

Grundlagen der Antennentheorie

Inhaltsverzeichnis

1.	Grundlegende Begriffe der Antennentheorie.....	2
1.1	Einführung	2
1.2	Wellenausbreitung	3
1.2.1	Maxwellsche Gleichungen.....	3
1.2.2	Antennenfeldzonen	4
1.2.3	Polarisation	6
1.3	Kenngößen einer Antenne	7
1.3.1	Antennengewinn	7
1.3.2	Stehwellenverhältnis / Welligkeit.....	8
1.3.3	Richtcharakteristik und Richtdiagramm	8
1.3.4	Einfluss der Erde auf das Richtdiagramm	10
2.	Antennentypen	12
2.1	$\lambda/2$ -Dipol.....	12
2.2	Groundplane-Antenne.....	13
2.3	Yagi-Uda Antenne	14
2.4	Logarithmisch-Periodische Dipolantenne.....	16
3.	Literaturverzeichnis	19

1. Grundlegende Begriffe der Antennentheorie

1.1 Einführung

Die Einsatzgebiete von Antennen sind vielfältig und sie gehören zum heutigen Alltagsbild, wobei es Antennen bereits seit über 100 Jahren gibt. Sie dienen als Anpassungstransformator zwischen leitungsgeführten und sich frei im Raum ausbreitenden elektromagnetischen Wellen. Antennen werden als Sende- und/oder Empfangsantennen unter anderem bei Rundfunk, Fernsehen, Kommunikation, Navigation, Ortung, Radar, Richtfunk, Satellitentechnik, Radioastronomie und in der medizinischen Therapie verwendet. Der deutsche Physiker Heinrich Hertz führte im Jahr 1887 seine ersten Versuche zum Beweis der Wellenausbreitungstheorie des englischen Physikers J.C. Maxwell durch.

Das Wort Antenne kommt ursprünglich aus dem Lateinischen von „antenna“ und wird mit (Segel-) Stange übersetzt. In der Zoologie wird ein Insektenfühler, d.h. das Tast- und Geruchssinnesorgan, mit „antenna“ bezeichnet.

Antennen können prinzipiell in verschiedene Kategorien eingeteilt werden, wobei die Zuordnung zu den einzelnen Kategorien oftmals nicht eindeutig ist.

Tab. 1: Einteilung von Antennen

Kategorie	Eigenschaft der Antenne	
Form	elektrisch (offen)	magnetisch (geschlossen)
Polarisation	linear	zirkular
Bandbreite	schmalbandig	breitbandig
Resonanz	resonant	aperiodisch
Strahlungsrichtung	rundstrahlend	gerichtet
Art der Erregung und Strahlung	weitere Unterteilung in Strahlerelemente, -gruppen, -strukturen und -aperturen möglich	

Die Optimierung von Antennen erfolgt gemäß ihren Anwendungsgebieten. In der Kommunikationstechnik wird beispielsweise eine möglichst verlustarme Überführung des einen Wellentyps in den anderen angestrebt. Im Gegensatz dazu ist die Erfüllung dieser Forderung für Messantennen eher unerheblich. Stattdessen müssen die physikalischen Eigenschaften der Messantenne besonders genau bekannt sein.

1.2 Wellenausbreitung

1.2.1 Maxwell'sche Gleichungen

Die Maxwell'schen Gleichungen (siehe z.B. [3], [5]) sind die Basis der Antennentechnik und stellen den Ausgangspunkt theoretischer Betrachtungen der Wellenausbreitung dar. Zusammen mit dem Induktionsgesetz von M. Faraday und dem Durchflutungsgesetz von A.M. Ampere wurden von J.C. Maxwell (1831-1879) die Gleichungen mathematisch formuliert. Durch die Einführung des Verschiebungsstromes gelten die Maxwell'schen Gleichungen für beliebig schnell veränderliche Felder. Das räumliche und zeitliche Verhalten sämtlicher Feldgrößen wird durch das aufgestellte Gleichungssystem exakt beschrieben.

Wirbel des magnetischen Feldes (1. Maxwell'sche Gleichung):

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (1.1)$$

$$\oint_L \vec{H} d\vec{s} = \int_A \left(\vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) d\vec{A} \quad (1.2)$$

Wirbel des elektrischen Feldes (2. Maxwell'sche Gleichung):

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.3)$$

$$\oint_L \vec{E} d\vec{s} = \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (1.4)$$

Quellenfreiheit des magnetischen Feldes (3. Maxwell'sche Gleichung):

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (1.5)$$

$$\oint_A \vec{B} d\vec{A} = 0 \quad (1.6)$$

Quellenstärke des elektrischen Feldes (4. Maxwell'sche Gleichung):

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho \quad (1.7)$$

$$\oint_A \vec{D} d\vec{A} = \int_V \rho dV \quad (1.8)$$

Die Maxwell'schen Gleichungen besagen, dass sich elektromagnetische Wellen im freien Raum dämpfungsfrei mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten.

Für die Materialgleichungen gilt:

Elektrische Flussdichte:

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E} \quad (1.9)$$

Magnetische Flussdichte:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (1.10)$$

Ohmsches Gesetz:

$$\vec{J} = \kappa \vec{E} \quad (1.11)$$

1.2.2 Antennenfeldzonen

Es ist üblich, den Raum um ein Antennensystem in drei Gebiete zu unterteilen:

- Nahfeld
- Übergangsfeld (Fresnel-Region)
- Fernfeld (Fraunhofer-Region)

Die Abgrenzung zwischen den einzelnen Regionen erfolgt fließend. Abhängig von der verwendeten Literatur werden die Grenzen unterschiedlich definiert.

Eine der möglichen Einteilungen gemäß [5] ist in Tab. 2 wiedergegeben. D bezeichnet die größte Ausdehnung der Antenne und λ steht für die Wellenlänge. Der Abstand von der Antenne ist durch r gegeben.

Tab. 2: Unterteilung in Nah- und Fernfeld

Antennenabmessung	reaktives Nahfeld	Fernfeld
$D > \lambda$	$r = 0.62 \cdot \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$	$r = \frac{2D^2}{\lambda}$
$D < \lambda$	keine Angabe	$r = \frac{\lambda}{2\pi}$

Eine weitere Möglichkeit, die Antennenfeldzonen für Frequenzen zwischen 30 MHz und 1000 MHz einzuteilen, ergibt sich aus dem folgenden Zusammenhang:

Nahfeld	Übergangsfeld	Fernfeld
$r < 0.2\lambda$	$0.2\lambda \leq r \leq 4\lambda$	$r > 0.4\lambda$

Für Nahfeldbetrachtungen ist eine getrennte Messung von E- und H-Feld erforderlich. Das reaktive Nahfeld speichert Blindenergie und strahlt keine Energie ab. Zwischen den elektrischen und magnetischen Feldkomponenten besteht eine Phasenverschiebung von bis zu 90° . Für das Nahfeld eines Dipols gilt, dass die elektrische Feldstärke mit zunehmender Entfernung r um den Faktor $1/r^3$ abnimmt, wohingegen die magnetische Feldstärke nur um den Faktor $1/r^2$ abnimmt.

Im Bereich des Übergangsfeldes bzw. strahlenden Nahfeldes kann mit gewissen Einschränkungen bereits eine vereinfachte Fernfeldbetrachtung durchgeführt werden. Amplitude und Phase der elektromagnetischen Feldkomponenten ändern sich laufend mit dem räumlichen Winkel und dem Abstand von der Antenne. Um wieder auf das Beispiel des Dipols zurückzukommen nimmt nun auch die elektrische Feldstärke mit dem Faktor $1/r^2$ ab.

Im Gegensatz zum reaktiven Nahfeld wird beim Fernfeld Wirkleistung abgestrahlt. Die elektrische und magnetische Feldkomponente sind in Phase. Es bildet sich eine ebene Welle aus. Bei einer ebenen Welle erfolgt die Ausbreitung nur in einer Raumrichtung und das elektrische bzw. magnetische Feld hat nur Komponenten in einer Ebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung. Die Vektoren der beiden Feldstärken stehen senkrecht aufeinander. Des Weiteren gilt, dass die elektrische und magnetische Feldstärke über den Feldwellenwiderstand des freien Raumes

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi\Omega \quad (1.12)$$

miteinander verknüpft sind. Die Messung einer Größe genügt zur Bestimmung beider Feldstärken.

Im Fernfeld nehmen die Feldstärken im Vergleich zum Nahfeld nur noch um den Faktor $1/r$ mit zunehmender Entfernung ab.

1.2.3 Polarisation

Die Ausrichtung des Vektors der elektrischen Feldstärke gibt die Polarisation der Antenne an. Es kann zwischen drei Polarisationsarten unterschieden werden (siehe [5]):

- Lineare Polarisation:

Der Betrag des elektrischen Feldstärkevektors ändert sich periodisch. Ein parallel zur Erdoberfläche liegender Dipol (= horizontaler Dipol) kennzeichnet sich durch ebenfalls parallel zur Erdoberfläche verlaufende elektrische Feldlinien aus. Es liegt eine horizontale Polarisation vor.

Die elektrischen Feldlinien eines zur Erdoberfläche senkrecht aufgestellten Dipols (= vertikaler Dipol) stehen auch lotrecht auf der Erdoberfläche. Der Dipol ist folglich vertikal polarisiert.

- Zirkulare Polarisation:

Der Betrag des elektrischen Feldstärkevektors ist konstant. Der elektrische Feldstärkevektor rotiert in einer Spirale um den in die Ausbreitungsrichtung weisenden Vektor. Nach der Wellenlänge λ ist ein Spiralumlauf vollendet. Liegen zwei senkrecht zueinander linear polarisierte Wellenfelder gleicher Amplitude und mit einer Phasenverschiebung von 90° vor, so entsteht eine zirkulare Polarisation.

- Elliptische Polarisation:

Der Betrag und die Richtung des elektrischen Feldstärkevektors ändern sich. Bei der Rotation beschreibt der Vektor eine Ellipse. Aus zwei entgegengesetzt drehenden zirkular polarisierten Wellen mit unterschiedlicher Amplitude lässt sich eine elliptisch polarisierte Welle erzeugen.

Ist die Polarisation der Antenne mit der des Feldes identisch, so entsteht keine Dämpfung. Der andere Extremfall, d. h. eine theoretisch unendlich große Dämpfung liegt genau dann vor, wenn die Polarisation der Antenne orthogonal linear oder entgegengesetzt zirkular zur Polarisation des Feldes ist. Für alle anderen Kombinationen ergibt sich eine Polarisationsdämpfung von 3 dB.

Eine vertikale Polarisation wird bei tiefen Frequenzen (Langwelle, Mittelwelle) bevorzugt. Horizontale Polarisation kommt bei mittleren Frequenzen (Kurzwelle) und Raumwellenempfang zum Einsatz. Bei hohen Frequenzen (UKW) gibt es keine bevorzugte Polarisationsart.

1.3 Kenngrößen einer Antenne

1.3.1 Antennengewinn

Der Antennengewinn ist ein Maß für die bündelnde Eigenschaft einer Richtantenne im Vergleich zu einer Bezugsantenne. Als Vergleichsantenne dient meist der isotrope Kugelstrahler, der keine Vorzugsrichtung aufweist. Ein idealer Kugelstrahler existiert jedoch nur in der Theorie. Alternativ wird in der Praxis häufig der Halbwellendipol als Vergleichsantenne herangezogen.

Der Gewinn G einer Antenne berechnet sich aus dem Verhältnis der maximalen Empfangsleistung P_{\max} der entsprechenden Richtantenne im ebenen Wellenfeld zur Empfangsleistung P_i des isotropen Strahlers bei Leistungs- und Polarisationsanpassung. Das gleiche Ergebnis für Gewinnbetrachtungen stellt sich ein, wenn die effektiven Antennenwirkflächen zueinander ins Verhältnis gesetzt werden.

Antennengewinn:

$$G = \frac{P_{\max}}{P_i} \quad (1.13)$$

Gewinnmaß in Dezibel

$$g / dB = 10 \cdot \lg G \quad (1.14)$$

Ist nichts anderes angegeben oder wird der Gewinn mit dem Index i versehen (G bzw. G_i), bezieht man sich auf den isotropen Kugelstrahler als Vergleichsantenne. Das Gewinnmaß wird entsprechend in dBi angegeben. Dient ein Halbwellendipol als Bezugsantenne, wird der Gewinn mit dem Index d versehen (G_d) und das Gewinnmaß in dBd angegeben. Der Halbwellendipol hat gegenüber dem isotropen Kugelstrahler einen Gewinn von $G_i = 1.64$ bzw. $g = 2.15$ dBi.

1.3.2 Stehwellenverhältnis / Welligkeit

Das Stehwellenverhältnis / Welligkeit (engl. *voltage standing wave ratio VSWR* oder einfach nur *SWR*) gibt Aufschluss über die Spannungsverteilung auf der Speiseleitung und ist ein Maß für die Qualität der Anpassung:

$$SWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{I_{\max}}{I_{\min}} = \frac{|U_{\text{hin}}| + |U_{\text{rück}}|}{|U_{\text{hin}}| - |U_{\text{rück}}|} = \frac{\sqrt{P_{\text{vor}}} + \sqrt{P_{\text{rück}}}}{\sqrt{P_{\text{vor}}} - \sqrt{P_{\text{rück}}}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (1.15)$$

Bei Anpassung ist das Stehwellenverhältnis $SWR = 1$. Von der in die Antenne eingespeisten Leistung wird dort nichts reflektiert. Im Fall von Leerlauf oder Kurzschluss geht das Stehwellenverhältnis gegen unendlich, da die gesamte eingespeiste Leistung auf Grund von Totalreflexion in die Speiseleitung zurückgegeben wird. Es bildet sich eine stehende Welle auf einer Leitung aus, sobald reflektierte Wellen vorhanden sind ($\rho \neq 0$). Die Welligkeit ist dabei umso geringer, je weniger Leistung reflektiert wird. Beträgt das Stehwellenverhältnis beispielsweise $SWR = 6$, wird die Hälfte der zugeführten Leistung zurück zur Speiseleitung reflektiert. Wenn die Last eine rein reelle Impedanz ist, berechnet sich das Stehwellenverhältnis numerisch aus dem Verhältnis des Lastwiderstandes zu der charakteristischen Impedanz der Speiseleitung (oder aus dem Kehrwert, falls der Lastwiderstand kleiner als die Impedanz der Speiseleitung ist).

1.3.3 Richtcharakteristik und Richtdiagramm

Das räumliche Abstrahlverhalten einer Antenne wird durch ihre Richtcharakteristik beschrieben. Im Allgemeinen wird die unter einem bestimmten Winkel im Raum auftretende Feldstärke auf den Maximalwert bezogen:

$$C(\vartheta, \varphi) = \frac{E(\vartheta, \varphi)}{E_{\max}} \quad (1.16)$$

Das Antennensimulationsprogramm NEC-2X unterstützt die dreidimensionale Darstellung der Richtcharakteristik; häufig wird jedoch eine zweidimensionale Darstellung bevorzugt. Das Richtdiagramm, auch als Strahlungsdiagramm bezeichnet, ist die zeichnerische Darstellung eines Schnittes durch die Richtcharakteristik, die durch den Ursprung und das Strahlungsmaximum geht. Der Azimutwinkel φ liegt in der horizontalen Ebene. Der Winkel ϑ in der vertikalen Ebene wird Elevationswinkel genannt. Das Richtdiagramm lässt sich sowohl als Horizontaldiagramm als auch als Vertikaldiagramm darstellen. Beim Horizontaldiagramm betrachtet man die Feldstärke

als Funktion des Azimutwinkels φ , wobei $\vartheta = \text{const}$ (vorzugsweise $\vartheta = 90^\circ$) gilt. Das Vertikaldiagramm gibt die Feldstärke als Funktion des Elevationswinkels wieder. Der Azimutwinkel ist hier konstant (meist $\varphi = \pm 90^\circ$ oder $\varphi = 0^\circ/180^\circ$). Üblicherweise erfolgt die Darstellung des Richtdiagramms in Polarkoordinaten. Die Skala für die Feldstärke ist bei NEC-2 logarithmisch eingeteilt und erstreckt sich von 0 dB (Maximalwert der Feldstärke) bis zu -50 dB (theoretisch $-\infty$) in der Mitte des Diagramms.

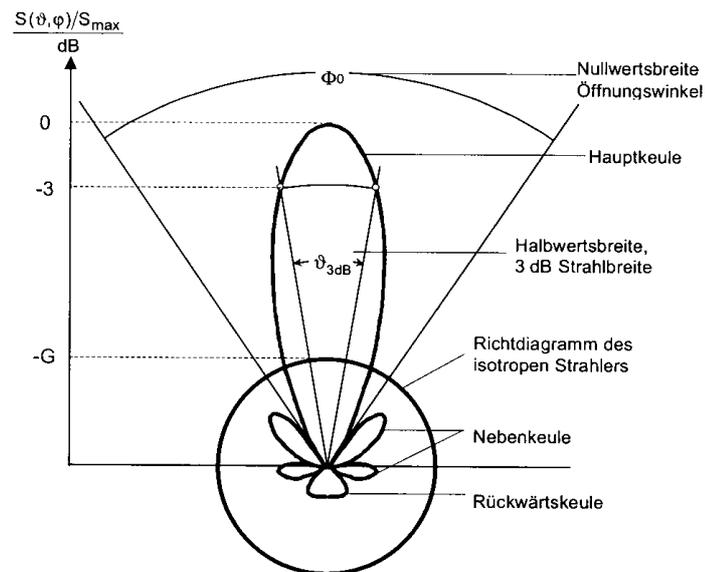


Abb. 1: Richtdiagramm einer stark bündelnden Antenne

Bei Abb. 1 ist darauf zu achten, dass sich das Richtdiagramm entgegen der üblichen Konvention aus dem Verhältnis der Strahlungsleistungsdichte zu ihrem Maximalwert ergibt. Der größte Anteil der Leistung steckt in der Hauptkeule. Es ist gebräuchlich, das Diagramm auf den Maximalwert zu normieren, sodass sich unter dem Winkel mit der maximalen Feldstärke 0 dB Dämpfung ergeben. Meist ist es erwünscht, dass die Nebenkeulen und die Rückwärtskeule möglichst klein gehalten werden, damit wenig Leistung in unerwünschte Richtungen abgestrahlt wird bzw. aus jenen Richtungen empfangen wird. Die Halbwertsbreite der Hauptkeule kann aus dem Richtdiagramm entnommen werden. Diese ist der Winkel zwischen jenen beiden Punkten der Hauptkeule, in denen die Leistungsdichte auf die Hälfte ihres Maximalwerts abgesunken ist (vgl. [7]).

Eine weitere wichtige Antennenkenngröße ist das Vor-Rück-Verhältnis. Es ist ein Maß für das Vermögen, Signale aus anderen Richtungen als der Hauptstrahlrichtung zu

unterdrücken. Dies ist bei Richtantennen von besonderer Bedeutung hinsichtlich der Ausblendung von Störsignalen.

$$v = 20 \lg \frac{\text{Fernfeldstärke in Hauptstrahlrichtung}}{\text{Fernfeldstärke in Rückwärtsrichtung}} \text{ dB} \quad (1.17)$$

Dabei ist bei breitbandigen Antennen darauf zu achten, dass das Vor-Rück-Verhältnis von der Frequenz abhängig ist.

1.3.4 Einfluss der Erde auf das Richtdiagramm

Vergleicht man das Strahlungsdiagramm einer Antenne über dem Boden mit dem Strahlungsdiagramm einer Antenne im Freiraum, lässt sich leicht nachvollziehen, dass es nur noch im Halbraum erscheint. Der Boden dient als Reflektor, wobei seine Reflexionseigenschaften durch die Dielektrizitätskonstante und durch die Leitfähigkeit bestimmt werden. Weniger offensichtlich ist, dass auch abgestrahlte Energie der Antenne vom Boden absorbiert wird. Der Gewinn einer horizontal polarisierten Antenne kann erhöht werden, indem durch das Verlegen eines metallischen Gitters in der Erde die Bodenverluste verringert werden.

Für die Reflexion elektromagnetischer Wellen an der Erdoberfläche gilt genau wie in der Optik, dass der Einfallswinkel gleich dem Ausfallswinkel ist. Die reflektierten Wellen überlagern sich mit den nichtreflektierten Wellen. Es kann sowohl zu konstruktiven als auch zu destruktiven Überlagerungen kommen. Bei der Betrachtung von Überlagerungen ist die Ausrichtung der Antenne gegenüber dem Boden zu beachten. In Abb. 2 wird der Unterschied zwischen den Verhältnissen bei einer vertikal ausgerichteten Halbwellenantenne und einer horizontalen Halbwellenantenne gegenübergestellt.

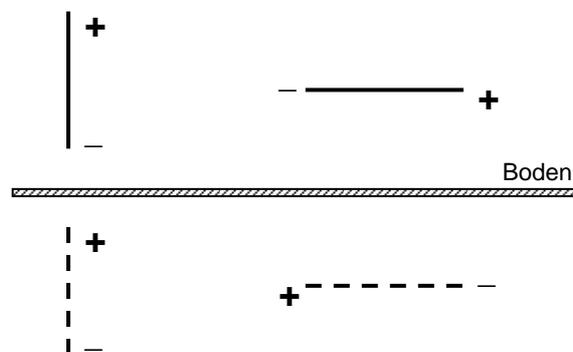


Abb. 2: Vertikale und Horizontale Halbwellenantennen und ihr Spiegelbild

Bei einer vertikal zum Boden errichteten Antenne ist der Stromverlauf von Original und Spiegelbild gleichphasig. Der Stromverlauf des Spiegelbilds der horizontal ausgerichteten Antenne ist gegenphasig zu dem der eigentlichen Antenne.

Neben der Antennenausrichtung spielt der Abstand zwischen der Antenne und dem Boden sowie die Bodenbeschaffenheit eine entscheidende Rolle. In der folgenden Abbildung wird das Strahlungsdiagramm eines Halbwellendipols im Abstand $\lambda/4$ vom Erdboden dem Strahlungsdiagramm desselben Dipols im Abstand $\lambda/2$ vom Erdboden gegenübergestellt.

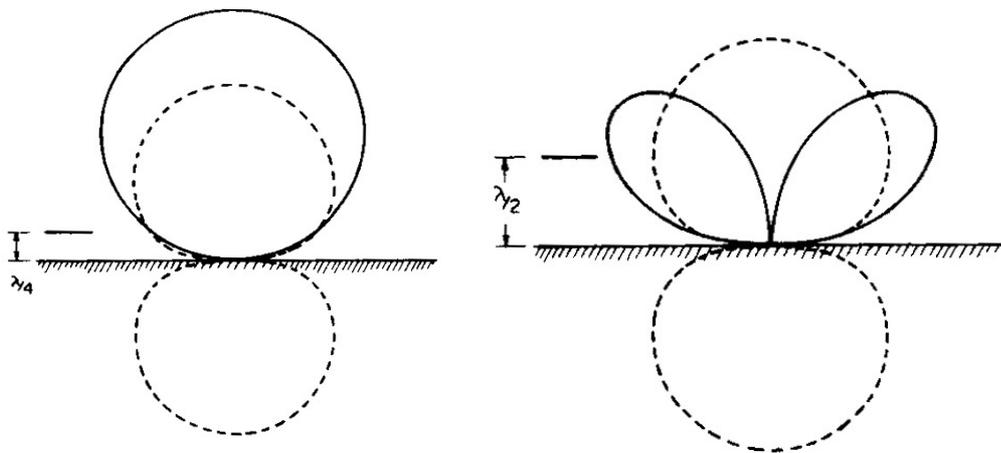


Abb. 3: Horizontal polarisierter Halbwellendipol über dem Boden (aus ARRL 3-6)

Das Vertikaldiagramm des horizontal polarisierten Halbwellendipols im Freiraum ist gestrichelt eingezeichnet. Während sich bei einem Abstand von $\lambda/4$ zum Boden nur eine Keule ausbildet, entstehen bei einem Abstand von $\lambda/2$ zum Boden zwei Keulen. Markant ist für einen Abstand von $\lambda/2$, dass die Feldstärke unter Annahme eines ideal leitenden Bodens im Zenith auf Grund von gegenphasiger Überlagerung auf den Wert Null zurückgeht. Werden Bodenverluste berücksichtigt, ergibt sich auch im Zenith eine Feldstärke ungleich Null. Allgemein gilt, dass je größer die Werte der Dielektrizitätskonstante und der Leitfähigkeit des Bodens sind, desto besser sind die Eigenschaften des Bodens hinsichtlich Antennenbetrachtungen. Salzwasser weist beispielsweise eine sehr hohe Qualität mit einer Dielektrizitätskonstante von 81 und einer Leitfähigkeit von 5 S/m auf. Ein besonders schlechter Boden ergibt sich in Großstädten mit viel Industrie und hohen Gebäuden (Dielektrizitätskonstante 3, Leitfähigkeit 0.001 S/m).

2. Antennentypen

2.1 $\lambda/2$ -Dipol

Der Halbwellendipol ist die am häufigsten vorkommende Antennenform. Er wird im Fernsehbereich und im UKW-Rundfunk horizontal polarisiert eingesetzt. Wird der Halbwellendipol mit seiner Resonanzfrequenz $f_R = c/\lambda$ angesteuert, tritt maximales Schwingen des Dipols auf.

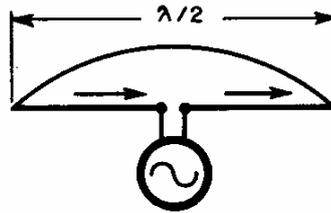


Abb. 4: Horizontal polarisierter Halbwellendipol (aus [2])

Gegenüber idealen Betrachtungen muss die Länge des $\lambda/2$ -Dipols um den Faktor 0,95 kürzer gewählt werden, um auf die gewünschte Frequenz zu kommen (vgl. [1]). Ideale Betrachtungen gehen von einem unendlich dünnen Draht aus, wobei der Dipol im ungestörten Raum betrieben wird. Auf Grund der geforderten mechanischen Festigkeit müssen reale Dipole eine gewisse Mindestdicke aufweisen. Die Umgebung des Dipols kann ebenfalls nicht als völlig freier Raum angenommen werden. Die Dipolenden weisen eine höhere Kapazität als im Idealzustand auf und die Resonanzfrequenz sinkt.

Wenn sich eine $\lambda/2$ -lange Vertikalantenne über Erde befindet, ergeben sich für das Strahlungsdiagramm die folgenden Eigenschaften: Die Horizontalcharakteristik des vertikalen Halbwellendipols ist kreisförmig auf Grund der Symmetrie (das Strahlungsdiagramm ist unabhängig vom Azimutwinkel φ). Die Vertikalcharakteristik des vertikalen Halbwellendipols über Erde erscheint jedoch gerichtet, d.h. es besteht eine Abhängigkeit vom Winkel ϑ .

Gemäß [8] lassen sich die folgenden Aussagen für einen Dipol treffen:

Vertikalcharakteristik des vertikalen Halbwellendipols über Erde:

$$F\left(\vartheta, \frac{l}{\lambda} = \frac{1}{2}\right) = \frac{2 \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \vartheta\right)}{\sin \vartheta} \quad (2.1)$$

Strahlungswiderstand:

$$R_S = 60\Omega \cdot 1.66 \approx 100\Omega \quad (2.2)$$

Der Strahlungswiderstand ist auf den Strombauch bezogen. Die Speisestelle / "Fußpunkt" liegt im Spannungsbauch. (Ein großer Strahlungswiderstand führt zu geringeren Leiterverlusten.)

Fußpunktswiderstand:

$$R_F = \frac{Z_a^2}{R_S} \quad (2.3)$$

Der endliche Fußpunktswiderstand entspricht einer dauernden Abstrahlung von Energie in Form von elektromagnetischen Wellen.

Leitungswellenwiderstand der Antenne gegen Erde:

$$Z_a = \sqrt{\frac{L_a}{C_a}} \approx 60\Omega \left(\ln \frac{2l}{d} - 0.6 \right) \quad (2.4)$$

$2l/d$ ist der Schlankheitsgrad der Antenne mit der Länge l und dem Durchmesser d . Die Annahme, dass die Stromverteilung auf der Antenne sinusförmig ist, ist nur bei schlanken Antennen zulässig. Antennen mit einem großen Schlankheitsgrad sind schmalbandig.

2.2 Groundplane-Antenne

Groundplane-Antennen werden häufig als omnidirektionale VHF-Antennen eingesetzt (siehe [2]). Bei einer Groundplane-Antenne wird die Erde bei einem Viertelwellen-Monopol durch ein Gegengewicht mit einer Reihe von abgestimmten Viertelwellenradials am Antenneneingang ersetzt. Mit Gegengewicht (engl. *counterpoise*) wird eine von der Erde abgesetzte leitende Fläche oder ein System von Leitern, die am Fußpunkt des Strahlers gegenphasig zu diesem erregt werden, bezeichnet. Am freien Ende haben die Radials (= Gegengewicht) eine hohe Impedanz und am antennenseitigen Ende eine sehr niedrige Impedanz. Die Radials werden in der Nähe des Antenneneingangs miteinander verbunden, wohingegen der Vertikalstrahler von den Radials isoliert bleibt. Es ergibt sich insgesamt ein mit $\lambda/2$ resonantes System.



Abb. 5: Groundplane-Antenne mit vier Radials

Im Folgenden wird eine Groundplane-Antenne mit vier Radials betrachtet. Bei einem Winkel von 90° zwischen dem Vertikalstrahler und den Radials ergibt sich ein sehr niedriger Eingangswiderstand von ungefähr 36Ω . Soll die Groundplane-Antenne direkt mit einem Koaxialkabel gespeist werden, wird der Winkel zwischen den Radials und dem Vertikalstrahler auf 135° erhöht, da sich für diese Anordnung ein Eingangswiderstand von 50Ω ergibt. Bei der Dimensionierung der Groundplane-Antenne muss darauf geachtet werden, dass neben dem Vertikalstrahler auch die Radials die Resonanzbedingungen erfüllen müssen.

2.3 Yagi-Uda Antenne

In vielen Anwendungsfällen reicht die Richtwirkung eines einfachen Dipols nicht aus. Mit einer Yagi-Uda-Antenne, kurz Yagi-Antenne, kann gegenüber dem Dipol ein höherer Gewinn und eine schärfere Bündelung erzielt werden. Yagi-Antennen sind verwandt mit den terrestrischen Fernsehantennen, wie sie zum Beispiel auf Hausdächern angebracht sind.



Abb. 6: 8-elementige Yagi-Antenne

Eine Yagi Antenne ist ein Längsstrahler mit strahlungsgekoppelten Dipolen, der außer aktivem Strahler und Reflektor noch einen oder mehrere Direktoren enthält (vgl. [5]). Werden Länge, Abstand und Durchmesser der linearen Elemente richtig gewählt, ergibt sich in Längsrichtung ein höherer Gewinn. Abb. 7 zeigt eine Yagi-Antenne, die sich aus sieben Elementen zusammensetzt.

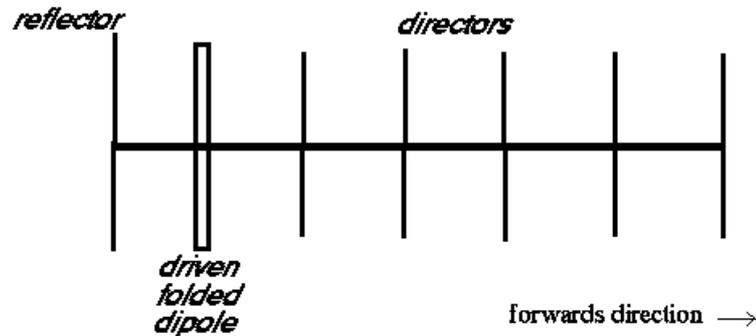


Abb. 7: Aufbau einer 7-elementigen Yagi-Antenne

Der Reflektor bewirkt, dass der Halbwellendipol (= aktiver Strahler) nur in eine Raumhälfte abstrahlt und auf Grund seines Spiegelbilds wie ein 2-elementiger Richtstrahler wirkt. Gegenüber dem Halbwellendipol wird der Reflektor um 5% länger gewählt und im Abstand von etwa $\lambda/4$ ihm gegenüber angebracht. Die Direktoren sind etwa um 5% kürzer als der Halbwellendipol bemessen. Der Abstand zwischen den Elementen sollte im Allgemeinen verhältnismäßig groß sein, da sich hierfür ein relativ großer Strahlungswiderstand und damit geringere Verlust einstellen. Es ergeben sich dadurch ebenfalls unkritischere Resonanzbemessungen und somit ein größerer Frequenzbereich.

Es wird zwischen homogenen Yagi-Antennen, bei denen die Direktoren gleiche Länge und gleichen Abstand zueinander aufweisen, und inhomogenen Yagi-Antennen, bei denen die Elementlängen und -abstände unterschiedlich groß sind, unterschieden. Durch die Verwendung von inhomogenen Yagi-Antennen können Nebenzipfel reduziert werden, wobei sich jedoch gleichzeitig die Hauptkeule verbreitert.

Der Gewinn einer Yagi-Antenne wird hauptsächlich durch die Länge des Booms und die Anzahl der Direktoren bestimmt. Eine 2-elementige Yagi im freien Raum liefert etwa 5 dB gegenüber dem isotropen Kugelstrahler, wohingegen mit einer 31-elementigen Yagi für den UHF-Bereich bis zu 20 dB Gewinn erzielt werden kann.

2.4 Logarithmisch-Periodische Dipolantenne

Logarithmisch-periodische Dipolantennen (LPDA) sind Breitbandantennen, mit denen ein großer Frequenzbereich abgedeckt werden kann. LPDAs werden beispielsweise im Amateurfunk eingesetzt, da eine einzige Antenne gleichzeitig für mehrere Amateurfunkbänder verwendet werden kann. Der geometrische Aufbau einer LPDA lässt sich aus Abb. 8 entnehmen. Eine logarithmisch-periodische Antenne ist durch mehrere Dipole mit unterschiedlichen Längen und Abständen charakterisiert [6]. Die einzelnen Dipole werden über gekreuzte Speiseleitungen verbunden.

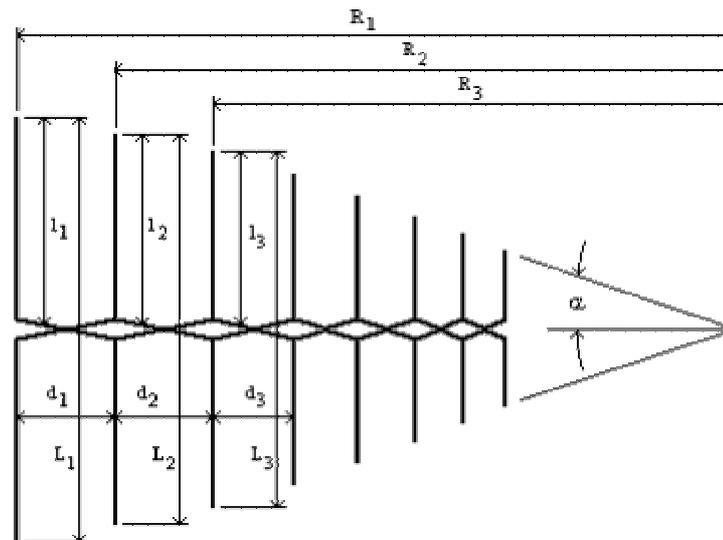


Abb. 8: Geometrie der LPDA

Im Sendefall verhält sich die Antenne folgendermaßen (vgl. [6]): Zunächst findet eine strahlungsfreie Ausbreitung der Welle auf der Erregerleitung statt. Die zu kurzen Dipole wirken als kapazitive Last. Erst wenn die Dipole eine Länge besitzen, die in etwa $\lambda/3$ der Betriebswellenlänge entspricht, dann strahlen mehrere aufeinander folgende Dipole ab. Die Abstrahlung findet bis zu dem Dipol statt, der ungefähr $\lambda/2$ lang ist. Man bezeichnet das abstrahlende Gebiet als strahlungsaktive Region. Im Allgemeinen besteht diese Region aus 3 bis 5 Dipolen.

Aus dem Frequenzbereich, in dem die LPDA betrieben werden soll, ergibt sich die Länge des größten und kleinsten Dipols somit näherungsweise zu (siehe z.B. [4]):

$$L_{\max} \approx \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad (2.5)$$

$$L_{\min} \approx \frac{\lambda_{\min}}{3} \quad (2.6)$$

Die Dipollängen können von diesen Werten jedoch auch bis zu einem gewissen Grad abweichen. Zwischen dem Öffnungswinkel α , der Länge der Dipole und dem Abstand der Dipole voneinander ergibt sich der folgende Zusammenhang (vgl. Abb. 8):

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{R_n}{L_n} = \frac{1}{2 \cdot \tan \alpha} \quad (2.7)$$

Der Stufungsfaktor τ und der Abstandsfaktor σ sind zwei weitere Kenngrößen, welche die Antennenabmessung beschreiben. Der Stufungsfaktor verhält sich wie die Länge zweier benachbarter Dipole zueinander bzw. wie deren Abstand zum jeweils nächstgrößeren Dipol zueinander, wobei τ stets kleiner eins ist (siehe Abb. 8):

$$\tau = \frac{L_n}{L_{n-1}} = \frac{R_n}{R_{n-1}} = \frac{d_n}{d_{n-1}} \quad (2.8)$$

Der Abstandsfaktor σ wird auch relativer Abstand oder Periodizität genannt. Über σ ist der Abstand d zwischen zwei Dipolen mit der jeweiligen Wellenlänge verknüpft. Der Abstandsfaktor kann bis zu einem gewissen Grad frei gewählt werden, liegt in der Regel aber zwischen 0,12 und 0,19, abhängig vom Stufungsfaktor. Wenn der Abstandsfaktor zu klein gewählt wird, verringert sich der Gewinn. Wird er hingegen zu groß gewählt, treten mehr Nebenkeulen im Strahlungsdiagramm auf. Zwischen dem Öffnungswinkel, dem Stufungsfaktor und dem Abstandsfaktor besteht der Zusammenhang

$$\sigma = \frac{1 - \tau}{4 \cdot \tan \alpha} = \frac{d_n}{4 \cdot l_n}, \quad (2.9)$$

wobei die genannten Parameter einen starken Einfluss auf die elektrischen Eigenschaften der Antenne haben. Die Strukturbreite der LPDA, die das Längenverhältnis vom längsten zum kürzesten Element angibt, berechnet sich aus:

$$B_s = \frac{f_o}{f_u} \cdot \{1.1 + [30.8 \cdot (1 - \tau) \cdot \sigma]\} \quad (2.10)$$

Das Verhältnis aus oberer Grenzfrequenz f_o zu unterer Grenzfrequenz f_u gibt den Arbeitsbereich der Antenne an. Der Term in der geschweiften Klammer ist eine Näherungsformel zum Errechnen der strahlungsaktiven Region. Mit Hilfe der Strukturbreite lässt sich die Anzahl der erforderlichen Elemente E_n sowie die erforderliche Antennenlänge A berechnen:

$$E_n = \text{round} \left[1 + \frac{\log B_s}{\log \frac{1}{\tau}} \right] \quad (2.11)$$

$$A = \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cdot \cot \alpha \cdot \frac{L_1}{2} \quad (2.12)$$

Am längsten Dipol der LPDA ist häufig ein Stub angebracht. Dabei handelt es sich um eine Drahtbrücke bzw. Zweidrahtleitung, die eingesetzt wird, um die Rückdämpfung für die niedrigste Arbeitsfrequenz zu verbessern. Als Richtwert für den Stub im VHF- und UHF-Bereich gilt:

$$Z_t \leq \frac{\lambda_{\max}}{8} \quad (2.13)$$

Bei Kurzwellenantennen wird der Stub jedoch meist wesentlich kürzer als ein Achtel der maximalen Wellenlänge gewählt.

Die Speisung der LPDA erfolgt symmetrisch am kürzesten Dipol. Gesetzt dem Fall, dass die Zweidraht-Verbindungsleitung am Ende durch die aktive Region reflexionsfrei abgeschlossen ist, ist der Eingangswiderstand R_e an den Speisepunkten der LPDA gleich dem Eingangswiderstand Z_0 der unbelasteten Zweidrahtleitung:

$$Z_0 = \frac{R_e^2 \cdot \sqrt{\tau}}{8 \cdot \sigma \cdot Z_a} + R_e \cdot \sqrt{\left(\frac{R_e \cdot \sqrt{\tau}}{8 \cdot \sigma \cdot Z_a} \right)^2 + 1}, \quad (2.14)$$

wobei Z_a der mittlere Wellenwiderstand der angeschlossenen Dipole ist:

$$Z_a = 120 \cdot \left[\left(\ln \frac{L}{d} \right) - 2.25 \right] \quad (2.15)$$

L repräsentiert hierbei die Dipollänge und d dessen Durchmesser. Ist der mittlere Wellenwiderstand nicht für alle Dipole gleich, so wird mit dessen Mittelwert gerechnet.

3. Literaturverzeichnis

- [1] H. Cuno, *Vorbereitung auf die Amateurfunklizenzprüfung*, Frech-Verlag Stuttgart, 1976
- [2] G. Hall, B. Beezley, *The ARRL Antenna Book*, 17. Auflage, The American Radio Relay League, Newington, 1994
- [3] C. Rohner, *Grundlagen der Antennentechnik*, Rohde & Schwarz, 1997
- [4] W. Rolke, *Breitbandantennen – Entwicklung einer log.-per. Dipolantenne*, http://www.wolfgang-rolke.de/antennas/ant_400.htm, 30.04.2004
- [5] K. Rothammel, A. Krischke, *Rothammels Antennenbuch*, 12. Auflage, DARC Verlag, Baunatal, 2001
- [6] K. Rothammel, *Antennenbuch/Karl Rothammel*, 10. Auflage, Franckh-Kosmos Verlags-GmbH & Co., Stuttgart, 1991
- [7] E. Stadler, J. Hartmannsgruber, *Messtechnik – Grundgebiete aus der Informationselektronik*, Verlag Senn Tettngang, 1985
- [8] O. Zinke, H. Brunswig, *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1*, 4. Auflage, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1990