahnkurve im azimutalen Koordinatensystem, bezogen auf den Aufstellungs-ort des 25-m-Radioteleskops der Universitäts-Sternwarte Bonn; Kurvenparameter ist die Sternzeit. Die Durchlaufgeschwindigkeit v einer Radioquelle ist für alle Bahnpunkte konstant und beträgt

$$v = 0,25 \cos \delta \text{ [}^\circ\text{/s]}, \quad (17)$$

worin δ = Deklination der Radioquelle ist.

Statt Winkel werden also Zeiten gemessen, wodurch eine sehr hohe Meßgenauigkeit der Winkelabstände gewährleistet wird. Als Durchlaufwinkel χ bezeichnen wir die Neigung der Bahntangente zum Horizont, also

$$\text{tg } \chi = \frac{1}{\cos h} \cdot \frac{dh}{d\alpha} \quad (18)$$

Die Koordinaten a , h und der Durchlaufwinkel χ wurden für die im folgenden beschriebenen Meßreihen in zeitlichen Abständen von 10 min ausgerechnet und tabelliert. In 24 Stunden durchläuft der Winkel χ alle Werte zwischen 0° und 360° . Indem man die Antenne auf die vorausberechneten Positionen einstellt und die Radioquelle durchlaufen läßt, erhält man dann Schnitte durch die Antennenkeule für beliebige Winkel χ relativ zur Dipolachse. Bild 2 zeigt eine typische Registrierkurve der Radioquelle Cas A. Die Schnittkurven durch die Hauptebenen der Antenne sind in den Bildern 3 und 4 ge-

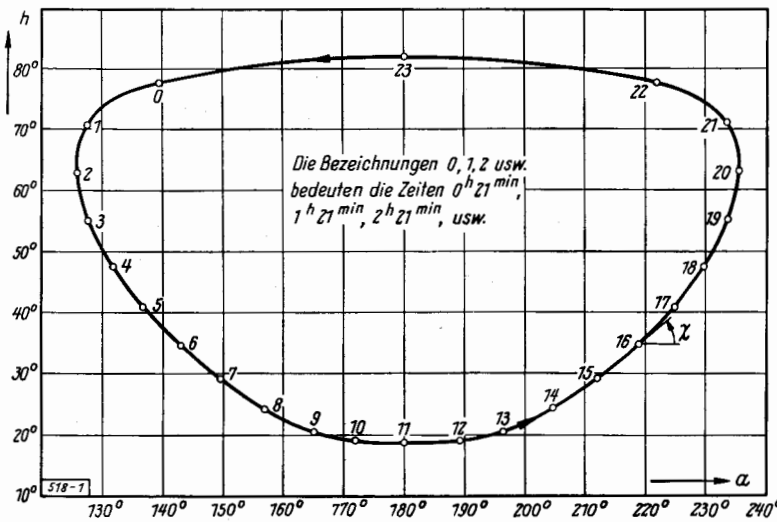


Bild 1: Bahn der Radioquelle Cas A im azimutalen Koordinatensystem. Parameter ist die Sternzeit. χ ist die Neigung der Bahntangente.

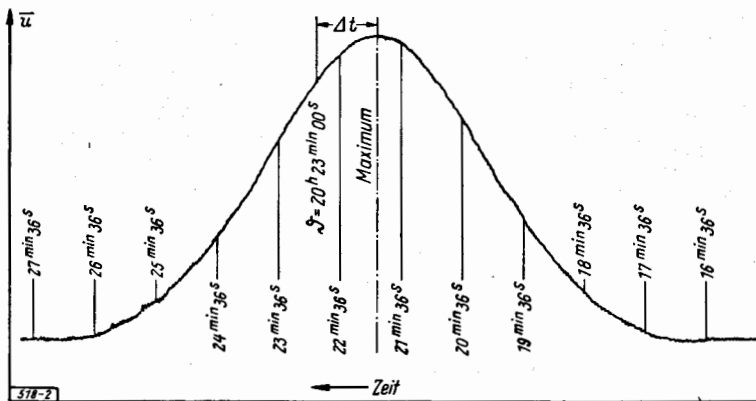


Bild 2: Durchlaufregistrierung einer Radioquelle. Δt ist die zeitliche Verschiebung zwischen beobachtetem und berechnetem Maximum der Durchlaufkurve.

zeichnet. Die Parameter α und β wurden so gewählt, daß die nach (12) berechneten Gaußkurven die Meßpunkte möglichst gut approximieren. Nimmt man an, daß die Intensitätsverteilung der Radioquelle ebenfalls durch eine Gaußfunktion $\exp\{(\xi^2/x^2_Q) + (\eta^2/\beta^2_Q)\}$ darzustellen ist, dann addieren sich die Öffnungswinkel θ von Antenne und θ_Q der Radioquelle quadratisch [8]. Sei θ' der aus einer Durchlaufkurve ermittelte Öffnungswinkel, dann ergibt sich der wahre Öffnungswinkel θ der Antenne aus der Beziehung

$$\begin{aligned} \theta &= (\theta'^2 - \theta_Q^2)^{1/2} \approx \\ &\approx \theta' [1 - 1/2 (\theta_Q/\theta)^2] \\ &\text{für } \theta_Q \ll \theta'. \end{aligned} \quad (19)$$

Die durch die Strahlung einer Radioquelle in der Antenne induzierte Spannung wird im Empfänger des Radioteleskops verstärkt, demoduliert und in einem Tiefpaß gemittelt; dieser Tiefpaß verzerrt jedoch zugleich die Form einer Durchlaufkurve. Damit diese Verzerrung klein bleibt, muß nach [8] folgende Relation zwischen Öffnungswinkel θ der Antenne, Durchlaufgeschwindigkeit v der Quelle und Zeitkonstante τ des Tiefpasses bestehen:

$$v \leq 0,06 \theta / \tau. \quad (20)$$

In diesem Fall beträgt die durch die Zeitkonstante verursachte Vergrößerung θ'' der beobachteten Antennenöffnungswinkel θ

$$\theta'' = (1 + 4p^2) \theta, \quad (21)$$

worin $p = \tau \cdot v / 0,6 \theta$ ist. Dieser Parameter p hat für die Radioquelle Cas A ($v = 1/7,65$ '/s) und einen minimalen Öffnungswinkel der 25-m-Antenne (1420 MHz) von $0,6 \theta \approx 19,5'$ den numerischen Wert $p = 0,67 \cdot 10^{-2} \cdot \tau$. Mit $\tau = 3$ s wird $4p^2 = 1,6 \cdot 10^{-3}$, die Vergrößerung der beobachteten Halbwertsbreite beträgt also $1,60/100$. Um die Übereinstimmung der Gaußapproximation (12) der Hauptkeule mit den Meßwerten für beliebige Schnittwinkel überprüfen zu können, wurden die auf unendlich kleinen Öffnungswinkel der Radioquelle und Zeitkonstante Null des Tiefpasses reduzierten Halbwertsbreiten als Funktion des Schnittwinkels χ in ein Polar-

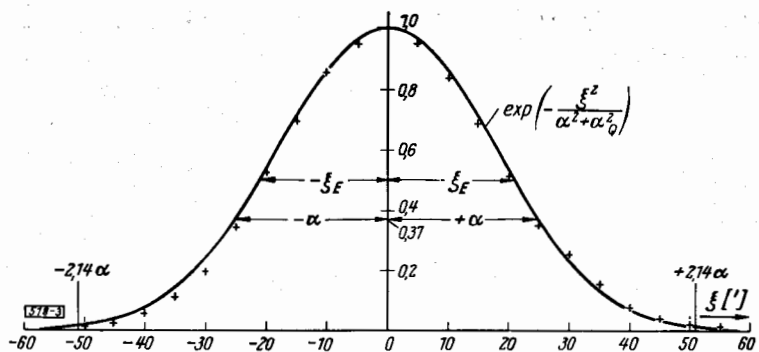


Bild 3: Durchlauf der Quelle Cas A in der elektrischen Ebene des Dipols (Kreuz: Meßpunkte; ausgezogene Kurve: berechnet).

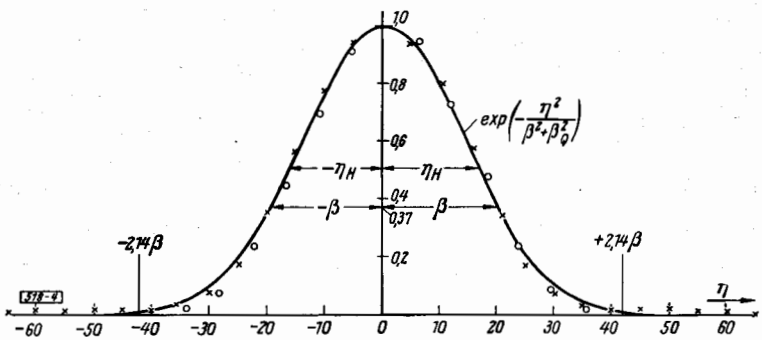


Bild 4: Durchlauf der Quelle Cas A in der magnetischen Ebene des Dipols (Kreuz: Meßpunkte; ausgezogene Linie: berechnet; Kreise: Meßpunkte vom Durchlauf der Quelle Cyg A).

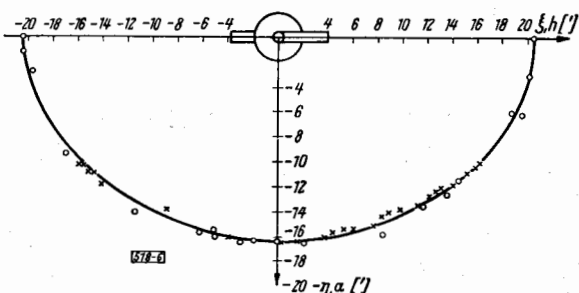
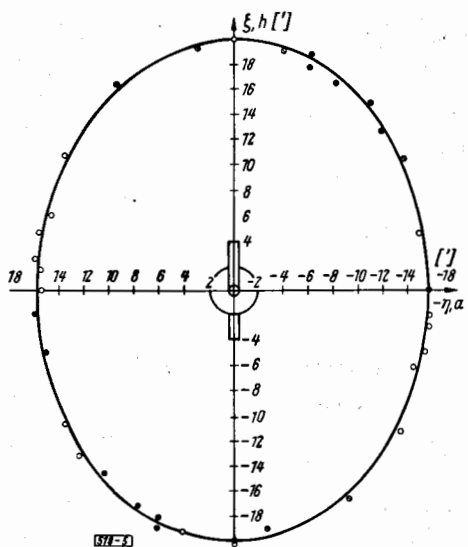


Bild 6: Kombination der Durchlaufmessungen von der Quelle Cas A (Kreise) und Cyg A (Kreuz) zur genauen Bestimmung der Halbwertsbreiten.

Bild 5 (links): Lage der Halbwertsellipse im azimutalen Koordinatensystem.

diagramm eingetragen (Bild 5 und 6). Auch hier ist die Übereinstimmung der Meßpunkte mit der nach (14) berechneten Halbwertsellipse sehr gut.

Die Auswertung mehrerer Meßreihen ergab als genauesten Wert für die Streuparameter α , β der Gaußfunktion (12), die die Hauptkeule der 25-m-Antenne bei 1420 MHz approximiert,

$$\alpha = 24,6' = 0,41^\circ ; \quad \beta = 19,5' = 0,325^\circ (\pm 0,1'). \quad (22)$$

Daraus berechnen sich die Halbwertsbreiten

$$\xi_E = 20,5' ; \quad \eta_H = 16,25' (\pm 0,1'). \quad (23)$$

Mit diesen Werten ergibt sich ein Hauptkeulenraumwinkel der 25-m-Antenne von

$$\Omega_H = \pi \alpha \beta = 0,419 \text{ Quadratgrad} \quad (24)$$

und damit nach (16) ein Hauptkeulengewinn

$$G_H = 4 \pi / \Omega_H = 41253 / 0,419 = 9,85 \cdot 10^4, \quad (25)$$

der seiner Definition nach — wie bereits erwähnt — immer größer als der wirkliche Gewinn der Antenne ist. In Abschnitt 2 definierten wir als Grenze zwischen Hauptkeulen- und Streubereich die zur Halbwertsellipse konzentrische Ellipse $(\xi/\alpha)^2 + (\eta/\beta)^2 = R^2$ mit $R = 2,14$. Damit ergeben sich in elektrischer bzw. magnetischer Ebene die Bereichsgrenzen zwischen Hauptkeule und Streubereich bei $\xi = 2,14 \alpha = 53'$ bzw. $\eta = 2,14 \beta = 42'$. Diese Grenzen sind im Bild 3 und 4 eingezeichnet und man sieht, daß die Approximation der Meßwerte durch die Gaußfunktion im ganzen Hauptkeulenbereich ausgezeichnet ist.

4. Ausmessung des Streubereichs der Antenne

Zur Ausmessung von Nebenzipfeln der Antennencharakteristik bis zu Dämpfungen von etwa 50 dB herab konnten wir die Sonne als Strahlungsquelle benutzen. Dabei zeigte sich, daß Nebenzipfel mit Dämpfungen < 50 dB nur in einem Winkelbereich von $\pm 15^\circ$ um die Hauptrichtung der Antenne auftreten.

In erster Näherung kann man den Streubereich der Antenne als homogen über die ganze Kugelfläche verteilt annehmen. Da der Streubereich auf jeden Fall Symmetrieeigenschaften bezüglich der Antennenhauptrichtung hat, ändert die später entwickelte, verfeinerte Vorstellung über die Verteilung der Dämpfung im Streubereich der Antenne an den folgenden Überlegungen und Meßergebnissen nichts.

Den in diesem Abschnitt behandelten Meßmethoden liegt die Überlegung zugrunde, daß der über einen weiten Raumwinkel verteilte Streubereich nicht mit einer punktförmigen, sondern mit einer ebenfalls flächenhaften Radioquelle ausgemessen werden muß. Als ein über große Raumwinkel mit nahezu konstanter Intensität strahlender Sender bietet sich dabei im Mikrowellenbereich die Erdoberfläche an. Diese thermische Radiostrahlung der Erdoberfläche in der Umgebung der Radiosternwarte Stockert (Eifel) wurde von uns in einem speziellen Meßprogramm untersucht [9] [10]. Zwei Ergebnisse dieser Arbeit sind für das Verständnis der im folgenden beschriebenen Messungen wichtig:

1. Tannenwälder strahlen im Mikrowellenbereich als nahezu ideale schwarze Körper gemäß ihrer Umgebungstemperatur T_0 .
2. Die Strahlungstemperatur ändert sich beim Übergang Luft-Horizont zumindest in den von uns untersuchten Fällen sprunghaft.

Wird die Antenne so unter den Horizont gerichtet, daß ihr Hauptkeulenbereich vollständig in einen Tannenwald sieht, dann setzt sich die beobachtete und nach (7) reduzierte Antennentemperatur aus folgenden Beiträgen zusammen:

$$T_A = (1 - \beta_s) T_0 + (\beta_s/2) T_0 + (\beta_s/2) T_H, \quad (26)$$

worin β_s der Streufaktor der Antenne, $T_0 \approx 290^\circ\text{K}$, T_H eine mittlere Strahlungstemperatur der Sphäre ist. Die eine Hälfte des Streubereichs $(\beta_s/2) T_0$ ist also auf den Erdboden, die andere Hälfte des Streubereichs $(\beta_s/2) T_H$ ist auf die Sphäre gerichtet. Die größte Unsicherheit in Gl. (26) stellt der Mittelwert T_H der Strahlungstemperatur der Sphäre dar. Als Mittelwert der thermischen Radiostrahlung der Atmosphäre bei 1420 MHz [9] ergibt sich

$$T_H' = \int_{\text{Halbkugel}} T_L(h) d\Omega = 9^\circ\text{K}. \quad (26a)$$

Der entsprechende Mittelwert T_H'' der kosmischen Radiostrahlung läßt sich nur abschätzen und dürfte einen Beitrag von etwa 2...3 °K liefern, so daß der gesamte Mittelwert $T_H = T_H' + T_H'' \approx 12^\circ\text{K}$ betragen wird. Da der Streubereich der Antenne in Wirklichkeit nicht isotrop über die ganze Kugelfläche verteilt ist, wird dieser Mittelwert noch etwas von der Elevation der Antenne abhängen. Gerade in dem Fall, für den die Gl. (26) abgeleitet wurde, empfängt der Teil des Streubereichs mit der geringsten Dämpfung die intensivste Radiostrahlung der Atmosphäre, so daß wir hier mit dem Mittelwert $T_H = 15^\circ\text{K}$ rechnen werden.

Lösen wir Gl. (26) nach β_s auf, dann ergibt sich $\beta_s = 2 \cdot (T_o - T_A) / (T_o - T_H)$, (27)

woraus sich mit $T_o = 290$ °K, $T_H = 15$ °K und einer beobachteten Antennentemperatur von $T_A = 253$ °K der numerische Wert $\beta_s = 0,27$ (27a)

für den Streufaktor der Antenne errechnet. Eine Änderung des unsicheren Mittelwertes T_H von ± 5 °K geht in das Ergebnis (27a) mit weniger als $\pm 1\%$ ein.

Eine halbempirische Berechnung [11] ergibt für den Gewinn der Antenne den Wert $G_o = 7,61 \cdot 10^4$. Mit dem Hauptkeulengewinn (25) folgt daraus ein Streufaktor

$$\beta_s = 1 - (G_o/G_H) = 1 - (7,61/9,85) = 0,23. \quad (27b)$$

Sehen wir die Werte (27a) und (27b) als untere bzw. obere Grenze für den wirklichen Streufaktor der 25-m-Antenne bei 1420 MHz an, dann erhalten wir als wahrscheinlichsten Wert

$$\beta_s = 0,25 \pm 0,02 (\pm 8\%). \quad (27c)$$

Mit diesem Wert und dem in Abschnitt 3 gefundenen Wert für den Hauptkeulengewinn (25) lassen sich alle interessierenden Antennengrößen für die 25-m-Antenne bei 1420 MHz berechnen. Als Gewinn der Gesamtantenne ergibt sich nach (11) $G_o = (1 - \beta_s) G_H = 7,38 \cdot 10^4 \pm 4\%*$ (28)

und damit nach (4) eine Antennenwirkfläche

$$A_o = \lambda^2/4 \pi \cdot G_o = 262,0 \pm 12 \text{ m}^2. \quad (29)$$

Als Flächenwirkungsgrad der Antenne finden wir

$$w = A_o/A_g = 53,5 \pm 2\%. \quad (30)$$

Die Gl. (8), die den Strahlungsfluß einer Radioquelle mit der beobachteten Antennentemperatur verknüpft, hat dann den numerischen Wert $S_{1420} = 1,053 \cdot 10^{-25} \cdot T_A [W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1}]$. (31)

5. Ein Antennenmodell mit zwei Streubereichen

Tatsächlich idealisiert das Modell eines homogen über die gesamte Kugelfläche verteilten Streubereiches die wirkliche Antennencharakteristik für manche Überlegungen zu sehr. Wir werden daher für ein verfeinertes Modell den Streubereich der Antenne in einen Bereich I um die Hauptrichtung der Antenne, der alle Nebenzipfel bis zu 50 dB erfaßt, und einen Bereich II, der sich über die restliche Kugelfläche erstreckt, unterteilen. Jedem Bereich ordnen wir einen Streufaktor β_{sI} bzw. β_{sII} zu. Analog zu (10) können wir auch diese Streufaktoren definieren:

$$\beta_{sI} = \frac{1}{\Omega_o} \int_{sI} f d \Omega \quad ; \quad \beta_{sII} = \frac{1}{\Omega_o} \int_{sII} f d \Omega, \quad (32)$$

woraus folgt, daß

$$\beta_s = \beta_{sI} + \beta_{sII} \quad (33)$$

Wird die Antenne in den Zenit gerichtet, dessen Strahlungstemperatur etwa 2,3 °K beträgt, dann setzt sich die beobachtete Antennentemperatur aus den Beiträgen

$$T_A = (1 - \beta_s) T_Z + \beta_{sI} \cdot T_Z + \beta_{sII}/2 \cdot T_H + \beta_{sII} \cdot T_o$$

zusammen. Unter Benutzung von (32) ergibt sich daraus eine Bestimmungsgleichung für den Streufaktor

$$\beta_{sII} = 2 \cdot (T_A - T_Z) / (T_H + T_o - 2 T_Z). \quad (34)$$

Mit den Werten $T_H = 10$ °K, $T_Z = 2,3$ °K und $T_o = 290$ °K errechnet sich dann aus der im Zenit gemessenen Antennentemperatur $T_A = 23$ °K der numerische Wert $\beta_{sII} = 0,135$ (34a)

für den Streubereich II. Aus (33) errechnet sich mit (27a) und (34a) der Streufaktor für den Streubereich I zu

$$\beta_{sI} = \beta_s - \beta_{sII} = 0,135. \quad (34b)$$

Die beiden Streubereiche liefern etwa gleich große Anteile zum Streufaktor β_s der gesamten Antenne.

Die Vorstellung über den Verlauf der Dämpfung in den beiden Streubereichen kann nun quantitativ formuliert werden. Im Streubereich II, der insbesondere die Rückwärtsdämpfung des Spiegels umfaßt, nehmen wir eine konstante Dämpfung an. Wir setzen also in (32) $f = f_{II} = \text{konst.}$, und erhalten damit

$$f_{II} = \frac{\beta_{sII}}{1 - \beta_s} \cdot \frac{\Omega_H}{\int_{sII} d \Omega}$$

Mit $\int_{sII} d \Omega = 4,06 \cdot 10^4$ [Quadratgrad], $\Omega_H = 0,419$ [Quadratgrad] (24), und $\beta_{sII} \cdot (1 - \beta_s)^{-1} = 0,185$ errechnet sich $f_{II} = 1,91 \cdot 10^{-7}$, und damit als Mittelwert der Dämpfung im homogenen Streubereich der

*) Bei der Auswertung radioastronomischer Messungen haben wir den Unsicherheitsbereich für die Gewinnbestimmung im allgemeinen doppelt so groß angegeben. Vgl. hierzu [7] und [10].

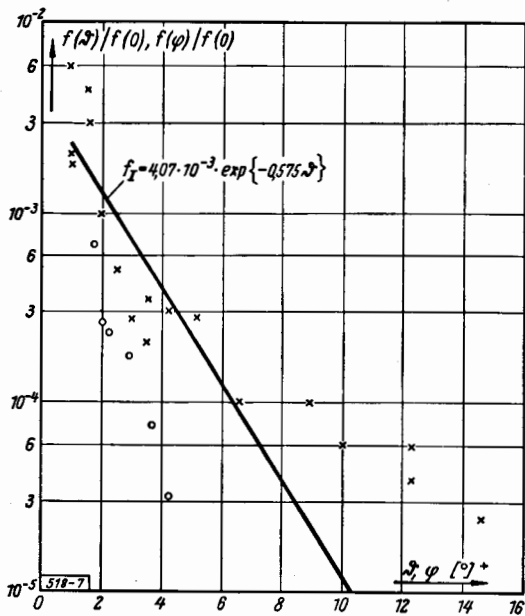


Bild 7: Nebenzipfel der 25-m-Antenne bei 1420 MHz in elektrischer (Kreise) und magnetischer (Kreuze) Ebene, gemessen mit der Sonne.

errechnet sich

$$a = \frac{\beta_{sI}}{1 - \beta_s} \cdot \frac{\Omega_0 b^2}{2\pi} = 4,07 \cdot 10^{-3}.$$

Damit erhalten wir einen Dämpfungsverlauf im Streubereich I gemäß

$$f_I = 4,07 \cdot 10^{-3} \cdot \exp(-0,575 \cdot r), \quad (36)$$

der in Bild 7 eingezeichnet ist. Im Abstand $r = 15,6^\circ$ von der Antennenhaupt- richtung erreicht die Dämpfung den für den homogenen Streubereich berechneten Mittelwert $f_{II} = 1,91 \cdot 10^{-7}$.

Dieses Modell noch weiter zu verfeinern, erscheint uns bei den z. Z. erreichbaren Meßgenauigkeiten nicht sinnvoll. Diese Abschätzungen zeigen jedoch, daß die

Beschreibung der wahren Antennencharakteristik durch ein Modell mit zwei Streubereichen zu vernünftigen Werten für die Nebenzipfel- und Rückwärtsdämpfung des hier betrachteten 25-m-Spiegels führen. Ein Schnitt durch das so berechnete Antennenmodell ist in Bild 8 gezeichnet.

6. Vergleich der Meßwerte mit den berechneten Werten

Halbwertsbreiten, Dämpfung der ersten Nebenzipfel und Gesamtgewinn der Antenne wurden von Schüttlöffel nach einer halbempirischen Methode berechnet. Die Ausgangswerte der Rechnung bildeten die Ergebnisse einer Modellmessung, die an einem 4-m-Spiegel bei einer Wellenlänge von $\lambda = 3,38$ cm [11] ausgeführt wurden. Der 4-m-Spiegel hatte das gleiche f/D -Verhältnis wie der 25-m-Spiegel. Den Gesamtgewinn der 25-m-Antenne berechnete Schüttlöffel dadurch, daß er Meßwerte von kleineren Spiegeln mit demselben f/D -Verhältnis auf den 25-m-Spiegel extrapolierte. In den folgenden Tabellen beziehen sich die Spalten „Modell“ bzw. „Schüttlöffel“ auf diese Messungen bzw. auf die sich daraus ergebenden Rechenwerte.

Charakteristik und Gewinn einer Parabolspiegelantenne, die von einem Hertz'schen Dipol ausgeleuchtet wird, läßt sich nach einer z. B. von H. Zuhrt [12] mitgeteilten Formel berechnen. Für die Spannungscharakteristik ergibt sich

$$g(u) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2^n \cdot n!}{(1+V)^n} \cdot \frac{v J_n(u) - \cos 2\kappa \cdot J_{n+2}(u)}{u^n}, \quad (37)$$

wo $v = 4 f^2/R^2$, f = Dipolabstand, R = Spiegelradius ist. Für den auf einen Kugelstrahler bezogenen Gewinn

*) Die Integration wird hier, dem Näherungscharakter der ganzen Rechnung entsprechend, über eine ebene Fläche und von Null bis Unendlich erstreckt.

Antenne und insbesondere der Rückwärtsdämpfung

$$f(0,0)/f_{II} = 5,24 \cdot 10^6 = 67,2 \text{ dB}. \quad (35)$$

Die mit der Sonne beobachteten Nebenmaxima der Antennencharakteristik sind in Bild 7 im halblogarithmischen Maßstab als Funktion ihres Winkelabstandes von der Haupttrichtung der Antenne gezeichnet. Diese Meßpunkte approximieren wir durch die Exponentialfunktionen $f_I = a \cdot \exp(-br)$, worin r der Winkelabstand von der Haupttrichtung der Antenne ist. Den Exponenten b wählen wir mit $b = 0,575$ so, daß die Gerade, die einer Exponentialfunktion im halblogarithmischen Maßstab entspricht, etwa zwischen den Meßpunkten für die elektrische bzw. magnetische Ebene liegt. Der Faktor a wird so bestimmt, daß die Integration der Funktion f_I über den Streubereich I gemäß (32) gerade den gemessenen Wert $\beta_{sI} = 0,135$ ergibt. Mit *)

$$\beta_{sI} = \frac{2\pi a}{\Omega_0} \int_0^{\infty} e^{-br} r \, dr = \frac{2\pi a}{\Omega_0} \cdot b^2$$

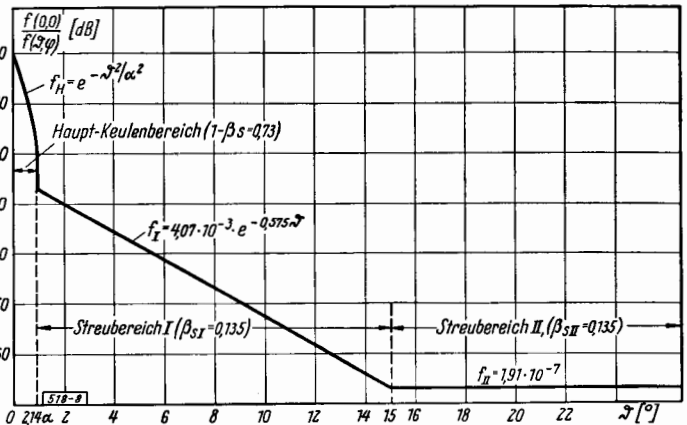


Bild 8: Schnitt durch die idealisierte Antennencharakteristik mit zwei Streubereichen ($\beta_s = \beta_{sI} + \beta_{sII} = 0,27$).

ergibt sich die Formel

$$G = 1,5 \left[\frac{4\pi f}{\lambda} \cdot \frac{R^2}{4f^2 + R^2} \right] \quad (38)$$

Da der Erreger des Bonner Radioteleskops mit einer Reflektorplatte versehen ist, kann sich der nach (38) berechnete Gewinn günstigstenfalls um den Faktor 2 verbessern; diesen optimalen Gewinn haben wir in Tab. 4 eingesetzt. Die Spalten „Zuhrt“ in den folgenden Tabellen beziehen sich auf die nach (37) bzw. (38) berechneten Werte.

Unter „Meßwerte“ erscheinen in den folgenden Tabellen die von uns mit radioastronomischen Methoden gemessenen Werte. Den Gesamtgewinn der Antenne haben wir aus dem Streufaktor $\beta_s = 0,27$ (27a) berechnet, der sich aus rein radioastronomischen Messungen ergibt, während der wahrscheinlichste Wert für den Gewinn der 25-m-Antenne, $G_0 = 7,38 \cdot 10^4$, ein Mittelwert zwischen dem von uns gemessenen bzw. dem von Schüttlöffel berechneten Antennengewinn ist. Die Ergebnisse der Messungen und Rechnungen sind in den folgenden drei Tabellen zusammengestellt.

Tabelle 2: Halbwertsbreiten in elektrischer (ξE) und magnetischer (ηH) Ebene der Antenne

	Schüttlöffel	Modell	Zuhrt	Meßwerte
ξE	19,5'	22,4'	18,2'	20,5'
ηH	13,8'	15,6'	15,0'	16,25'
$\eta H / \xi E$	0,71	0,70	0,82	0,79

Tabelle 3: Dämpfung der ersten Nebenzipfel

	Schüttlöffel	Zuhrt	Meßwerte
elektr. Ebene	28 dB	31 dB	35,8 dB; 31,1 dB
magnet. Ebene	22 dB	17,5 dB	22,2 dB; 20,8 dB

Tabelle 4:

Gewinn der Gesamtantenne	$7,6 \cdot 10^4$	$6,5 \cdot 10^4$	$7,2 \cdot 10^4$
--------------------------	------------------	------------------	------------------

Die Nebenzipfel wurden von uns mit der Sonne ausgemessen. Messungen der Nebenzipfeldämpfungen in der magnetischen Ebene mit der Radioquelle Cas A ergaben die Werte 27,4 dB bzw. 26,7 dB. Wegen der — verglichen mit der Sonne — schwachen Strahlungsintensität von Cas A scheinen uns die mit der Sonne gemessenen Werte genauer zu sein. Die von Schüttlöffel bzw. nach Zuhrt berechneten Werte für den Antennengewinn weichen um rd. 10% nach oben bzw. nach unten von unserem Meßwert ab.

7. Die Anwendung radioastronomischer Methoden zur Ausmessung großer Spiegelantennen

Um radioastronomische Methoden auf die Ausmessung großer Spiegelantennen anwenden zu können, müssen zwei Voraussetzungen erfüllt sein: Die Antenne muß auf eine bestimmte Position in Azimut und Elevation einstellbar sein, und außerdem muß ein hochkonstanter Rauschempfänger für die Messung zur Verfügung stehen. Die erste Voraussetzung ist für Radarantennen im allgemeinen erfüllt; Entwicklung und Bau eines hochkonstanten Kontinuumempfängers bietet andererseits keine nennenswerten Schwierigkeiten. Lediglich die Eichung der Empfängerempfindlichkeit erfordert einen gewissen meßtechnischen Aufwand und eine sorgfältige Ausführung der Messungen [7]. Wir unterteilen daher die Messungen in zwei Gruppen, je nachdem, ob sie mit ungeeichtem oder mit geeichtem Rauschempfänger ausgeführt werden können.

a) Messungen mit ungeeichtem Empfänger

Nachdem Azimut- und Elevationsskala mit einem Rundblickfernrohr justiert sind, kann die Antenne auf die vorausberechnete Position einer Radioquelle eingestellt werden. Zur Erzielung eines maximalen Antennengewinns wird dann der Erreger solange in axialer Richtung verschoben, bis das Maximum der Durchlaufkurve einen optimalen Wert erreicht hat. In die Durchlaufkurve wird eine Marke für den Zeitpunkt eingefastet, für den die Position der Radioquelle berechnet wurde. Aus der zeitlichen Differenz Δt zwischen berechnetem und beobachtetem Maximum der Durchlaufkurve läßt sich über Gl. (17) das „Schielen“ der Antenne in der beobachteten Durchlaufrichtung der Radioquelle bestimmen (Bild 2). Die Durchlaufkurve selbst liefert einen Schnitt durch die Hauptkeule der Antenne. Aus Durchlaufregistrierungen der Sonne können die Nebenzipfel der Antennencharakteristik bis zu einer durch Frequenz und Größe der Antenne gegebenen maximalen Dämpfung bestimmt werden. Diese Meßmethoden sind im Abschnitt 3 dieses Aufsatzes ausführlich beschrieben.

b) Messungen mit geeichtem Empfänger

Absolutmessungen der von einer Radioquelle erzeugten Antennentemperatur setzen neben der Empfänger-eichung die Kenntnis der Dämpfung von Erreger und Erregerleitung voraus. Der Strahlungsfluß der Radioquelle Cas A als Funktion der Frequenz wurde bereits ziemlich genau vermessen [13]; diese Meßwerte werden ständig verbessert, so daß das Spektrum dieser Radioquelle bald bis in den 3-cm-Bereich auf einige Prozent genau bekannt sein dürfte. Kennt man aber den zu einer beobachteten Antennentemperatur gehörenden Strahlungsfluß S_p , dann läßt sich die Antennenwirkfläche aus der Beziehung (8) berechnen

$$A_0 = 2 k T_A / S_p \quad [m^2].$$

Aus der Antennenwirkfläche können alle übrigen Werte der Antenne berechnet werden. Kombiniert man dieses

Meßergebnis mit der Ausmessung der Hauptkeulencharakteristik (Abschnitt 7a), dann läßt sich mit (11) und (16) auch der Streufaktor β_s der Antenne bestimmen.

$$\beta_s = 1 - \frac{4\pi A_0}{\lambda^2} \cdot \frac{\Omega_H \text{ [Quadratgrad]}}{41253}$$

Der Hauptkeulenraumwinkel Ω_H ergibt sich dabei durch Integration der gemessenen Hauptkeulencharakteristik nach Gl. (9).

Literatur:

- [1] S. Silver: Microwave antenna theory and design. MIT Band 12, S. 199. McGraw-Hill Book Company Inc. New York N. Y. 1949.
- [2] D. K. Cheng und S. T. Moseley: On-axis defocus characteristics of the paraboloidal reflector. IRE-Trans. AP-3 (October 1955) S. 214 ... 216.
- [3] G. F. Koch: Gewinn, Wirkfläche und Flächenausnutzung von Richtantennen und die Methoden ihrer Bestimmung. Telefunken-Zeitung 26 (August 1953) H. 101 S. 292 ... 308.
- [4] J. Großkopf, K. Danowitz und B. Dold: Messungen zur Bestimmung von Rückstrahlquerschnitten. Technischer Bericht des Fernmeldtechn. Zentralamtes, Darmstadt, Nr. 5535 vom 31. März 1958.
- [5] Ch. L. Seeger, G. Westerhout und H. C. van de Hulst: The flux densities of some radio sources at 400 Mc/s. Bull. Astronomical Netherlands 13 (1956) S. 172.
- [6] Ch. L. Seeger: A tentative measure of the flux density of Cas A at 400 Mc/s. Bull. Astronomical Netherlands 13 (1956) S. 472.
- [7] P. G. Mezger: Der absolute Strahlungsfluß einiger Radioquellen bei 1419 MHz. Z. f. Astrophysik 46 (1958) S. 234...244.
- [8] P. G. Mezger: Verzerrung radioastronomischer Beobachtungen durch Antennencharakteristik und Tiefpaß. Z. für Instrumentenkunde 11 (1958) S. 219 ... 227.
- [9] P. G. Mezger: Die thermische Radiostrahlung des Erdbodens und der Atmosphäre bei 1420 MHz und ihr Einfluß auf des Antennenrauschen. Z. für angewandte Physik 11 (1959) H. 2 S. 41 ... 46.
- [10] P. G. Mezger: Technische und astronomische Messungen mit dem Bonner 25-m-Radioteleskop. Telefunken-Zeitung 31 (Dezember 1958) H. 122 S. 213 ... 225. Telefunken-Zeitung 32 (März 1959) H. 123 S. 38...46.
- [11] E. Schüttlöffel: Überlegungen und elektrische Messungen für die Antenne der Radiosternwarte auf dem Stockert. Telefunken-Zeitung 32 (Juni 1959) H. 124.
- [12] H. Zuhrt: Elektromagnetische Strahlungsfelder S. 337ff. Springer-Verlag, Berlin 1953.
- [13] Report to URSI Commission V from Sub-Commission V d, Juni 1957.

Abridgment

The Measurement of Large Parabolic Antennas for Microwaves by Astronomical Methods

By P. Mezger

It is impossible to measure parabolic antennas for microwaves by conventional methods if the accuracy demanded by radio-astronomy shall be achieved. The principal difficulties in measuring the antenna pattern by means of an auxiliary transmitter result, firstly, from the distance where the far field of large microwave antennas begins and, secondly, from the auxiliary transmitter's radiation being reflected on uneven terrain which, as experience has shown, renders the measurement of side lobe attenuations greater than 50 dB impossible.

Radio-astronomical methods used for measuring large paraboloids are based on two fundamental ideas: an exact determination of the whole antenna pattern is forgone and measurements are confined to the main lobe pattern and to ascertaining the stray radiation factor. In general, in radioastronomy a radio source with very small aperture angles is employed to determine the pattern of the antenna main lobe. We determine the stray factor with the aid of the earth's thermal radio radiation. If the main lobe pattern and the stray factor of an antenna are known then all interesting antenna magnitudes such as gain, effective area, etc. can be computed.

Utilizing the stray factor, the definitions of antenna magnitudes are summarized in the first two sections of the paper. Here use is made of the experience that the main lobe of large paraboloids can be approximated very well by a two-dimensional Gaussian function. In the third section of the paper is described the measurement of the main lobe of the 25 m antenna at Bonn by means of the radio source Cas A. Figs. 3 and 4 show the intersections of the pattern with the antenna's main planes measured in this manner. The cross-section of the main lobe perpendicular to its axis at half-power points is the so-called half-power ellipse shown in Figs. 5 and 6 together with the measured values.

The fourth section of the paper describes the experimental determination of the stray factor of the 25 m antenna at Bonn. By using the sun as radiation source, antenna side lobes with attenuations less than 50 dB could be measured. In order to determine the stray factor from the earth's thermal radio radiation the antenna was tilted so far under the horizon that the whole main lobe was directed to a pine wood. Then, from the antenna temperature measured, a simple equation could be derived for the stray factor whose numerical value for the Bonn antenna is $\beta_s = 0.25$ at 1420 Mc/s. This value leads to an area efficiency of the antenna of 53.5%.

The representation of the antenna pattern by main lobe and stray region can be improved still by dividing the stray region into two sub-regions, thus obtaining even better adaptation to actual conditions. Stray region I includes all side lobes whose attenuation is less than 50 dB. In stray region II constant attenuation is assumed and thus 67.2 dB is obtained as average backward attenuation of the 25 m antenna. In tables 2, 3, and 4, the values of half-power widths, the attenuations of the first side lobes, and the antenna gain, determined by radio-astronomical methods, are compared with theoretical values and values calculated by a semi-empirical method. The final section of the paper deals with the application of radio-astronomical methods for measuring large directional antennas for scatter links and early warning radar. Here the possibility of using the spectrum of the exactly measured radio source Cas A as calibration standard for determining antenna gain, deserves special mention.