

Antennen

1. Einleitung

Die Möglichkeit, elektromagnetische Wellen durch den freien Raum über grosse Distanzen zu übertragen, bildete einen starken Anreiz zur Entwicklung von Hochfrequenzsystemen. Angefangen hat diese Entwicklung zuerst bei tiefen Frequenzen mit dem Rundfunk im Lang- und Mittelwellenbereich. Mit der Zeit hat man immer höher gelegene Frequenzbänder nutzbar gemacht. Die grössere Verbreitung von Sendestationen und die grösseren Anforderungen an die Bandbreite, besonders beim Fernsehen mit 6MHz, machten ein Ausweichen zu höheren Frequenzen unumgänglich. Um die stark wachsende Zahl der Mobiltelefonteilnehmer bedienen zu können, belegen diese Dienste heute breite Frequenzbänder bei 0.9 und 1.8 GHz. Je höher die Frequenzen, umso eher lässt sich die abgestrahlte Leistung scharf bündeln, ohne dass die dazu notwendige Antenne unhandlich gross wird. Das war wohl der Hauptgrund zur Entwicklung der Mikrowellentechnik. Mit einem eng gebündelten Strahl kann man mit mässiger Leistung grosse Distanzen überbrücken, (Richtstrahlernetze für Telefonie und Fernsehen, Satellitenverbindungen, Raumfahrt). Ausserdem kann man mit entsprechenden Empfangsantennen schwache Quellen genau orten (Radar, Radioastronomie).

In der Antennentechnik zeigt es sich deutlich, dass Radio- und Lichtwellen denselben Gesetzen gehorchen, weil es sich ja, wie das bereits Maxwell postulierte, um das gleiche physikalische Phänomen der elektromagnetischen Wellen handelt. Grosse Antennen kann man im Nahfeldbereich rein strahlenoptisch behandeln, „quasioptisch“ wie man sagt. Für genauere Betrachtungen muss man allerdings die (in der gewöhnlichen Optik oft vernachlässigbaren) Erscheinungen der Beugung und Streuung berücksichtigen.

Man unterscheidet in der Antennentechnik zwischen Primär- und Sekundärstrahlern. Primärstrahler sind direkt mit der speisenden (oder aufnehmenden) Zuleitung verbunden (Formen: elektrische und magnetische Dipole, Stäbe, Schlitze, Wendel, Oeffnungen in Hohlleitern, Hornstrahler) während die Sekundärstrahler in Form von Reflektoren oder Spiegeln das Wellenfeld eines Primärstrahlers reflektieren und dabei die Bündelung erzeugen (parabolische Spiegel, hyperbolische Zwischenspiegel). Anstelle von grossen Spiegeln verwendet man heute auch sog. Arrays, bestehend aus einer Vielzahl von Primärstrahlern, angeordnet in Linien oder Flächen. Sie eignen sich vor allem zur raschen, elektronischen Steuerung von Richtung und Form des Strahles.

2. Physikalische Grundlagen, Elementardipole, Beugung, Reziprozität

Eine Antenne ist das Koppelglied zwischen leitungsgebundenen und freien Wellen im Raum. In Leitungen sind die Wellen seitlich geführt und meist genau definiert begrenzt, sie haben eine zylindrische Struktur; im freien Raum sind sie (abgesehen vom Nahfeld) grundsätzlich sphärisch und haben keine „Leitplanken“. Ein zylindrisches Wellenfeld, bestehend aus in Längsrichtung aneinandergereihten gleichen Feldzellen, ist im homogenen Freiraum grundsätzlich nicht möglich. Die einzige denkbare Ausnahme, nämlich die homogene ebene Welle (ohne seitliche Grenzen), ist aus Energiegründen physikalisch nicht realisierbar.

Diese Beilage stellt eine überarbeitete Version einer Vorlesungsbeilage von Prof. Dr. G. Epprecht, ETHZ 1986 dar.

HF-AN/15.Mai 2003

Nach Huygens kann man jedes Wellenbild auffassen als eine Ueberlagerung von vielen elementaren Kugelwellen. Auf diesem Prinzip beruhen auch die meisten Berechnungsmethoden von Strahlungsfeldern für beliebige Arten von Wellen. Während nun aber z.B. für mechanische Dichtewellen (Akustik) eine sphärisch vollkommen symmetrische Kugelwelle möglich ist, existiert eine solche Symmetrie für die elektromagnetischen Vektorwellen nicht. Als elementarste Welle muss man hier jene des **Elementar-Dipoles** betrachten (= Hertz'scher Dipol = kurzer Dipol), Fig. 1. Eine solche Welle wird z.B. abgestrahlt von einem kurzen Stück Draht, in welchem ein über die Länge konstanter Wechselstrom fließt. Ein solcher Dipol ist zwar eine physikalisch

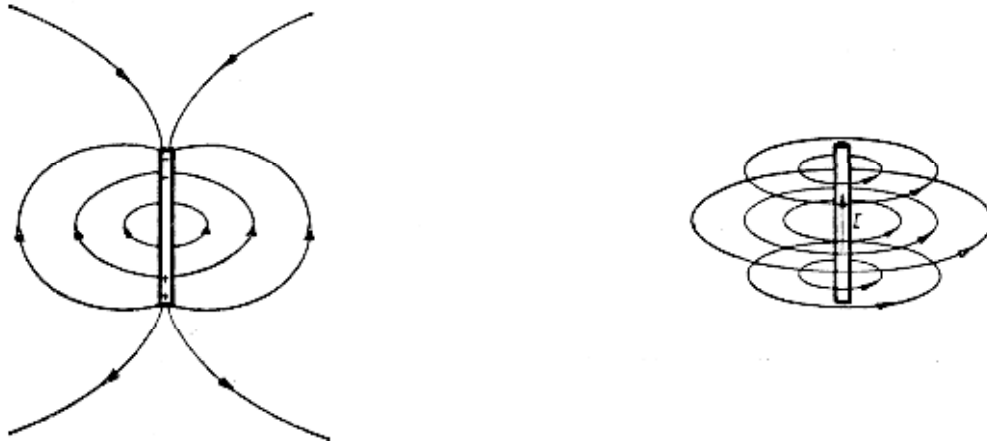


Fig. 1. E-Feldlinien (links) und H-Feldlinien (rechts) in unmittelbarer Nähe eines elektrischen kurzen Dipols. Beim magnetischen Dipol sind die Rollen von E- und H-Feldlinien zu vertauschen.

nicht realisierbare, mathematische Fiktion. Realisierbar wäre ein Drahtstück mit einer Stromverteilung, die gegen die Enden auf Null absinkt (z.B. Sinus-Halbwellen). Jedoch kann man diesen Fall mathematisch aufspalten in Elementardipole verschwindender Länge. Es gibt zwei Sorten der elementaren Dipolwellen, nämlich „elektrische“ und „magnetische“, je nachdem ob die elektrischen oder die magnetischen Feldvektoren senkrecht zur äquatorialen Symmetrieebene des Dipols stehen. Die beiden möglichen Dipolwellen haben identische Feldlinienbilder mit vertauschten Rollen von E und H. Die magnetische Dipolwelle kann physikalisch erzeugt werden durch eine kleine, stromdurchflossene Drahtschleife („Rahmenantenne“). Das Dipolfeld ist, was die **Phasenfront** betrifft, eine Kugelwelle. Unter einer Phasenfront versteht man eine Fläche konstanter Phase derjenigen E- oder H- Feldkomponenten, die senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen.

Aus dem in Fig. 2 dargestellten Feldlinienbild eines Dipoles ist ersichtlich, dass besonders in der Nähe der Achse auch Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung existieren. Diese sind in ihrer Phasenlage 90° gegen die Tangentialkomponente verschoben. Das Vektorfeld der Dipolwellen hat zwar eine vollständige azimuthale Symmetrie, nicht aber eine sphärische. In der Dipolachse verschwindet das Feld, es wird in dieser Richtung keine Leistung abgestrahlt.

Nach dem Prinzip von Huygens kann man die Strahlungseigenschaften grösserer Antennen verstehen als Ueberlagerung (Interferenz) vieler Wellenfelder von Elementardipolen. Fig. 3 zeigt, wie von einer ebenen Welle, die einfällt auf einen metallischen Schirm mit einer kleinen Oeffnung, eine neue Welle angeregt wird. Sie breitet sich nicht nur, wie es von der geometrischen Strahlenoptik zu erwarten wäre, in Richtung der anregenden Welle aus, sondern wird auch nach den Seiten gestreut.

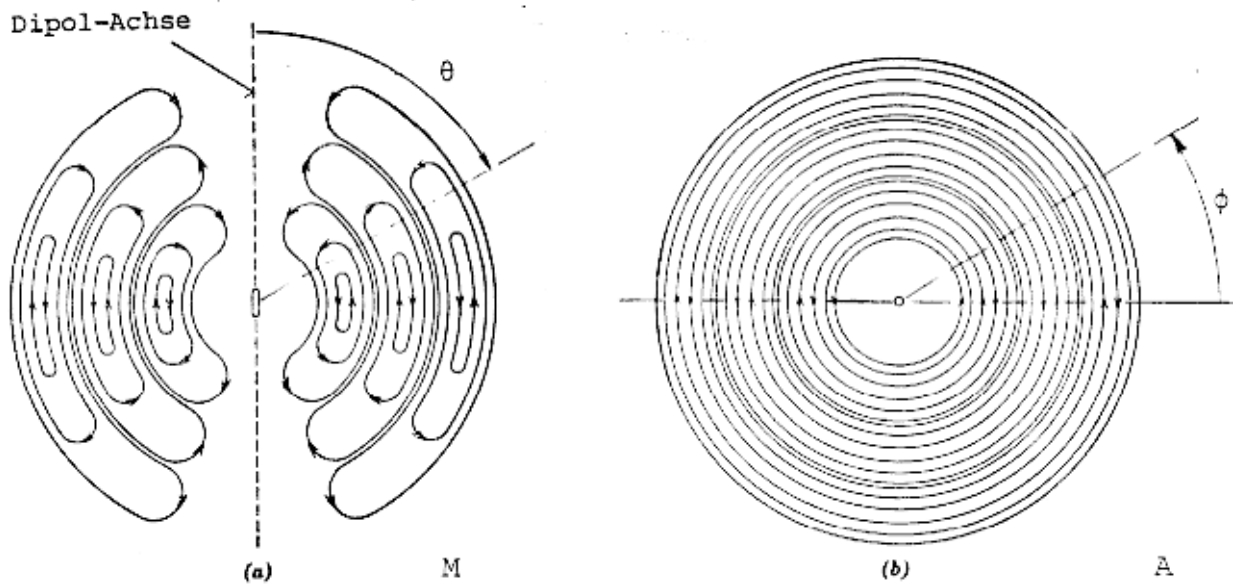


Fig. 2. Feldlinienbilder einer elektrischen Dipolwelle im Fernfeld, a) E-Feld in einer Meridianebene M, b) H-Feld in der Äquatorebene A des Dipoles, c) räumliche Darstellung

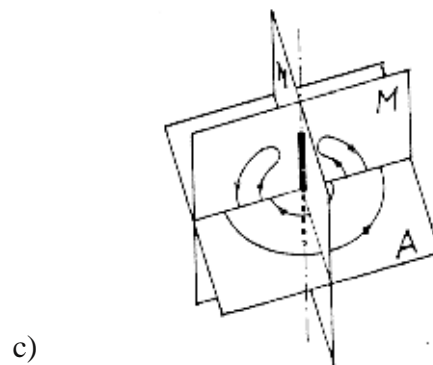
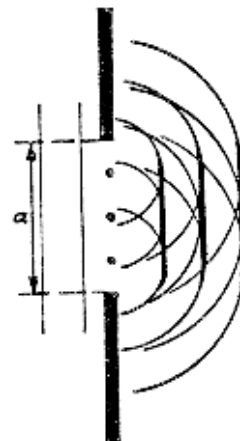


Fig. 3 Erklärung der Beugung nach dem Prinzip von HUYGENS: jeder von einer Welle angeregte Punkt erzeugt eine neue Kugelwelle.



Auf Leitungen treten Wellen im allgemeinen in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung auf. Dasselbe gilt nun auch bei Antennen. Jede sich von einer Antenne ablösende Welle kann also auch rückwärts ablaufen, d.h. auf die Antenne zulaufen.

Antennen gehorchen ferner dem **Reziprozitätsprinzip**: Eine Antenne, die als Strahler ihre Energie vorwiegend in eine bestimmte Richtung wirft, wird auch als Empfangsantenne aus dieser Richtung besonders gut empfangen. Baut man eine Uebertragungsstrecke aus zwei beliebigen Antennen auf und betrachtet das ganze als Zweitor, so ist die Uebertragungsdämpfung für beide Richtungen gleich gross, **auch wenn die Felder in den beiden Fällen stark voneinander abweichen** (siehe Fig. 4). Von diesem Umstand macht man z.B. in der Messtechnik Gebrauch, indem man eine Sendeantenne auch als Empfangsantenne ausmessen kann.

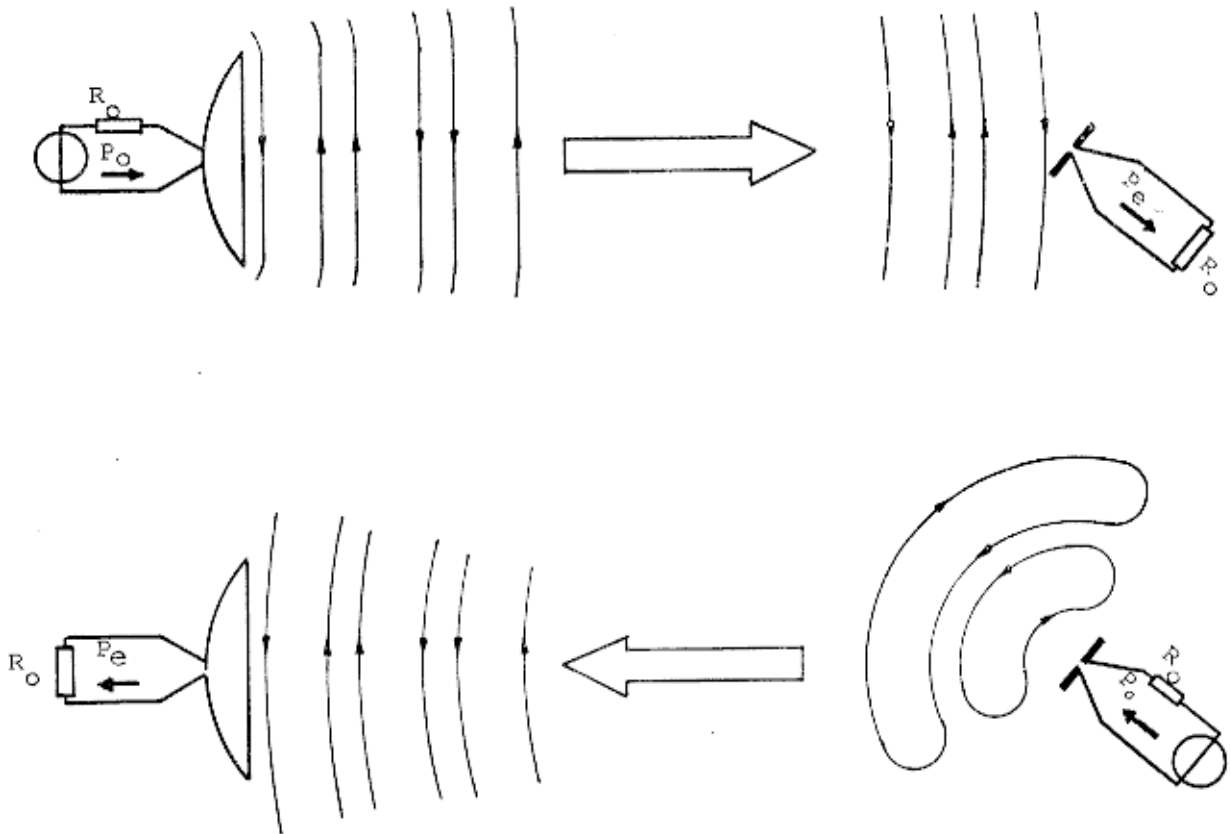


Fig. 4 Reziprozität einer drahtlosen Uebertragungsstrecke. Das Verhältnis der verfügbaren Leistung P_0 der Quelle zur empfangenen Leistung P_e ist für beide Übertragungsrichtungen gleich.

3. Charakterisierung von Antennen (Antennenparameter)

Je nach dem Verwendungszweck einer Antenne soll sie die abgestrahlte Energie über ein grosses Gebiet verteilen oder möglichst nur auf einen Punkt richten. So unterscheidet man grob zwischen **Rundstrahlantennen** (öffentliche Fernseh- und Radiodienste, Mobiltelefonie, Navigation; ein Sender, viele Empfänger) und **Richtstrahlantennen** (Punkt zu Punkt, Satellitenverbindungen, drahtloses Richtfunknetz usw.; 1 Sender, 1 Empfänger).

Genauer werden diese Eigenschaften durch das Antennen- oder **Strahlungsdiagramm** beschrieben (Fig. 5). Dieses gibt (meistens in Funktion von Kugelkoordinaten mit der Antenne im Nullpunkt) an, wie gross die in jeder Richtung abgestrahlte Energiedichte $S(\phi, \Theta)$ ist. Oft beschränkt man sich auf ein Horizontal- und ein Vertikaldiagramm in den Ebenen der grössten Strahlungsdichte.

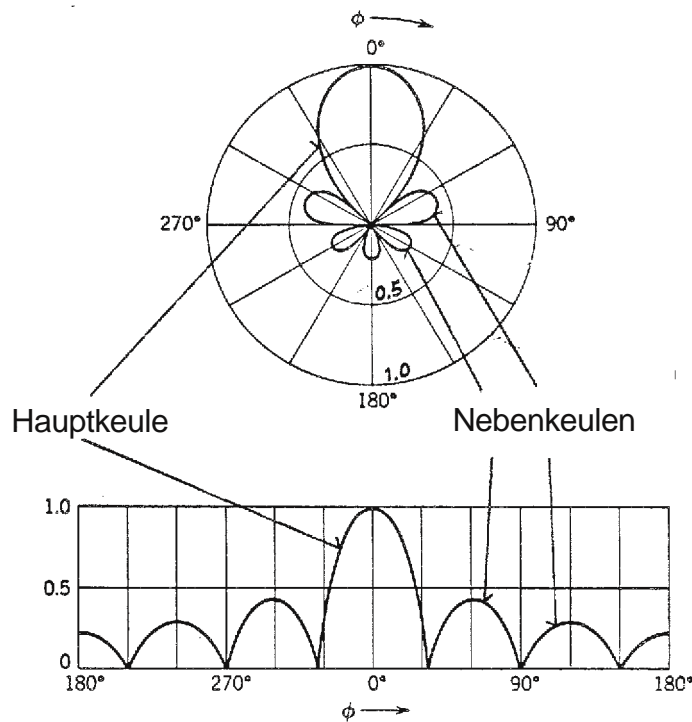


Fig. 5 Strahlungsdiagramm in zwei üblichen Darstellungsarten. In radialer Richtung werden lineare oder logarithmische E- oder S-Skalen verwendet (hier linear).

Eine Antenne, die eine nach allen Richtungen gleich intensive Kugelwelle aussendet, existiert nicht (siehe vorangehender Abschnitt). Der Grund ist topologischer Natur, so wie es nicht möglich ist, eine Kugeloberfläche mit einem gleichmässigen Netz aus Quadraten zu überziehen. Trotzdem werden die Strahlungsdiagramme meistens auf einen solchen fiktiven **isotropen Strahler** bezogen. Ein solcher Strahler mit der abgestrahlten Leistung P_S hat im Abstand D von der (punktförmigen) Antenne die Energiedichte S_0 :

$$S_0(D) = P_S / (4\pi D^2) \quad \text{isotroper Strahler} \quad (1)$$

Die Energiedichte S ist identisch mit dem Poyntingvektor, den man als Vektorzeiger mit dem Produkt aus \underline{E} und \underline{H} schreiben kann ($\eta_0 = E/H = 377 \Omega =$ Feldwellenwiderstand des freien Raumes)

$$\vec{S}(D) = (\vec{E} \times \vec{H}^*) = (\underline{E}^2 / \eta_0) \vec{D} / D = (\underline{H}^2 \eta_0) \vec{D} / D \quad (2)$$

Bei praktischen Antennen ist die abgestrahlte Energiedichte richtungsabhängig. Unter dem **Gewinn $G(\phi, \Theta)$** versteht man das Verhältnis der Strahlungsdichte $S(\phi, \Theta)$ zu jener eines isotropen Strahlers gleicher totaler Leistung:

$$G(\phi, \Theta) = S(\phi, \Theta, D) / S_0(D) \quad \text{Gewinn} \quad (3a)$$

Der Gewinn wird häufig in Dezibel angegeben:

$$G_{dB} = 10 \log G = 20 \log (E/E_0) \quad (3b)$$

Oft wird unter dem Gewinn die hier definierte Grösse, multipliziert mit dem Antennenwirkungsgrad verstanden. Das bedeutet, dass die Verluste darin berücksichtigt sind. Man unterscheidet dann

zwischen Richtfaktor D (Directivity) und dem praktischen Gewinn G . G ist dann auf die eingespeiste, D auf die abgestrahlte Totalleistung bezogen. Hier nehmen wir verlustfreie Antennen an, so dass $D = G$ wird.

Aus (1) und (2) geht hervor, dass die Leistungsdichte quadratisch abnimmt mit der Entfernung, die Feldstärken E und H sind dagegen nur umgekehrt proportional zum Abstand D (im Fernfeld).

In vielen Fällen bedeutet der Ausdruck Gewinn nur den Maximalwert der Funktion $G(\phi, \Theta)$. Als Beispiel sei der Gewinn des Elementardipoles angegeben:

$$G(\phi, \Theta) = 1.5 \sin^2 \Theta \quad \text{Gewinn Elementardipol} \quad (4a)$$

$$G_{dB, \max} = 10 \log 1.5 = 1.76 \text{ dB} \quad (4b)$$

Die totale, abgestrahlte Leistung eines elementaren „Stromdipoles“ mit dem Strom I und der Länge ℓ ist bei der Wellenlänge λ ($\gg \ell$):

$$P_s = 80\pi^2 I^2 (\ell/\lambda) \quad \text{Elementardipol} \quad (5)$$

Das Strahlungsdiagramm ist in Fig. 6 dargestellt. Von diesem Elementardipol unterscheidet sich der reale Dipol mit Nullstellen des Stromes an den Enden, (z.B. $\lambda/2$ -Dipol) in seinem Strahlungsdiagramm nur wenig:

$$G(\phi, \Theta) = 1.64 \cos^2(\pi \cos\Theta/2)/(2\sin^2\Theta) \quad \text{Gewinn} \quad (6a)$$

$$G_{dB, \max} = 2.15 \text{ dB} \quad \lambda/2\text{-Dipol} \quad (6b)$$

Bei Antennen mit hoher Richtwirkung (grossem Gewinn) ist die **Strahlbreite** oder der **Oeffnungswinkel** des Hauptstrahles (die „Hauptkeule“) besonders wichtig. Er bestimmt z.B. das Winkel-Auflösungsvermögen einer Empfangsantenne. Um die Strahlbreite zu bestimmen, sucht man im Antennendiagramm die Punkte zu beiden Seiten des Maximalwertes, bei welchen die Leistung auf die Hälfte, d.h. um 3 dB gefallen ist. Der Winkel zwischen diesen Punkten ist die Strahlbreite. Sie kann natürlich verschieden sein in der Vertikal- und der Horizontalebene.

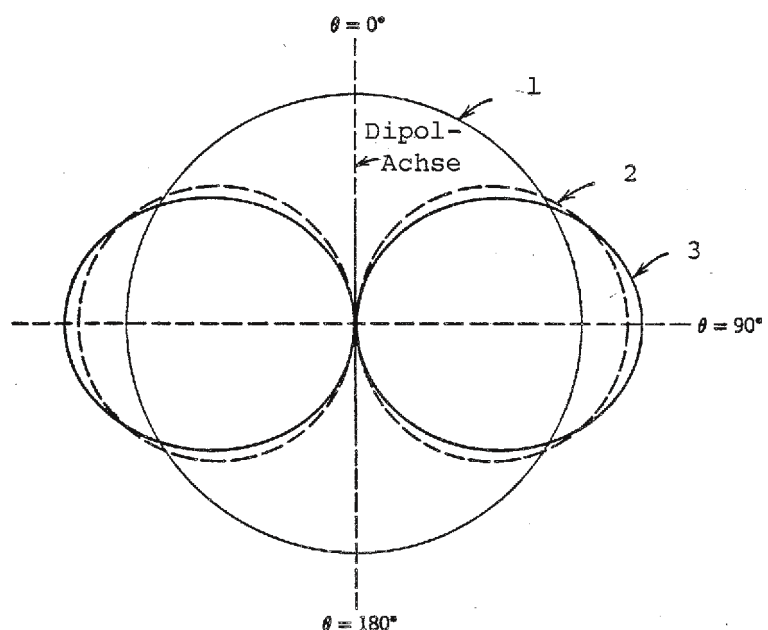


Fig. 6 Strahlungsdiagramm in der Meridianebene eines Dipoles
 1 (hypothetischer) isotroper Strahler
 2 Elementardipol
 3 $\lambda/2$ -Dipol

Grössere Antennen haben in ihrem Strahlungsdiagramm meistens eine kleinere oder grössere Anzahl von **Nebenkeulen** oder **Seitenlappen**. Das sind Nebenmaxima der Gewinnfunktion, die unter Umständen den Empfang beeinträchtigen, da die Antenne nicht nur aus der gewünschten Richtung Strahlung aufnimmt.

Der „Abstand“ des grössten Nebenmaximums vom Hauptmaximum (meistens in Dezibel angegeben), die Nebenkeulendämpfung, ist eine wichtige Eigenschaft von Richtantennen.

Obwohl man nach dem Reziprozitätsgesetz sowohl Sende- wie Empfangsantennen durch die gleichen Parameter charakterisieren kann (z.B. den Gewinn) wird bei den Empfangsantennen eine weitere, sehr anschauliche Grösse verwendet, die **Absorptionsfläche**, Wirkfläche oder effektive Antennenfläche. Wenn am Empfangsort eine homogene Welle mit der Leistungsdichte S_e einfällt und die (verlustlos angenommene) Empfangsantenne für die abgehende Leitung wie eine Quelle mit der verfügbaren Empfangsleistung P_{oe} wirkt, so ist ihre Absorptionsfläche

$$A_e = P_{oe}/S_e \quad \text{Absorptionsfläche} \quad (7)$$

Diese Fläche ist von der gleichen Grössenordnung, (meistens etwas kleiner) wie die geometrische Aperturfläche einer flächenartigen Antenne, sie ist zudem auch definierbar, wenn die Antenne nicht flächenförmig ist. Zwischen dem Gewinn und der Absorptionsfläche besteht folgender Zusammenhang:

$$A_e = G_{\max} \lambda^2 / 4\pi \quad (8)$$

Verwendet man (1), (4), bzw. (6) in diesem Zusammenhang, so ergeben sich für den isotropen Strahler, den Hertz'schen Dipol und den Strahler mit sinusförmiger Strombelegung die Absorptionsflächen von $\lambda/(4\pi)$; $1,5 \lambda/(4\pi)$ und $1,64 \lambda/(4\pi)$. Sie entsprechen Kreisscheiben von folgenden Durchmessern: $0,32 \lambda$, $0,39 \lambda$ und $0,41 \lambda$. Die Länge des Dipoles tritt dabei nicht auf. In Räumen mit Dimensionen kleiner als $\lambda/2$ kann man eben nicht mehr von Strahlungsfeldern reden. Ein Dipol $\ell \ll \lambda/2$ kann einem Strahlungsfeld zwar theoretisch die gleiche Leistung entziehen wie ein $\lambda/2$ -Dipol, praktisch ist das jedoch nicht möglich, weil solche Dipole nicht ohne grosse Verluste angepasst werden können.

Mit Hilfe von (7) und (8) kann die **verfügbare Empfangsleistung** als Funktion der Strahlungsdichte (oder der Feldstärke) angegeben werden:

$$P_{oe} = S_e G_e \lambda^2 / (4\pi) = E_e^2 G_e^2 \lambda^2 / (4\pi \eta_0) \quad (9)$$

Eine weitere wichtige Eigenschaft für die Speisung von Antennen ist ihre **Eingangsimpedanz**. Bei einer verlustlosen Antenne ist der Realteil dieser Impedanz der sog. **Strahlungswiderstand**; hat sie dagegen Verluste, so ist der Realteil der Eingangsimpedanz sowohl vom Strahlungswiderstand, wie auch von den Verlusten abhängig. Die Reaktanz einer Antenne hängt weitgehend von der Geometrie des Nahfeldes ab.

Unter dem **Antennenwirkungsgrad** versteht man das Verhältnis von totaler abgestrahlter (Wirkleistung) zur aufgenommenen Wirkleistung.

Alle elektrischen Eigenschaften von Antennen sind frequenzabhängig. Der Frequenzbereich, in welchem die Antenne für einen bestimmten Zweck brauchbar ist, wird als **Bandbreite** bezeichnet. Der Begriff ist nicht genau definiert, er hängt davon ab, was man im speziellen Fall unter brauchbar versteht.

Im Strahlungsfeld einer Antenne unterscheidet man das **Nahfeld** und das **Fernfeld**. Die Grenze ist nicht scharf definiert. Im Nahfeld hat man Phasenfronten, die wesentlich von der Antennenform bestimmt sind (z.B. ebene bei Parabolantennen). Das Feld hat meistens eine eher komplizierte und

mit der Distanz ändernde Interferenzstruktur. Im Nahfeld gibt es grosse Anteile von gespeicherter reaktiver Feldenergie (E und H nicht in Phase). Das Strahlungsdiagramm ist in diesem Bereich abhängig von der Distanz, weshalb solche Diagramme fast immer für das Fernfeld berechnet und gemessen werden. Im Fernfeld ist es nämlich distanzunabhängig. Im Fernfeld ist die Welle immer sphärisch und enthält (ausser in geringem Masse an den Rändern) keine reaktiven Anteile. Reflektierende Gegenstände im Nahfeld können die Antennenimpedanz merklich beeinflussen, im Fernfeld sind sie meist unbedeutend.

Elektromagnetische Wellen sind Vektorwellen. Das Verhalten der Richtung des E- oder H-Vektors in Funktion der Zeit an einem fixen Punkt im Raum wird als Art der **Polarisation** bezeichnet. Wenn die Richtung eines Vektors nicht ändert, so sagt man, die Welle sei an diesem Punkt in Bezug auf diesen Vektor **linear polarisiert**. Im allgemeinen beschreibt die Vektorspitze eine Ellipse (**elliptisch-polarisiert**) eventuell einen Kreis (**zirkular-polarisiert**). Die Polarisation kann theoretisch von Punkt zu Punkt im Raume ändern und verschieden sein für die beiden Vektoren. Gewöhnlich betrachtet man aber nur die Polarisation in der Haupt-Strahlungsrichtung im Fernfeld, wo die Vektoren im wesentlichen senkrecht zur Strahlungsrichtung liegen und wo die Welle annähernd eben und homogen ist. Als Polarisationsrichtung bezeichnet man üblicherweise jene des elektrischen Feldvektors. Antennen, die im wesentlichen für eine (elektrisch) linear vertikal polarisierte Welle gebaut sind, sind für eine einfallende horizontal polarisierte Welle unempfindlich und umgekehrt. Zirkular polarisierte Wellen werden meistens aus zwei senkrecht zueinander stehenden und um 90° phasenverschobenen Wellen zusammengesetzt.

Eine Antenne für rechts drehende zirkular polarisierte Wellen ist unempfindlich für links drehende Wellen. Die Polarisation ermöglicht also eine doppelte Ausnutzung eines Uebertragungsweges. Allerdings erreicht man praktisch wegen Unvollkommenheiten der Antennen und des Uebertragungsweges keine vollkommene Trennung der komplementären Polarisationen.

4. Einfache Antennentypen mit kleinem Gewinn

Die einfachste Antennenform bei unsymmetrischer (koaxialer) Speisung ist die senkrecht auf einer leitenden Ebene stehende **Stabantenne** (Monopol). In der Praxis werden meist Stäbe verwendet, die $\lambda/4$ lang oder etwas kürzer sind. Die Stromverteilung auf dem Antennenstab entspricht weitgehend derjenigen bei einer am Ende offenen Leitung. Im Sendefall ist die Welle vertikal polarisiert und wird in der Horizontalebene ungerichtet abgestrahlt. Die Antennenform wird von Mittelwellen bis in den Mikrowellenbereich hinein verwendet, häufig beispielsweise auf Fahrzeugen. Tabelle 1 gibt eine Zusammenstellung einiger einfacher Antennen mit wichtigen Daten.

Bei symmetrischer Speisung ist die einfachste Antennenform ein **Dipol**. Die Eigenschaften von einfachem Stab über einer leitenden Ebene und einem Dipol sind bezüglich der Stromverteilung, der Richtwirkung, der Feldstärke im Fernfeld und des Impedanzverhaltens gleich, weil die untere Dipolhälfte als das Spiegelbild des Antennenstabs bezüglich der leitenden Ebene betrachtet werden kann. Im Fall der symmetrischen Speisung liegt zwischen beiden Leitern die doppelte Spannung gegenüber der Spannung am Antennenfusspunkt der Stabantenne. Daher weist der Dipol die doppelte Impedanz im Vergleich zum Monopol auf. Beim Dipol wird die Leistung in den gesamten umgebenden Raum abgestrahlt, während der Monopol die ihm zugeführte Leistung nur in einen Halbraum abgibt. Deshalb ist der Gewinn des Monopols 3 dB grösser als jener des Dipols.

Für die symmetrische Speisung mit einer Zweidrahtleitung ist der **Faltdipol** am geeignetsten, da er Strahlungswiderstände zwischen 200 und 300 Ω aufweist, welche zu den Wellenwiderständen der Leitung passen. Die Strahlungseigenschaften sind identisch jenen des $\lambda/2$ -Dipols.

Tabelle 1 Eigenschaften einiger einfacher Antennen (aus [1])

Antennenart	Darstellung, Belegung	Richtfaktor, Gewinn linear; (in dB)	wirksame Antennenfläche	effektive Höhe	Strahlungs-Widerstand	vertikales Richtdiagramm (3-dB-Bereich)	horizontales Richtdiagramm
isotrope Antenne	fiktiv	1; (0 dB)	$\frac{\lambda^2}{4\pi} = 0,08\lambda^2$	—	—		
Hertzscher Dipol, Dipol mit Endkapazität		15; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	l	$80\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
kurze Antenne mit Dachkapazität auf leitender Ebene $h \ll \lambda$		3; (4,7 dB)	$\frac{3\lambda^2}{4\pi} = 0,24\lambda^2$	h	$160\left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
kurze Antenne auf leitender Ebene $h \ll \lambda$		3; (4,7 dB)	$\frac{3\lambda^2}{4\pi} = 0,24\lambda^2$	$\frac{h}{2}$	$40\left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
$\lambda/4$ -Antenne auf leitender Ebene		3,28; (5,1 dB)	$0,261\lambda^2$	$\frac{\lambda}{2\pi} = 0,16\lambda$	40Ω		
kurzer Dipol $l \ll \lambda$		15; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	$\frac{l}{2}$	$20\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)^2 \Omega$		
$\lambda/2$ -Dipol		1,64; (2,1 dB)	$0,13\lambda^2$	$\frac{\lambda}{\pi} = 0,32\lambda$	73Ω		
λ -Dipol		2,41; (3,8 dB)	$0,19\lambda^2$	$\gg \lambda$	200Ω		
$\lambda/2$ -Schleifendipol		1,64; (2,1 dB)	$0,13\lambda^2$	$\frac{2\lambda}{\pi} = 0,64\lambda$	290Ω		
Schlitzantenne in Halbraum strahlend		3,28; (5,1 dB)	$0,26\lambda^2$	—	$\approx 500 \Omega$		
kleiner Rahmen, n -Windungen, beliebige Form		15; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	$\frac{2\pi n A}{\lambda}$	$\frac{3100\pi^2 (A/m)^2}{(\lambda/m)^4}$		
Spulenantenne auf langem Ferritstab $l \gg D$		15; (1,8 dB)	$\frac{3\lambda^2}{8\pi} = 0,12\lambda^2$	$\frac{\pi^2 n \mu_r D^2}{2\lambda}$	$19100\pi^2 \mu_r^2 \left(\frac{D}{\lambda}\right)^4$		
Linie aus Hertzischen Dipolen $l \gg \lambda$		$\approx \frac{4}{3} \frac{l}{\lambda}$	$\frac{l\lambda}{8} = 0,12l\lambda$	—	—		
Zeile aus Hertzischen Dipolen $l \gg \lambda$		$\approx \frac{8}{3} \frac{l}{\lambda}$	$\frac{l\lambda}{4} = 0,25l\lambda$	—	—		
einseitig strahlende Fläche $a \gg \lambda, b \gg \lambda$		$\approx \frac{6,5 \cdot 10^6 \lambda^2}{ab}$	ab	—	—		
Yagi-Uda-Antenne mit 4 Direktoren		$\approx 10; (10 \text{ dB})$	—	—	—		

Im Kurzwellengebiet werden häufig sog. **Langdrahtantennen** eingesetzt. In der einfachsten Form wird ein mehrere Wellenlängen langer Draht in einer Höhe von einer halben bis einer ganzen Wellenlänge über dem Boden aufgespannt. Dieser Draht bildet eine Leitung, welche meist am Ende abgeschlossen wird. Die Hauptstrahlrichtung liegt dann in Drahtrichtung, in derselben wie sich die Welle ausbreitet, aber mit einer Elevation von ca 30°.

Rahmenantennen bestehen aus einer Luftspule (rund oder quadratisch) mit mehreren Windungen. Der Antennenwiderstand ist klein, vor allem dann, wenn die Fläche der Spule klein ist im Vergleich zu λ^2 . Sie hat daher im Sendefall einen sehr kleinen Wirkungsgrad und wird vorwiegend für Empfangszwecke eingesetzt.

Ferritantennen. Für tragbare Empfänger können im Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereich als Antenne Spulen verwendet werden, die auf einen Ferritstab gewickelt sind und durch eine Kapazität auf Resonanz abgestimmt werden. Üblich sind Ferritstäbe von 150 bis 200 mm Länge mit einem Durchmesser von etwa 10 mm.

Schlitzantennen (Slotantennas). Diese Antennenart ist zweckmässig, wenn beispielsweise bei Flugzeugen keine Strahler über die Aussenhaut hinausragen dürfen. Auch bei UKW-Sendantennen haben sich Schlitzstrahler in Rohrmasten bewährt. Schlitzantennen bestehen aus einem Schlitz in einer leitenden Ebene. Die Schlitzlänge beträgt meist etwa $\lambda/2$. Auf der Rückseite befindet sich oft ein Hohlraumresonator oder ein Hohlleiter, über den die Speisung erfolgt. Die Erregung des Schlitzes kann jedoch auch über eine Koaxialleitung oder eine Streifenleitung erfolgen. Sie erfolgt stets so, daß die elektrische Feldstärke quer über den Schlitz verläuft. Ströme fließen vor allem entlang den Schlitzkanten mit je einem Maximum an den Enden. Die Verteilung von Strom und Spannung beim Schlitzstrahler ist näherungsweise dual zu jener des Dipols. Mehrere Schlitzantennen können relativ leicht zu Gruppenstrahlern kombiniert werden.

5. Richtantennen

Bei Frequenzen über 1 bis 2 GHz hat man es vorwiegend mit Richtantennen zu tun. Sie haben die Form von Spiegeln, Linsen, Hörnern oder Gruppenstrahlern (Arrays). Die Richtwirkung aller dieser Antennen hängt vor allem von Grösse und Form der Antennenfläche ab. Den grössten Gewinn erreicht man, wenn die pro Flächeneinheit der Antenne abgestrahlte Leistung über die ganze Fläche konstant ist. Dabei nimmt man aber relativ hohe Nebenmaxima in Kauf (ca. -13 dB). Durch Ändern der Abstrahlungsdichte über die Aperturfläche kann man die Nebenkeulen wesentlich verkleinern. Dabei nimmt allerdings der Gewinn etwas ab und der Hauptstrahl verbreitert sich.

Strahlbreite δ (in Grad, gemessen zwischen den -3 dB Punkten der Hauptkeule) und Gewinn hängen vor allem von der relativen Querabmessung (z.B. Durchmesser) der Antennenfläche ab. Es gilt (λ = Wellenlänge, a = Seitenlänge einer quadratischen Antenne, a_{eff} = effektive Seitenlänge):

$$\delta = \frac{\lambda}{a_{\text{eff}}} \text{ (rad)} \cong (57 \dots 83) \frac{\lambda}{a} \text{ (Grad)} \quad \text{(Strahlbreite)} \quad (10)$$

$$G_{\text{max}} \approx \eta_a 4\pi \left(\frac{a}{\lambda} \right)^2 \quad \text{(Gewinn)} \quad (11a)$$

mit $\eta_a = (a_{\text{eff}} / a)^2$

Der erste Wert der eingeklammerten Konstante in (10) gilt jeweils für homogene „Ausleuchtung“ der Apertur, der zweite für eine \cos^2 -Belegung. Im ersten Fall liegt das Nebenkeulenniveau ca. 13

dB unter G_{\max} im zweiten mehr als 30 dB. Sind die Querabmessungen der Antenne in Horizontal- und Vertikalrichtung verschieden (a_1, a_2) so ist die Strahlbreite entsprechend grösser in der Ebene der geringeren Querabmessung und für den Gewinn gilt:

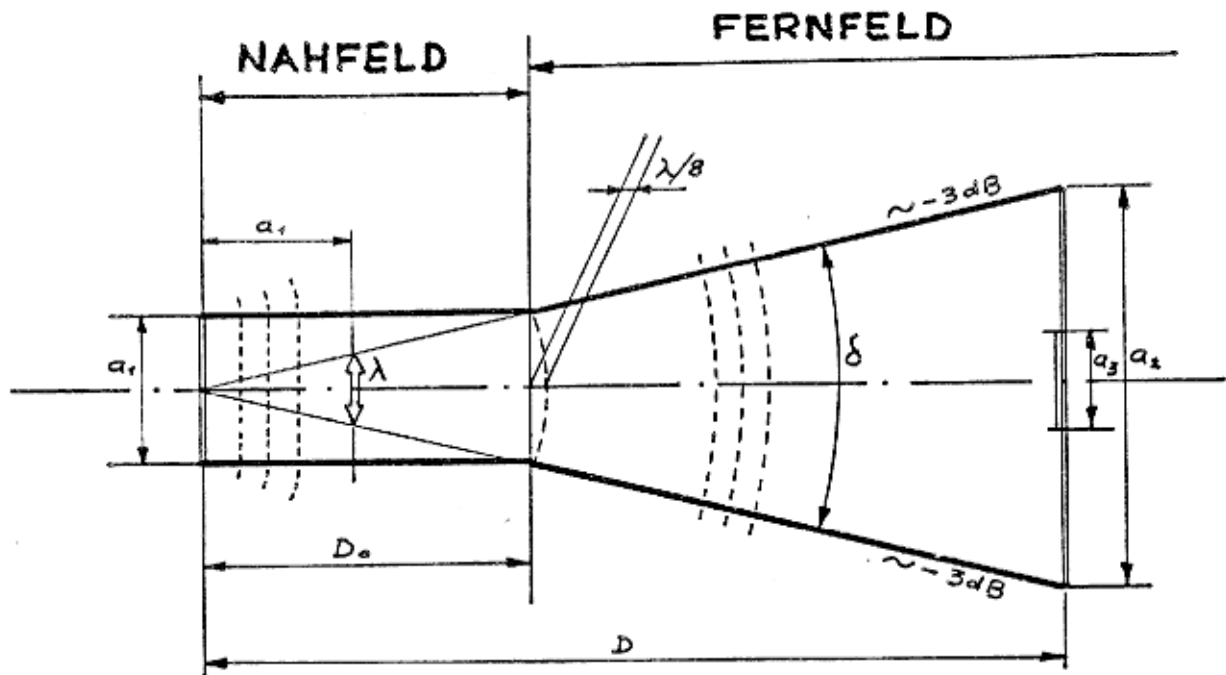
$$G_{\max} \approx \eta_a 4\pi \frac{a_1 a_2}{\lambda^2} \quad (11b)$$

Aus (10) und (11) ergibt sich der Zusammenhang zwischen Strahlbreite und Gewinn:

$$\delta^2 G_{\max} \approx 4\pi \quad (\delta \text{ in rad}) \quad (12)$$

Man kann sich diese Zusammenhänge durch eine vereinfachte Figur, aus welcher sich alle wesentlichen Grössen wenigstens approximativ herauslesen lassen, merken. Fig. 7 zeigt den sog. Strahlungstrichter einer Richtantenne.

An der Grenze des Nahfeldes beträgt in dieser Figur der Wegunterschied der sphärischen und der ebenen Welle in Strahlmitte $\lambda/8$; im Nahfeld bleibt der Strahl im wesentlichen beschränkt auf den Durchmesser der Apertur, im Fernfeld vergrössert er sich proportional zum Abstand. Das Nahfeld



$$D_0/a_1 \approx a_1/\lambda$$

$$\delta \text{ (Radian)} \approx a_1/D_0 = \lambda/a_1$$

$$D_0 \approx a_1^2/\lambda$$

Fig. 7 „Strahlungstrichter“ einer Richtantenne

- a_1 = Antennendurchmesser
- a_2 = Empfangsfleckdurchmesser
- a_3 = Durchmesser der Empfangsantenne
- D_0 = Reichweite des Nahfeldes der Antenne links
- D = Uebertragungsdistanz
- δ = Oeffnungswinkel
- λ = Wellenlänge

ist also im wesentlichen innerhalb eines Zylinders vom Antennendurchmesser konzentriert, während das Fernfeld einen Konus bildet mit dem Öffnungswinkel λ/a_1 (rad). An der Grenzen von Nah- und Fernfeld haben Zylinder und Konus dieselbe Fläche. Der Gewinn berechnet sich hier aus dem Verhältnis der Kugeloberfläche mit dem Radius D zur Fläche des Empfangsflecks $\pi a_1^2/4$:

$$G_{\max} \approx 4\pi D^2 / (\pi D^2 \lambda^2 / (4a_1^2)) = 16(a_1 / \lambda)^2$$

Diese grobe Näherungsbetrachtung nimmt an, dass die Strahlungsenergie gleichmässig über den Empfangsfleck verteilt sei, in Wirklichkeit sitzt die Empfangsantenne in seiner Mitte, wo grössere Intensität herrscht. Der Unterschied gegenüber (IIa) von 2..3 dB ist deshalb nicht verwunderlich.

Das Nahfeld kann sich bei Richtantennen in beträchtliche Tiefen erstrecken, wie die folgende Tabelle 2 zeigt:

Tabelle 2 Reichweite des Nahfeldes

	a_1	λ	D_0
Kleine Parabolantenne	1 m	10 cm	10 m
Satelliten-Bodenstation	30 m	3 cm	30 km
Laser	1 mm	0.5 μm	2 m
Fotolinse	25 mm	0.6 μm	1 km

Eine wichtige Grösse bei Richtstrahlverbindungen ist die totale **Streckendämpfung** A, das logarithmische Verhältnis von abgestrahlter (P_S) zu empfangener Leistung (P_E)

$$A = 10 \log (P_S/P_E) \quad (13)$$

Mit der Sendeleistung P_S erzeugt man am Empfangsort die Leistungsdichte:

$$S_E = P_S G_S / (4\pi D^2)$$

Eingesetzt in (9) erhält man daraus die verfügbare Empfangsleistung:

$$P_{Oe} = P_S G_S G_E \lambda^2 / (4\pi D)^2 \quad (14)$$

Daraus erhalten wir die Streckendämpfung:

$$A = -10\log G_S - 10\log G_E + 10\log(4\pi D/\lambda)^2 \quad (15)$$

Die ersten beiden Summanden sind die Gewinne der Sende- und der Empfangsantenne, der letzte Summand wird als **Freiraumdämpfung** bezeichnet.

Für diese von λ abhängige Dämpfung gibt es eine einfache Interpretation: $4\pi D^2$ ist die Oberfläche der Kugel mit dem Abstand Sender-Empfänger als Radius. Die Grösse $\lambda^2/4\pi$ ist die Absorptionsfläche des isotropen Kugelstrahlers (siehe Seite 7), die Streckendämpfung bedeutet also die Abnahme der Strahlungsdichte von der „Oberfläche“ des isotropen Strahlers mit der Wellenlänge λ bis zum Empfangsort. Weil die Oberfläche des isotropen Strahlers mit λ^2 wächst, sinkt die Streckendämpfung mit zunehmender Wellenlänge. Fig. 8 verschafft einen Ueberblick über Dämpfungswerte von Richtstrahlverbindungen und vergleicht diese mit Kabelverbindungen.

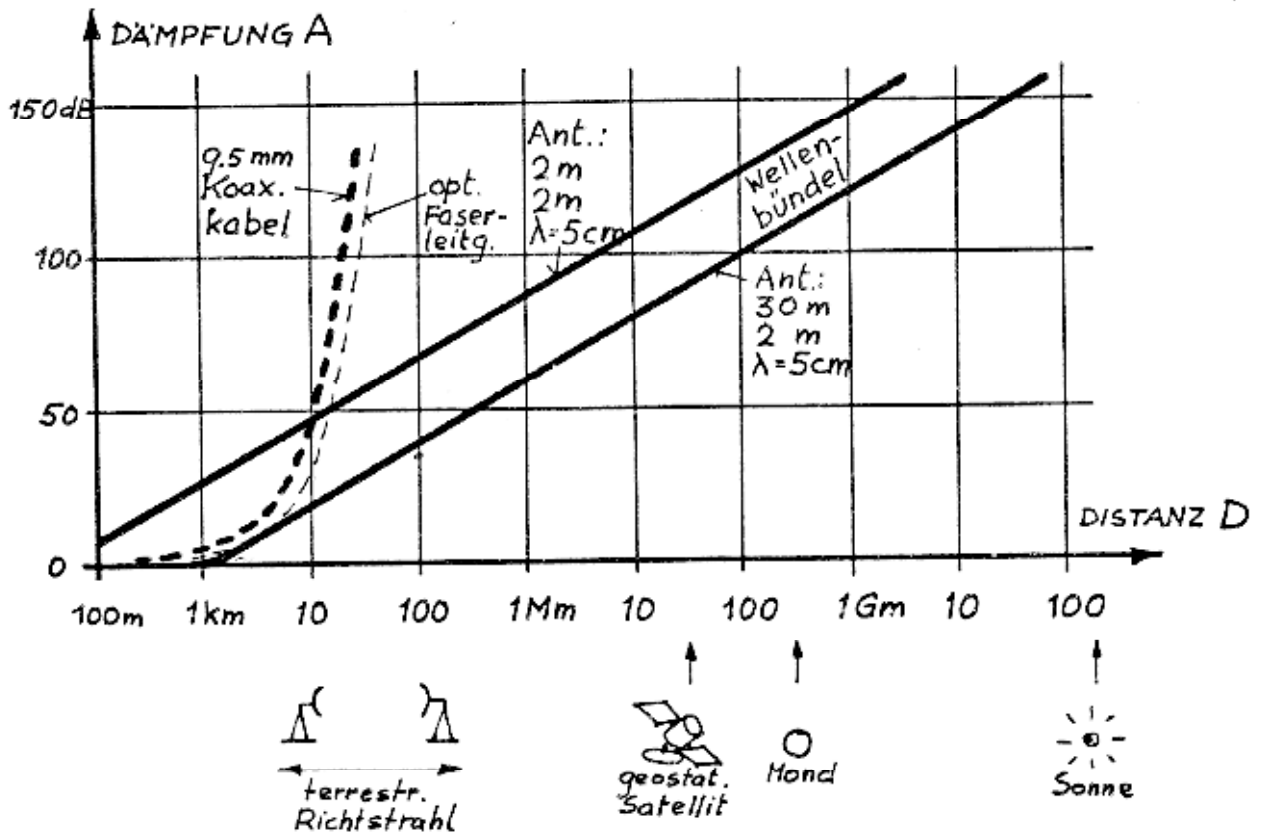


Fig.8 Ausbreitungsdämpfung zwischen Richtantennen im Vergleich mit Kabeldämpfungen. Es sind zwei Fälle dargestellt, der eine mit zwei 2 m-Antennen, der andere mit einer 2m- und einer 30m-Antenne.

Beim praktischen **Aufbau von Richtantennen** stehen verschiedene Möglichkeiten offen. Um ein enges Wellenbündel zu erzeugen, muss man über die Antennenöffnung (Apertur) eine ebene Phasenfront erzeugen. Am einfachsten benützt man dazu einen Parabolspiegel, in dessen Brennpunkt man einen Kugelstrahler setzt. Ein Paraboloid hat nicht nur die Eigenschaft, dass es alle parallel zu einer Achse einfallenden Strahlen auf seinen Brennpunkt spiegelt, sondern alle diese von einem entfernten Punkt ausgehenden Strahlen haben bis zum Brennpunkt dieselbe Länge, d.h. dieselbe Laufzeit. Das Paraboloid verwandelt also eine Kugelwelle in eine ebene Welle (und umgekehrt). Das gleiche Prinzip wird bei den optischen Spiegelteleskopen verwendet.

Am einfachsten sind die **rotationssymmetrischen Paraboloid**e herzustellen. (Fig. 9). Im Fokus sitzt z.B. eine kleine Hornantenne oder ein Dipol mit breitem Strahlungsdiagramm. Diese Konstruktion wird häufig bei mittelgrossen Antennen verwendet (0,5...5 m Durchmesser). Ist die Brennweite kurz, so ist die Befestigung des Primärstrahlers einfach, hingegen ist es schwierig, über den grossen Winkel die richtige Ausleuchtungsfunktion zu erreichen. Von dieser Ausleuchtungsfunktion hängen ja insbesondere die Strahlbreite und die Nebenkeulendämpfung ab. Ist die Brennweite jedoch gross, so ist dieses Problem leichter zu lösen, dagegen wird die Zuleitung zum Primärstrahler und dessen stabile Halterung schwieriger. Der Primärstrahler und seine Stützen stören bei dieser Anordnung das Nahfeld, dadurch kann das Strahlungsdiagramm ungünstig beeinflusst werden. Sehr grosse Parabolspiegel (z.B. für Satellitenempfang) werden heute fast immer als **Cassegrain-Antennen** gebaut. Sie haben dann einen hyperbolischen Zwischenspiegel und der Primärstrahler (meistens ein Horn mit kleinem Oeffnungswinkel) sitzt im Scheitel des Hauptspiegels.

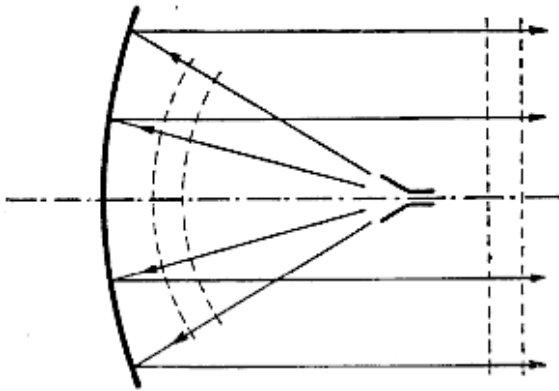


Fig. 9 Parabolantenne mit zentraler Beleuchtung

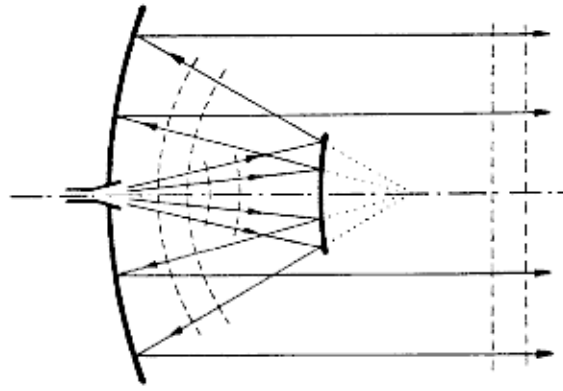


Fig. 10 Cassegrain-Antenne mit Zwischenspiegel

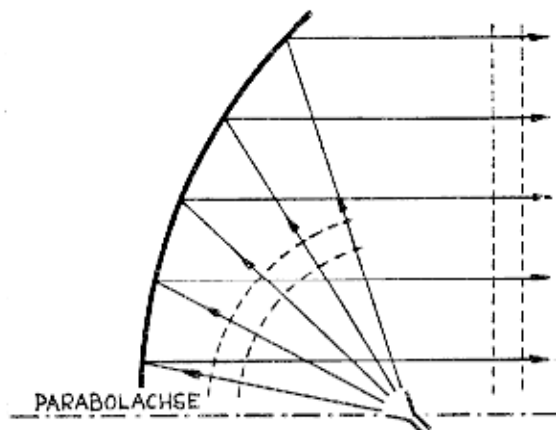
Diese Ausführung benötigt nur eine kurze Antennenzuleitung und sie kann, infolge ihrer einfachen Geometrie, sehr breitbandig oder für mehrere Frequenzbänder gebaut werden. Der Zwischenspiegel verbreitert den Primärstrahl und sorgt für eine günstige Ausleuchtung.

Will man jede Feldstörung im Hauptstrahl vermeiden, so eignet sich dazu die seitliche Speisung („off center feed“) nach Fig. 11. Das Parabolsegment ist etwas schwieriger herzustellen als das Rotationsparaboloid, bietet aber für dreh- und schwenkbare Antennen oft konstruktive Vorteile (Radartechnik).

Die Spiegelflächen werden bei kleineren Antennen meistens aus Blech oder metallisierten Kunststoffschalen hergestellt. Grössere Spiegel sind aus gitterartig angeordneten Stäben, Streckmetall oder gelochten Blechsegmenten zusammengesetzt. Der heute grösste Parabolspiegel, das Radioteleskop von Arecibo (300 m Durchmesser) besteht aus einem gespannten Drahtnetz in einem erloschenen Vulkankrater. Die Maschenweite muss natürlich der zu verwendenden Frequenz angepasst sein. Neben den Antennen mit Spiegeln, spielen im Mikrowellenbereich die **Hornantennen** eine wichtige Rolle. Sie werden z.B. als Antennen mit geeichtem Gewinn, als Primärstrahler für Parabolspiegel oder als Direktstrahler mit mässigem Gewinn verwendet (Kurzstanzverbindungen). Sie stellen die einfachste Anordnung für den Uebergang von einem Hohlleiter auf eine Kugelwelle dar. Legt man in ihre Aperturfläche eine Linse, so können damit auch ebene Phasenfronten erzeugt werden, also ein kleiner Oeffnungswinkel.

Als Primärstrahler kommen natürlich auch Dipole in allen ihren Abarten vor: gewöhnliche, coaxial gespeiste $\lambda/2$ -Dipole oder runde Oeffnungen und Schlitze in Hohlleitern oder Resonatoren.

Fig. 11 Seitlich gespeistes Parabolsegment



6. Gruppenstrahler (Arrays)

Ausser mit Spiegeln und Linsen kann man grössere Antennen auch herstellen aus einer Vielzahl von Elementarstrahlern, die in ein- oder zweidimensionalen Rastern angeordnet werden. Meistens werden sie über ein Netz von Verzweigungen aus einer einzigen Quelle gespeist. Baut man in jede Zuleitung einen steuerbaren Phasenschieber ein, so kann der Strahl bei mechanisch stillstehender Antenne elektrisch geschwenkt werden.

Das Strahlungsdiagramm eines eindimensionalen Reihenstrahlers ist berechenbar als Summe der (komplexen) Beiträge aller Einzelstrahler. Im Fernfeld ist die Phasendifferenz zweier benachbarter Kugelwellen (siehe auch Fig. 12):

$$\alpha(\Phi) = (2\pi d/\lambda)\cos\Phi$$

(d = Abstand der Strahler)

Summiert man alle Beiträge von äquidistanten Kugelstrahlern gleicher Intensität, so ergibt sich:

$$E_N(\Phi) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(-jn\alpha(\Phi)) \quad (13)$$

Hat jeder Strahler eine andere Intensität, z.B. A(n), so modifiziert sich (13) zu:

$$E_N(\Phi) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} A(n) \right)^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} A(n) \exp(-jn\alpha(\Phi)) \quad (14)$$

Das Verhalten dieser Funktion ist in den Fig. 13 und 14 dargestellt: je grösser der relative Abstand d/λ der Strahler ist, desto mehr Maxima (Keulen) ergeben sich im Strahlungsdiagramm. Hält man

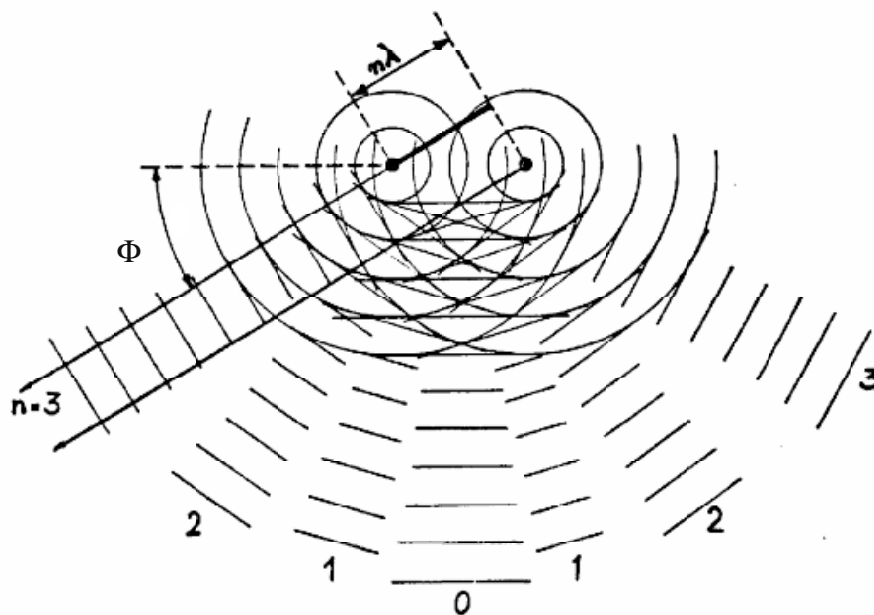
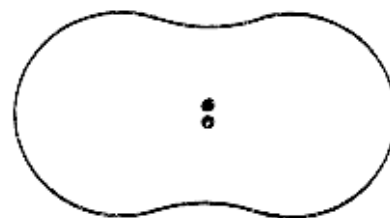


Fig. 12 Bei der Interferenz von zwei gleichphasigen Kugelwellen entstehen Strahlungsmaxima in jenen Richtungen, in denen der Phasenunterschied ein ganzzahliges Vielfaches von 2π ist, Minima bei Phasenunterschieden von $\pi, 3\pi, 5\pi\dots$

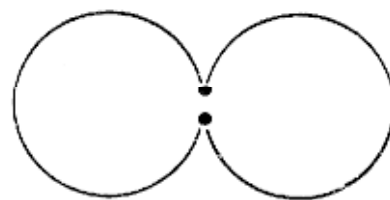
dagegen den Abstand konstant und vermehrt die Zahl der Strahler, so bleiben die Hauptkeulen in ihrer Richtung unverändert, werden aber schärfer. Dazwischen entstehen kleinere Nebenkeulen. Soweit haben wir als Einzelantennen isotrope Strahler angenommen. Mit der realistischen Annahme von Einzelantennen mit ihrem eigenen Strahlungsdiagramm (z.B. Dipoldiagramm) muss (14) weiter modifiziert werden. Wenn alle Einzellelemente dasselbe Strahlungsdiagramm $E_E(\Phi, \Theta)$ haben, so ist (14) mit dieser Funktion zu multiplizieren

$$E_N(\Phi) = \left(\sum_{n=0}^{N-1} A(n) \right)^{-1} E_E(\Phi, \Theta) \sum_{n=0}^{N-1} A(n) \exp(-jn\alpha(\Phi)) \quad (15)$$

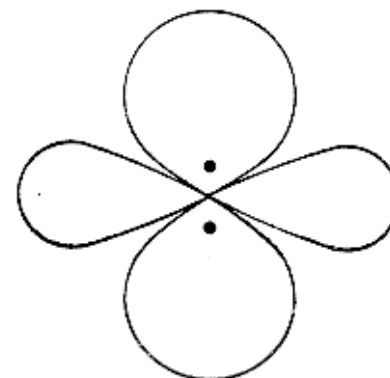
Die Wirkung dieses multiplizierten Einflusses ist in Fig.15 skizziert und zwar für den Fall, dass der Einzelstrahler ein Dipol im Abstand $\lambda/4$ vor einer reflektierenden, metallischen Wand ist. Dieser Fall wirkt wie zwei gegenphasige Dipole im Abstand $\lambda/2$, die Wellen löschen sich in Richtung der Spiegelebene aus und addieren sich senkrecht dazu.



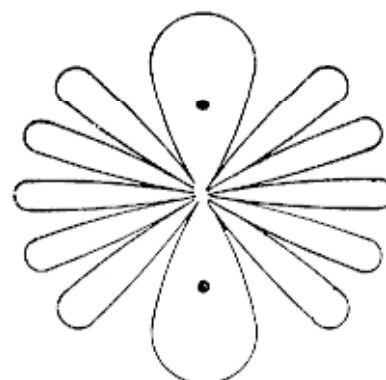
Abstand $d = \lambda/4$



$d = \lambda/2$

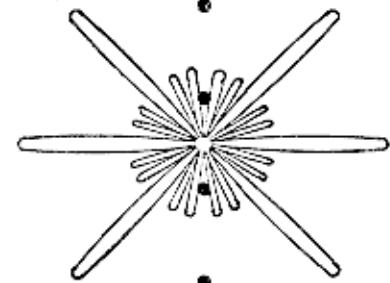
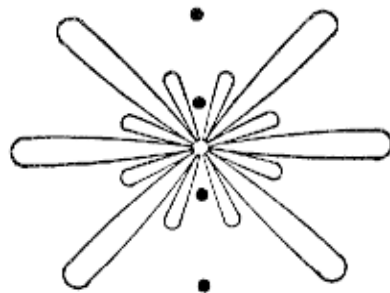
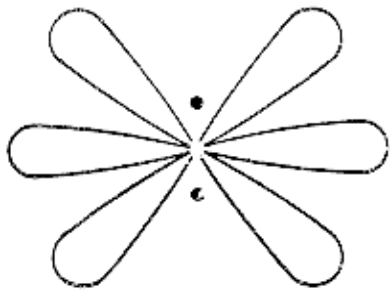


$d = \lambda$



$d = 3\lambda$

Fig. 13 Strahlungsdiagramme von zwei isotropen, synchronen Strahlern im Abstand d . Mit wachsendem Abstand d der zwei Strahler ergibt sich (sobald dieser $\lambda/2$ übersteigt) eine zunehmende Zahl von Teilstrahlen. Die Diagramme sind rotations-symmetrisch in Bezug auf die Verbindungslinie der Strahler. Jeder Strahl liegt in einer der Richtungen, in welcher sich die beiden Kugelwellen (im Fernfeld) in gleicher Phase addieren.



Die hier besprochenen Fälle betreffen ein-dimensionale Strahlergruppen. Zweidimensionale Arrays werden nach den gleichen Grundgedanken analysiert. Man erreicht mit grossen Arrays ähnliche Strahlungsdiagramme wie mit grossen Spiegeln. Ausserdem kann man damit - falls man Amplitude und Phase jedes Einzelstrahlers beliebig einstellbar macht - sehr viel anspruchsvollere Aufgaben lösen, z.B. mehrere Hauptstrahlen von der gleichen Antenne aus oder rasche Bewegungen eines Hauptstrahles oder Änderung des Oeffnungswinkels. Weil die meisten Gruppenstrahler erstens mit Dipolen arbeiten und zweitens Gitter mit fixer „Maschenweite“ sind, muss man eine geringe Bandbreite in Kauf nehmen.

Fig. 14 Strahlungsdiagramme einer Reihe von äquidistanten Kugelstrahlern. Bei wachsender Zahl der Strahler bleiben die Hauptrichtungen gleich. Jedoch werden die Strahlbreiten geringer und es treten Zwischenmaxima auf.

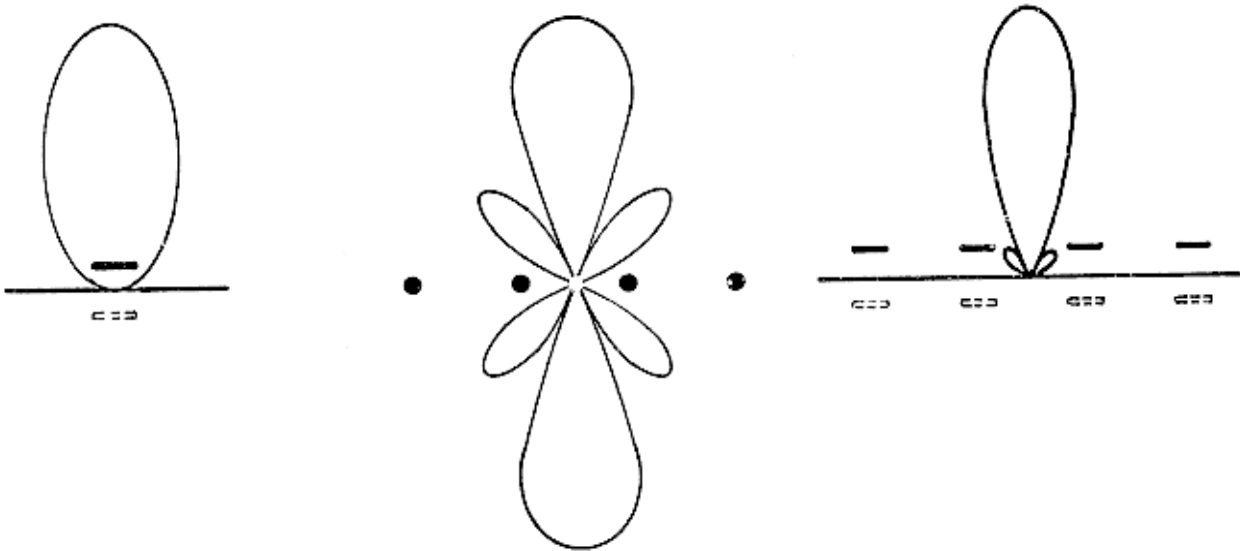


Fig. 15 Links: Diagramm eines Einzelementes (Dipol mit Reflektor). Mitte: Diagramm für 4 äquidistante isotrope Strahler mit $d = \lambda/4$. Rechts: resultierendes (multipliziertes) Diagramm von 4 Dipolen vor einem Reflektor.

8. Literatur

- [1] Meinke, Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, Berlin, 4. Auflage 1986, Band 2, Kapitel N.
- [2] A. Heilmann, Antennen I, II und III, BI Hochschultaschenbücher, Mannheim, 1970 (3 Bände, No. 140a, 534a und 540a).