

# Antennen und Auflösungsvermögen in der Mikrowellenfernerkundung

Wolfgang Keydel  
DLR-Institut für Hochfrequenztechnik und Radarsysteme

## 1. Antennen-Definitionen

In Mikrowellenfernerkundungssystemen ist immer die Antenne mit ihren elektrischen und mechanischen Parametern die bedeutsamste, das System bestimmende Komponente.

Die wichtigsten Kenngrößen einer Antenne sind ihr Richtdiagramm und ihre Anpassung an Sender und Empfänger. Letztere beschreibt grundsätzlich wie viel von der im Radargerät bereitgestellten Leistung überhaupt abgestrahlt werden kann bzw. welcher Anteil der von der Antenne aus einem elektromagnetischen Feld aufgenommenen Leistung zum Empfänger transportiert und dort ausgewertet werden kann. Die Anpassung wird beschrieben durch den Reflexionsfaktor bzw. durch die dafür maßgebliche so genannte Fußpunkt-Impedanz der Antenne. Diese Größen sind für das folgende nicht relevant, und deswegen wird hier auch immer eine optimale Anpassung der Antenne an Sender und Empfänger vorausgesetzt.

Das Richtdiagramm einer Antenne liefert Aussagen darüber, in welche Richtung bestimmte Leistungsbeträge mit welcher Polarisation abgestrahlt bzw. aus welcher Richtung des Raumes sie empfangen werden können. Die auf ihr Maximum normierten Diagramme sind für Senden und Empfangen identisch; diese Aussage ist eine Form des Reziprozitätstheorems der Elektrodynamik. Deswegen braucht man im folgenden zwischen Sende- und Empfangsfall nicht zu unterscheiden. Antennendiagramme sind grundsätzlich immer dreidimensionale Gebilde. Für die hier angestellten Überlegungen ist aber eine zweidimensionale Betrachtung i.a. ausreichend.

Die wesentlichen Kenngrößen zur Charakterisierung eines Antennen-Richtdiagramms sind bezüglich seiner Gestalt:

- Die Hauptkeule des Diagramms.
- Die Nebenzipfel des Diagramms, insbesondere die Höhe des ersten Nebenzipfels, auch Nebenzipfeldämpfung genannt.
- Die Halbwertsbreite  $\gamma$  des Leistungsdiagramms; das ist der doppelte Halbwertswinkel  $\theta_H$ , unter dem das Diagramm des Leistungsbetrages auf die Hälfte des Maximalwertes abgefallen ist.
- Die Nullwertbreite, d.h. die Lage der ersten links- und rechtsseitigen Nullstellen im Diagramm, bzw. deren Abstand voneinander.

Die Darstellung von Antennen-Richtdiagrammen erfolgt entweder in kartesischen oder in Polar-Koordinaten. Eine Antenne der Länge  $D$  mit konstanter Strombelegung in dieser Längsrichtung hat ein auf das Maximum normiertes Leistungs-Richtdiagramm der Gestalt:

$$S = |\hat{E}|^2 = \frac{\sin^2\left(\pi \frac{D}{\lambda} \sin \vartheta\right)}{\left(\pi \frac{D}{\lambda} \sin \vartheta\right)^2} = \text{sinc}^2\left(\pi \frac{D}{\lambda} \sin \vartheta\right) \quad (2.2)$$

Dabei ist  $\theta$  der Winkel gegen die Flächennormale der Antenne in der von Stromrichtung und Normalen aufgespannten Ebene,  $\lambda$  die Betriebswellenlänge.

Gl. (2.2) ist das Quadrat einer so genannten Sinc-Funktion, der Gestalt  $\text{sinc} x/x$ ; diese ist grundsätzlich die Fouriertransformierte einer Rechteckfunktion, und sie wird im Laufe der vorgestellten Thematik noch häufig mit unterschiedlichen Argumenten auftreten. Eine Antenne mit linearer Strombelegung hat immer ein Richtdiagramm dieser Gestalt in der Ebene die von der Stromrichtung und der dazu aufgerichteten Normalen aufgespannt wird. Abb.2.1 zeigt diese

Funktion zusammen mit den Bezeichnungen für die Diagramm- Kenngrößen in kartesischen Koordinaten.

Daraus resultieren folgende Werte für Diagrammkenngrößen einer Sinc-Funktion.:

- Halbwertsbreite  $\gamma$ : Ist  $\theta_H$  der Halbwertwinkel, bei dem das Leistungsdiagramm auf die Hälfte seines Maximalwertes abgesunken ist, dann ist die Halbwertsbreite

$$\gamma = 2\vartheta_H = 0,88 \frac{\lambda}{D} \approx 50^\circ \frac{\lambda}{D} \quad (2.3)$$

Die Sinc-Funktion repräsentiert innerhalb der 3-dB-Breite ca. 44% der in der Hauptkeulenbreite enthaltenen Energie.

- Dämpfung des ersten Nebenzipfels: -13,2 dB gegen das Maximum
- Lage der ersten Nullstelle:

$$\vartheta_0 = \frac{\lambda}{D} \quad (2.4)$$

Als „Faustformel“ benutzt man i.a. für die Halbwertsbreite einer Antenne mit der Ausdehnung  $D$  den Wertebereich

$$50^\circ \frac{\lambda}{D} \leq 2\vartheta_H \leq 70^\circ \frac{\lambda}{D} \quad (2.5)$$

Für die Zusammenhänge zwischen den Halbwertsbreiten in zueinander orthogonalen Richtungen wie z.B. Azimut ( $\theta_{az}$ ) und Elevation ( $\theta_{el}$ ), dem Gewinn ( $G$ ) sowie der effektiven Fläche ( $F$ ) einer Antenne gelten folgende Relationen (im Raum bei dreidimensionaler Betrachtung):

$$G = 4\pi \frac{F}{\lambda^2} = \frac{4\pi}{\vartheta_{az}\vartheta_{el}} \quad (2.6)$$

### Phasegesteuerte Gruppenantennen (Phased Array-Antennen)

Mit linearen Anordnungen von  $m$  Einzelstrahlern im Abstand  $d$  zu Strahlergruppen können wirkungsvolle Richtantennen realisiert werden [2]. Die Strahlungsanteile der Einzelstrahler überlagern sich dabei im Fernfeld zu einer Richtcharakteristik. Für den Betrag des Feldstärke-diagramms resultiert in der Zeichenebene:

$$|\hat{E}| = \left| \frac{\sin(m\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)}{m \sin(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)} \right| = \left| \frac{\sin(\pi \frac{D}{\lambda} \sin \vartheta)}{m \sin(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)} \right| \quad (2.7)$$

Für das entsprechende Leistungsdiagramm resultiert daraus:

$$S = \frac{\sin^2(m\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)}{m^2 \sin^2(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)} = \frac{\sin^2(\pi \frac{D}{\lambda} \sin \vartheta)}{m^2 \sin^2(\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta)} \quad (2.8)$$

Für die Nebenzipfeldämpfung und insbesondere für die Lage der ersten Nullstelle erhält man grundsätzlich die gleichen Werte wie für den kontinuierlichen Fall.

Mit elektronisch steuerbaren Phasenschiebern in den Zuleitungen zu den Einzelelementen kann man deren Phasenlage individuell beeinflussen und damit eine nahezu verzögerungsfreie Strahlschwenkung unter Verzicht auf mechanisch bewegte Teile erzielen.

Die Gruppe in Abb.2.2 besteht aus  $m$  in einer Linie angeordneten Elementen mit jeweils gleichen gegenseitigen Abständen  $L < \lambda/2$ . Die Elemente werden mit einer konstanten Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  gespeist, so daß vom ersten bis zum  $m$ -ten Element die Phasendifferenz stufenweise von 0 auf  $m\Delta\varphi$  anwächst. Das bewirkt ein Schwenken der Hauptkeule um den Winkel  $\theta_s$  nach folgender Relation:

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin \vartheta_s \quad (2.9)$$

Bei der technischen Realisierung kann der Schwenkwinkel nicht beliebig groß gewählt werden, weil die von der abgestrahlten Wellenfront auf die Apertur projizierte Fläche, die effektive Antennenfläche  $F_{\text{eff}}$ , stetig kleiner wird. Es gilt

$$F_{\text{eff}} = F \cos \theta_s \quad (2.10)$$

Damit nimmt auch der Gewinn  $G$  der Antenne mit dem Cosinus des Schwenkwinkels ab:

$$G_s = \frac{4\pi F}{\lambda^2} \cos \vartheta_s \quad (2.11)$$

Zu den genannten Effekten kommt eine mit dem Schwenkwinkel wachsende Strahlungskopplung der Elemente untereinander. Diese kann zwar theoretisch durch größere Elementabstände reduziert werden, praktisch würde dieses Vorgehen aber zu unerwünschten sekundären Hauptkeulen führen. In der Praxis erweisen sich aus allen oben genannten Gründen Schwenkwinkel von etwa  $\pm 60^\circ$  als die noch vertretbar zu realisierende Obergrenze.

## 2. Das Auflösungsvermögen

Als Auflösungsvermögen bezeichnet man die Fähigkeit eines Systems, eine Konfiguration aus zwei Objekten wirklich als Doppel-Objekt zu erkennen und die beiden Objekte voneinander zu unterscheiden. Diese Aussage gilt allgemein. Für ein Radar ist das Auflösungsvermögen bezüglich verschiedener Messgrößen ein wesentliches Qualitätsmerkmal; solche Messgrößen sind Winkel in Azimut und Elevation, die Entfernung, Frequenz und Polarisation etc.. Hier soll nur das Winkelauflösungsvermögen sowie das geometrische Auflösungsvermögen im Azimut und in Entfernungsrichtung kurz diskutiert werden. Das Auflösungsvermögen beschreibt immer einen geometrischen Abstand zwischen zwei Objekten, der vom Radar noch gemessen werden kann.

### Auflösungsvermögen im Azimut

Tastet man zwei punktförmige, gleich große Objekte, die beide in gleichem Abstand von einem Radar in einer Ebene liegen, durch Schwenken der Antennen ab, dann erhält man nur ein einziges, auswertbares Signal für beide Objekte, solange ihr Winkelabstand kleiner als die Halbwertbreite der Antennenhauptkeule ist. Wenn dieser Abstandswinkel größer als die Halbwertsbreite ist, dann wird die Unterscheidbarkeit, d.h. das Auflösungsvermögen, zunehmend besser. Deswegen wird das Auflösungsvermögen häufig über die Halbwertsbreite des Antennendiagramms definiert. Eine bessere, weil genauere, rechnerisch leichter fassbare und von der Bezugsqualität des Antennendiagramms unabhängige Definition ist aber von Rayleigh für Anwendungen in der Optik gegeben. Eine Optik bildet ein punktförmiges Objekt als Sinc-Funktion ab, und daraus leitet sich folgende Definition ab:

**Das Auflösungsvermögen eines optischen Systems ist definiert durch den Winkelabstand zweier gleichartiger Punkt-Objekte bei dem das Hauptmaximum der Abbildung des einen Punkt-Objektes in das erste Minimum der Abbildung des anderen Objektes fällt.**

Das besagt für Radar und Mikrowellenradiometrie: Das Winkel-Auflösungsvermögen  $\delta_D$  eines Radars in Richtung der Ausdehnung  $D$  seiner Antenne (seiner Optik) ist definiert als der Winkelabstand des ersten Minimums des Antennendiagramms vom Maximum der Hauptkeule. Das ist aber gemäß (2.4) gerade der Quotient aus Wellenlänge zu Antennenabmessung  $D$ :

$$\delta_D = \frac{\lambda}{D} \quad (2.12)$$

Für das geometrische, azimutale Auflösungsvermögen bezüglich zweier Punktziele in gleichem Abstand  $R$  vom Radar ergibt sich daraus:

$$\Delta_{az} = \delta_D R \quad (2.13)$$

### Auflösungsvermögen in Entfernung

Das Auflösungsvermögen eines Radars in Entfernungsrichtung wird bestimmt von der Bandbreite der Radarsignale. Für ein Pulsradar, das Pulse der Dauer  $\tau_p$  verwendet, ist das Auflösungsvermögen zweier im Abstand  $\Delta_r$  hintereinander angeordneten Punktziele gegeben durch die halbe Pulslänge, d.h. es gilt

$$\Delta_r = \frac{1}{2} c \tau_p \quad (2.14)$$

Wenn keine besonderen Maßnahmen getroffen werden besteht zwischen Bandbreite und Pulslänge die Relation  $B\tau_p=1$  und deswegen gilt:

$$\Delta_r = \frac{c}{2B} \quad (2.15)$$

Mit speziellen Modulationsverfahren kann man diese Auflösung verbessern. So führt eine Modulation der Trägerfrequenz innerhalb der Impulse und die Anwendung angepasster Filter (matched filter) zu großen Zeit-Bandbreite-Produkten; es gilt dann  $B\tau_p \gg 1$ , und mit entsprechenden Korrelationsverfahren kann man radiale Auflösungen erzielen, die weit größer sind als in (9) und (10) angegeben.

Man nimmt dazu eine lineare Frequenzmodulation im Sendeimpuls vor und korreliert den empfangenen Impuls mit einer Referenzfunktion, die gerade der linearen Frequenzmodulation ent-

$$|S_r| = \left| \sqrt{B\tau_p} \sin c \left[ 2\pi \frac{B(R-R_0)}{c} \right] \right| \quad (2.16)$$

spricht. Das Resultat ist eine Sinc-Funktion folgender Gestalt:

Der Verlauf dieser Funktion entspricht dem in Abb. 2.1 dargestellten Antennendiagramm.

Den Faktor  $B\tau_p$  nennt man den Korrelationsgewinn. Die erste Nullstelle der Sinc-Funktion liegt

$$\Delta_r = \frac{c}{2B} \quad (2.17)$$

dort, wo das Argument den Wert  $\pi$  annimmt, dann ist  $\Delta_r = |R-R_0|$  und man erhält wieder

Bei diesem Frequenzmodulations-Verfahren ist aber die Bandbreite sehr viel größer als es der Pulslänge  $\tau_p$  entspricht. Bei gleich bleibender Pulsdauer liefert die Bandbreite den Korrelationsgewinn und damit die Verbesserung der Auflösung. Das E-SAR des DLR hat z.B. bei einer Pulsdauer  $\tau_p=5\mu\text{s}$  eine Bandbreite von 100 MHz, d.h. einen Korrelationsgewinn von 500. Aus dieser Bandbreite resultiert eine geometrische Entfernungs-Auflösung von 1,5m, während aus

einer Pulsdauer von  $5\mu\text{s}$ , entsprechend einer Bandbreite von 200 kHz, eine geometrische Auflösung von 750m resultieren würde

### 3. Qualitätscharakteristiken für Radar

Die im vorherigen dargestellten Sinc-Funktionen sind wichtige Charakteristika eines Radars, nicht nur für dessen Antennen, sondern auch für seine gesamte Leistungsfähigkeit. Sie geben quantitative Auskunft über die Qualität eines Systems, und weil sie über Punktziele hergeleitet wurden nennt man sie, auch in ihrer dreidimensionalen Gesamtheit, die Puls-Antwort-Funktion eines Radars (im Englischen Point Spread Function). Die folgenden Ausführungen gelten gleichermaßen für Antennen wie für die Bildqualität abbildender Radarsysteme und darüber hinaus für alle Vorgänge und Systeme bei denen Sinc- oder ähnliche Funktionen auftreten. In Abb.2.3 ist eine dreidimensionale, aus Messungen resultierende Pulsantwort unter Einbeziehung der Gl.(16) für den Entfernungsanteil dargestellt. Diese ist auch repräsentativ für ein Dreidimensionales Antennendiagramm.

Wichtige, daraus abgeleitete Kenngrößen, insbesondere auch für die Bildqualität eines abbildenden Systems, sind das Peak Side Lobe Ratio (PSLR) sowie das Integrated Side Lobe Ratio (ISLR). Beide sind ein Maß für das Verhältnis der Energie in der Hauptkeule zu der Energie der Nebenzipfel. Das PSLR entspricht für symmetrische Punktzielantworten der Nebenzipfel-dämpfung.

Das ISLR ist die Energie, die in einem um das Maximum zentrierten Bereich mit der zweifachen Ausdehnung der Auflösung enthalten ist zu der Energie die im Rest der Punktzielantwort vorhanden ist. *PSLR* und *ISLR* sind entscheidend für eine gute Bildqualität. Für die gute Abbildung von Punktzielen müssen die Nebenzipfel so weit unterdrückt sein, dass sie für die festgelegte Bilddynamik nicht erscheinen oder nur eine sehr kleine Amplitude in Bezug auf das Maximum der Punktzielantwort haben. Ein schlechtes ISLR führt zu einem Bild mit wenig Kontrast, da ein Großteil der Energie der Punktzielantwort in den Nebenzipfeln verteilt ist. Für eine Sinc-Funktion ist:

$$\text{PSLR}=13,2 \text{ dB und ISLR}=9,8 \text{ dB.}$$

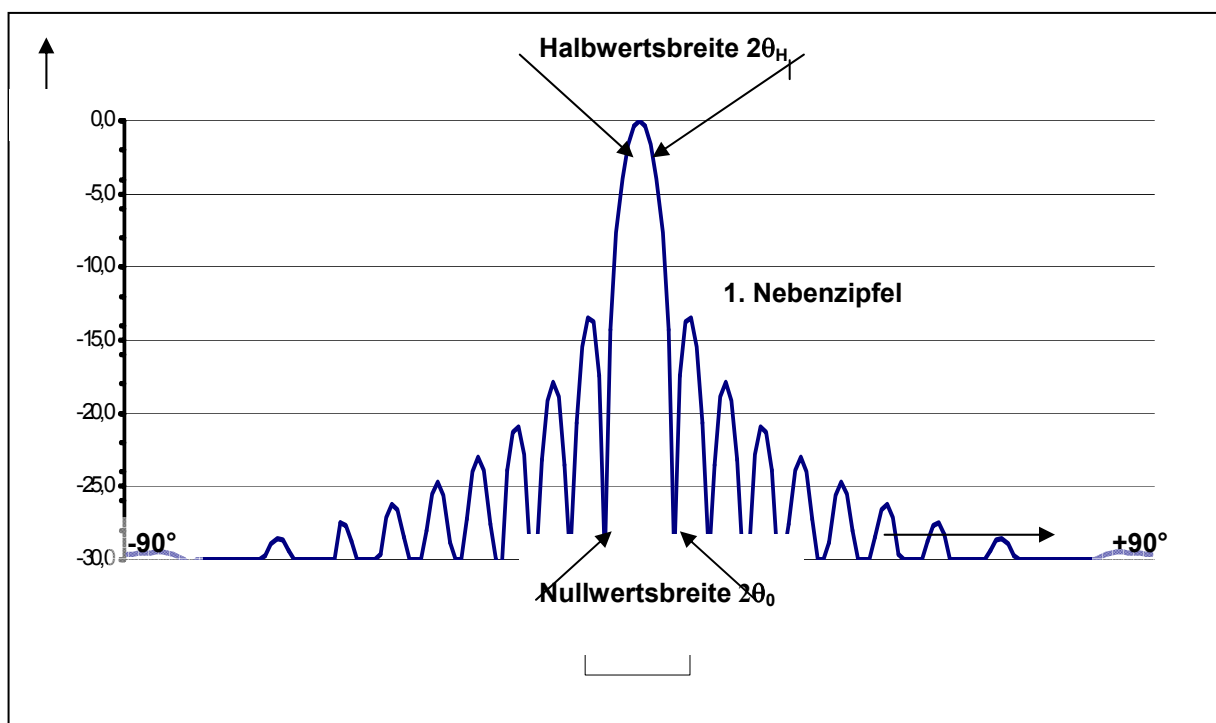
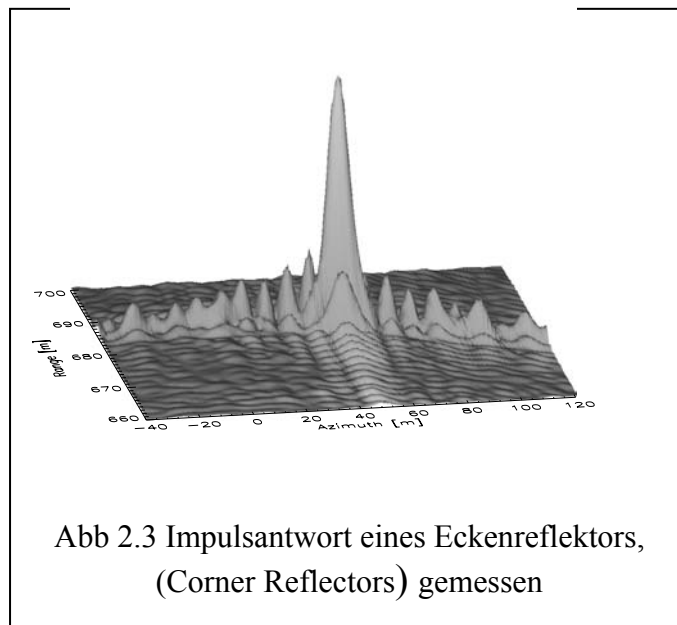
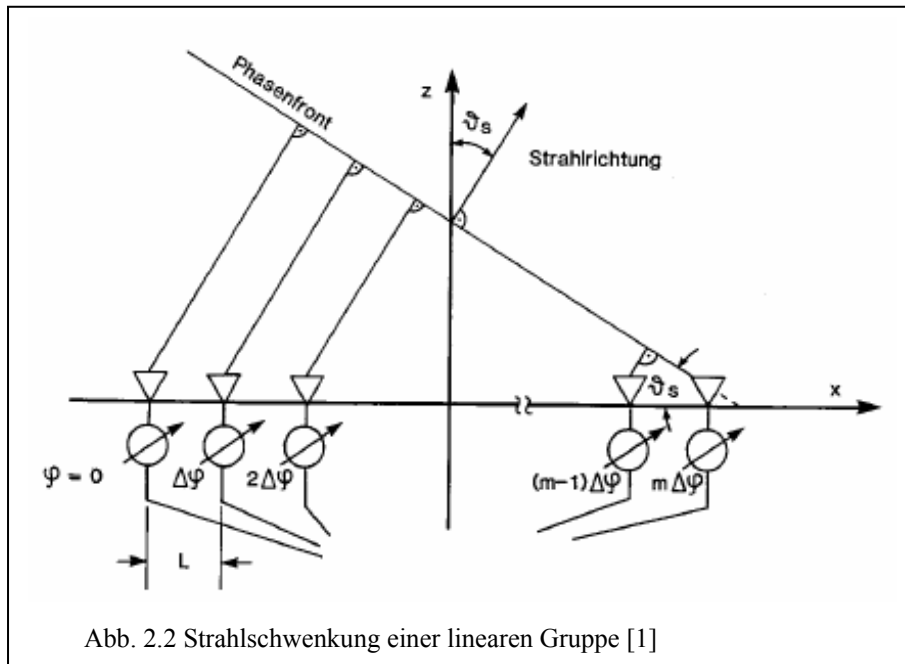


Abb.2.1 Antennendiagramm in Gestalt einer Sinc-Funktion:  $S = \text{Sinc}(60\sin\theta)$



## Literatur

- [1] Klausing, H; Hollp, W.(Hrsg): Radar mit realer und synthetischer Apertur. Oldenbourg Verlag München, Wien, 2000
- [2] Skolnik, M.J.(Hrsg): Radarhandbook. 2. Ed. NewYork: Mc Graw Hill, 1990
- [3] Stimson George W.: Introduction to Airborne Radar. 2. Edition Scitech Publishing, Inc. Medham Medham, New Jersey, 1998
- [4] Kraus, J.D.: *Antennas*. New York: McGraw-Hill, 1988