

Antennen

Inhaltsverzeichnis

ABSTRAHLUNG UND ANTENNEN	1
EINLEITUNG	1
ISOTROPER STRAHLER	1
ANTENNEN MIT RICHTWIRKUNG	2
DER EMPFANGSFALL	4
STRAHLUNGSDIAGRAMM	5
FUSSPUNKTIMPEDANZ, RESONANZ	7
VERLUSTE IN ANTENNEN	9
EINFLUSS EINER LEITENDEN FLÄCHE (ERDE)	10
ELEKTRISCH KURZE ANTENNEN	12
YAGI-UDA-ANTENNE	12
PARABOLANTENNEN	13
AUSBREITUNGSPHÄNOMENE	16
DÄMPFUNG	16
MEHRWEGEAUSBREITUNG	19
WEITERE EFFEKTE	22

antenna: *Any structure or device used to collect or radiate electromagnetic waves. (Federal Standard 1037C, Glossary of Telecommunication Terms, 1996.)*

Abstrahlung und Antennen

Einleitung

Es ist eine fundamentale Tatsache, dass zur Übertragung von Information Energie übertragen werden muss. Der dazu notwendige Leistungstransport geschieht mit Hilfe von elektromagnetischen Wellen und zwar unabhängig davon, ob ein Leiter verwendet wird oder nicht. In einem Leiter werden die elektromagnetischen Wellen geführt und gelangen so entlang eines vorgegebenen Weges von der Quelle zur Senke. Bei der drahtlosen Übertragung werden die elektromagnetischen Wellen über Antennen abgestrahlt und am Empfangsort ebenfalls mittels Antennen wieder absorbiert.

Im Detail läuft dies wie folgt ab: Ein Sender speist eine gewisse Sendeleistung P_{TX} in die Sendeantenne ein. Diese strahlt einen Teil dieser Leistung in Form einer elektromagnetischen Freiraumwelle ab. Da sich diese Freiraumwelle mit zunehmendem Abstand vom Sender auf eine immer grössere Fläche verteilt, nimmt deren Leistungsdichte (Leistung pro Fläche) entsprechend ab. Die Leistungsdichte ist ein Mass für die Wirkungsstärke der elektromagnetischen Welle und wird auch als deren Intensität bezeichnet. Die Empfangsantenne entnimmt der elektromagnetischen Welle eine gewisse Leistung und liefert einen Teil davon an den Empfänger ab.

Isotroper Strahler

Am einfachsten lässt sich die Leistungsdichte der elektromagnetischen Welle in einem gegebenen Abstand von einem Sender berechnen, wenn ein so genannter isotroper Strahler verwendet wird. Darunter versteht man eine Antenne, welche die Leistung vollständig gleichmässig in alle Richtungen des Raums abstrahlt.

Da die abgestrahlte Leistung P_r gleichmässig auf die Kugeloberfläche $4 \cdot \pi \cdot r^2$ aufgeteilt wird, beträgt die Leistungsdichte S_i (Leistung pro Fläche), welche ein isotroper Strahler im Abstand r erzeugt

$$S_i = \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

Obwohl er technisch nicht realisierbar ist, wird der isotrope Strahler gern als Referenzantenne herangezogen.

Ein Beispiel eines annähernd isotropen Strahlers ist die Sonne. Auf der Erdumlaufbahn ($r \approx 1.5 \cdot 10^8$ km) weist deren Strahlung eine Intensität von grob 1.4 kW/m^2 auf. Damit errechnet sich eine abgestrahlte Leistung von knapp $4 \cdot 10^{26}$ W.

Antennen mit Richtwirkung

Alle realen Antennen besitzen eine mehr oder weniger ausgeprägte Richtwirkung. Sie strahlen in eine oder mehrere Richtungen bevorzugt ab.

Richtfaktor

Der Richtfaktor (directivity) D einer Antenne beschreibt die Eigenschaft der Antenne, Leistung vorzugsweise in die Hauptstrahlrichtung abzustrahlen. Als Vergleichsantenne wird dabei der isotrope Strahler verwendet. Damit ergibt sich als Definition des Richtfaktors:

$$D = \frac{S}{S_i} = \frac{E^2}{E_i^2} = \frac{H^2}{H_i^2}$$

S ist die von der betrachteten Antenne in Hauptstrahlrichtung erzeugte Leistungsdichte. Mit Hilfe des Richtfaktors kann die im Abstand r hervorgerufene Leistungsdichte für eine beliebige Antenne einfach berechnet werden

$$S = D \cdot S_i = D \cdot \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot r^2}$$

Antennenwirkungsgrad, Antennengewinn, EIRP

Bei einer realen Antenne ist die abgestrahlte Leistung P_r aufgrund von Verlusten kleiner als die vom Sender eingespeiste Leistung P_{TX} . Das Verhältnis

$$\eta = \frac{P_r}{P_{TX}}$$

wird als Antennenwirkungsgrad bezeichnet.

Wird dies berücksichtigt, so ergibt sich für die im Abstand r hervorgerufene Leistungsdichte

$$S = D \cdot \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot r^2} = \underbrace{D \cdot \eta}_G \cdot \frac{P_{TX}}{4 \cdot \pi \cdot r^2}. \quad (1)$$

Bei gegebener Sendeleistung ist die Intensität der elektromagnetischen Welle folglich umso stärker, je grösser das Produkt $D \cdot \eta$ ist. Es macht deshalb Sinn,

$$\boxed{G = \eta \cdot D}$$

als Gewinn der Antenne zu definieren. Eine Antenne mit dem Gewinn G hat im Vergleich zum isotropen Strahler bei gleicher Sendeleistung eine um den Faktor G grössere Leistungsdichte zur Folge

Wird die Formel (1) leicht umgeschrieben

$$S = D \cdot \eta \cdot P_{TX} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot r^2} = \underbrace{G \cdot P_{TX}}_{\text{EIRP}} \cdot \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot r^2},$$

so wird deutlich, dass die Wirkung eines Sendesystems, bestehend aus Sender und Sendeantenne, vom Produkt $G \cdot P_{TX}$ abhängt. Dieses Produkt wird als äquivalente isotrope Strahlungsleistung (EIRP – Equivalent Isotropic Radiated Power) bezeichnet. Es ist gleich derjenigen Leistung mit welcher ein isotroper Strahler gespeist werden müsste um am Empfangsort die gleiche Feldstärke zu erzeugen. Wird als Vergleichsgrösse nicht der isotrope Strahler sondern ein Halbwellendipol verwendet, spricht man von äquivalenter Strahlungsleistung (ERP - Equivalent Radiated Power).

Zusammenhang mit der elektrischen und magnetischen Feldstärke

Im Fernfeld¹ ist die Leistungsdichte einer elektromagnetischen Welle gleich dem Produkt aus elektrischer und magnetischer Feldstärke

$$S = E \cdot H = \frac{\hat{E} \cdot \hat{H}}{2}.$$

Zudem gilt

$$\frac{E}{H} = \frac{\hat{E}}{\hat{H}} = Z_{F0},$$

wobei

$$Z_{F0} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \cdot \pi \Omega = 377 \Omega$$

¹ Damit wir uns im Fernfeld einer Antenne befinden, muss die Distanz mindestens zwei Wellenlängen betragen. Bei Antennen, deren Abmessungen grösser als die Wellenlänge sind, muss die Distanz zusätzlich vergrössert werden.

der Wellenwiderstand des freien Raums ist.

Aus diesen Beziehungen folgt schliesslich

$$S = \frac{E^2}{Z_{F0}} = H^2 \cdot Z_{F0}.$$

Kennt man eine der drei Grössen S , E oder H , so lassen sich die beiden anderen problemlos bestimmen.

Der Empfangsfall

Eine Empfangsantenne entzieht der elektromagnetischen Welle eine bestimmte Leistung P_a . Natürlich ist diese umso grösser, je grösser die Leistungsdichte S der Welle ist. Um diesen Effekt zu beschreiben, wird der Proportionalitätsfaktor A_w eingeführt

$$P_a = A_w \cdot S.$$

Der Faktor A_w ist eine Kenngrösse der Antenne, hat die Dimension einer Fläche und wird daher als Antennenwirkfläche (auch Absorptionsfläche oder wirksame Fläche) bezeichnet. Bei den meisten Antennen hat er allerdings nichts mit einer geometrischen Fläche zu tun.

Die wirksame Fläche einer Antenne ist proportional zu ihrem Richtfaktor D . Es gilt

$$\frac{A_w}{D} = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}.$$

Je grösser der Richtfaktor, desto grösser ist also die wirksame Fläche der Antenne. Etwas vereinfacht: eine gute Sendeantenne ist auch eine gute Empfangsantenne.

Die tatsächlich an den Klemmen der Antenne verfügbare Empfangsleistung P_{RX} ist vom Wirkungsgrad der Antenne abhängig

$$P_{RX} = \eta \cdot P_a = \eta \cdot A_w \cdot S = \eta \cdot D \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot S = G \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot S.$$

Wiederum taucht hier der Antennengewinn $G = \eta \cdot D$ als Mass für die Güte der Antenne auf. Die Leistung kann von der Antennen nur abgegeben werden, wenn der Verbraucher (z.B. Empfänger) konjugiert komplex angepasst ist.

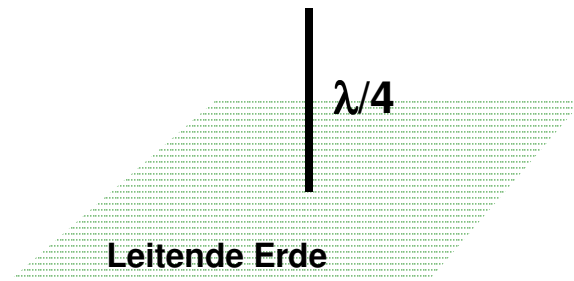
Strahlungsdiagramm

Das Richt- oder Strahlungsdiagramm ist die graphische Darstellung der Richtcharakteristik einer Antenne. Es gibt Auskunft über die Feldstärkeverteilung in grosser Distanz von der Antenne. In der Regel wird die Winkelabhängigkeit der Feldstärkenamplituden in der horizontalen und vertikalen Ebene dargestellt und zwar in Form eines Polardiagramms.

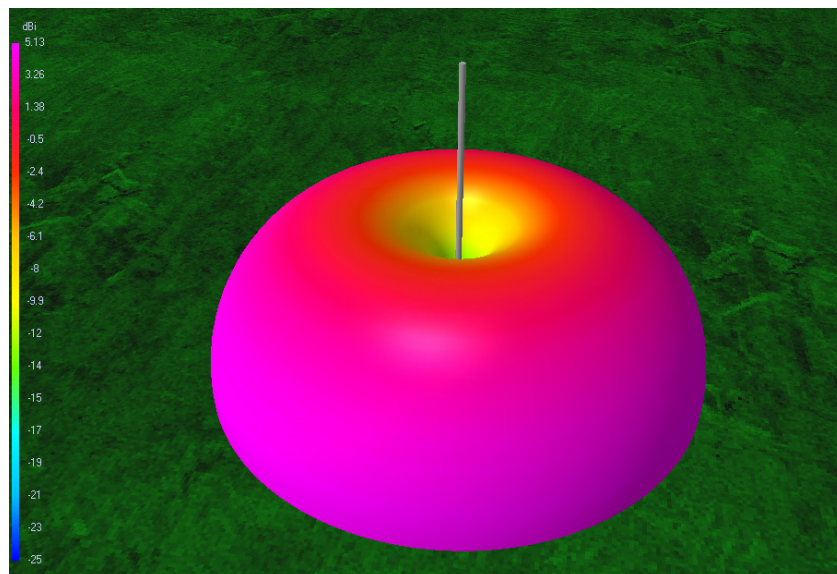
Die Richtung, in welche die Antenne mit maximaler Feldstärke abstrahlt, wird als Hauptstrahlrichtung bezeichnet.

Beispiel Groundplane-Antenne

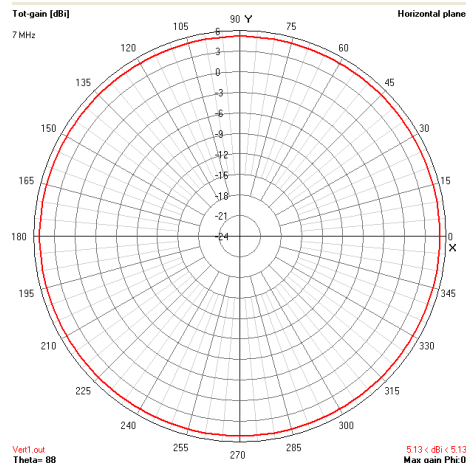
Eine Groundplane-Antenne besteht üblicherweise aus einem leitenden Stab der Länge $\lambda/4$, welcher senkrecht über einer leitenden Erdoberfläche angeordnet ist.



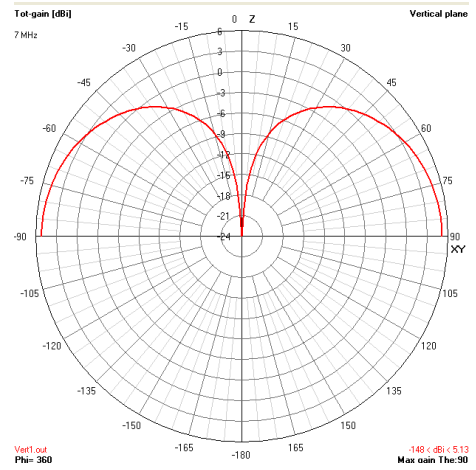
Aus Symmetriegründen ist das räumliche Strahlungsdiagramm der Groundplane-Antenne unabhängig vom Azimutwinkel. Die Abstrahlung ist senkrecht zum Stab am stärksten. In Richtung des Stabes wird nichts abgestrahlt.



Fernfeld in horizontaler Ebene

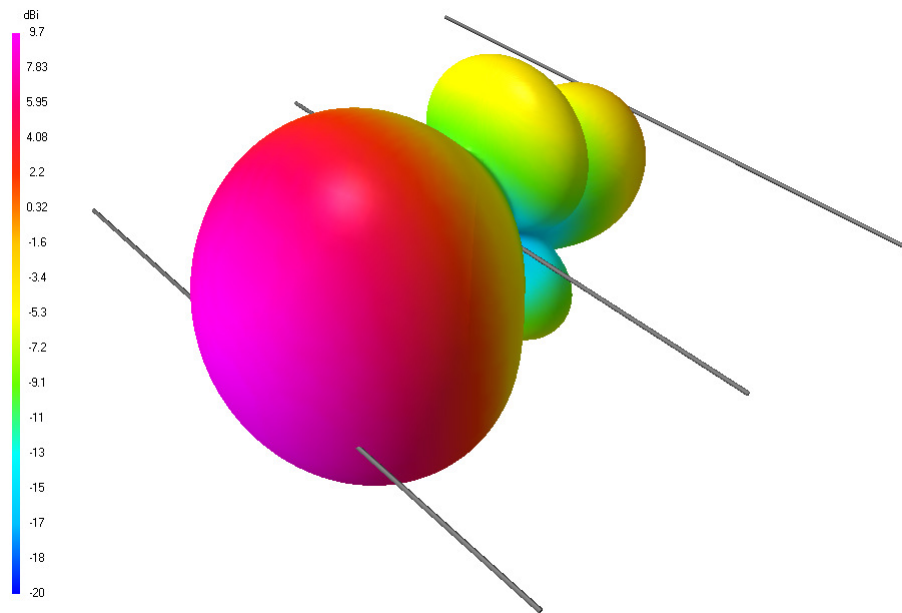


Fernfeld in vertikaler Ebene

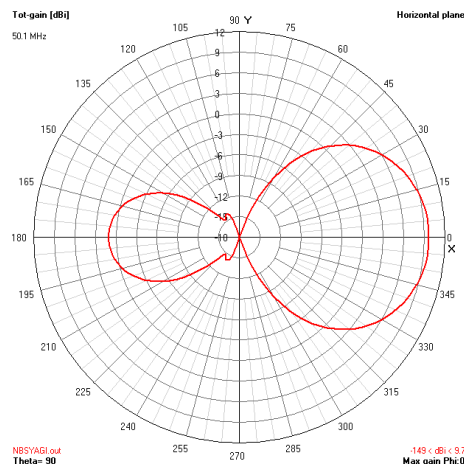


Beispiel Yagi-Antenne

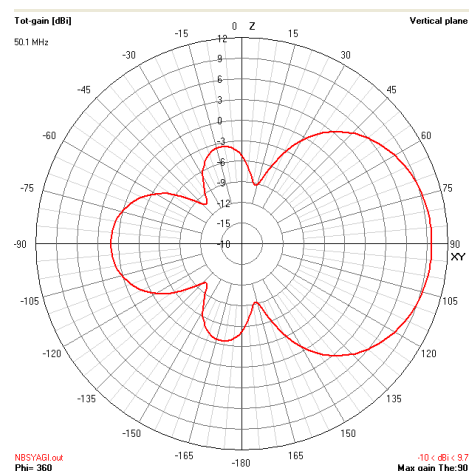
Eine Yagi-Antenne (vgl. Seite 12) besteht aus einem Strahler, in der Regel einem Reflektor- und mehreren Direktorelementen. Sie besitzt eine ausgeprägte Hauptstrahlrichtung.



Fernfeld in horizontaler Ebene



Fernfeld in vertikaler Ebene



Strahlungskeule, Öffnungswinkel

Bei ausgeprägter Richtcharakteristik ist der Begriff der Strahlungskeule gebräuchlich. Wie das Beispiel der Yagi-Antenne zeigt, besteht ein Strahlungsdiagramm oft aus einer Haupt- und mehreren Nebenkeulen. Als Keulenbreite der Antennen wird derjenige Winkel bezeichnet, in dem die Feldstärke im Vergleich zur Hauptstrahlrichtung um einen gewissen Wert abfällt. Wird als Grenzwert 3 dB benutzt, so spricht man auch vom Öffnungswinkel der Antenne.

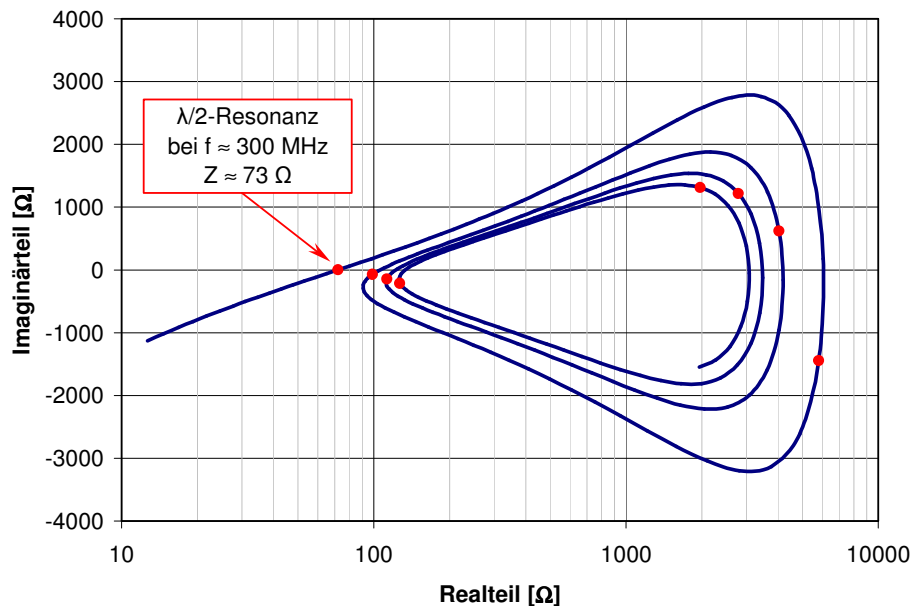
Der Öffnungswinkel einer Antenne ist der Winkelbereich, innerhalb dessen die relative Feldstärke (im Vergleich zur Hauptstrahlrichtung) um 3 dB abgefallen ist.

Fusspunktimpedanz, Resonanz

Eine weitere wichtige Kenngröße einer Antenne ist die Impedanz am Einspeisepunkt. Aus historischen Gründen wird diese auch als Fusspunktimpedanz bezeichnet. Die Kenntnis dieses Parameters ist deshalb von Bedeutung, weil in der Regel Leistungsanpassung zwischen Sender und Antenne, bzw. zwischen Antenne und Empfänger angestrebt wird.

Beispiel: Dipolantenne der Länge $l = 0.5 \text{ m}$

Verlauf der Fusspunktimpedanz in Funktion der Frequenz:



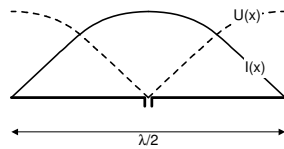
Bei tiefen Frequenzen (unterhalb 300 MHz) ist die Antenne kürzer als $\lambda/2$ und weist eine deutlich kapazitive Fusspunktimpedanz auf. Bei $f \approx 300 \text{ MHz}$ entspricht die Länge der Antenne gerade einer halben Wellenlänge; die Fusspunktimpedanz ist in diesem Fall rein reell und beträgt etwa 73Ω . Frequenzen, bei denen die Fusspunktimpedanz rein reell ist, werden als Resonanzfrequenzen der Antenne bezeichnet. Im Bereich zwischen 300 und etwa 600 MHz ist die Antenne länger als $\lambda/2$ aber kürzer als λ und besitzt eine induktive Fusspunktimpedanz. Bei $f \approx 600 \text{ MHz}$ befindet sich wiederum ein Resonanzpunkt: Die Fusspunktimpedanz ist rein reell aber deutlich hochohmiger. Die folgende Tabelle fasst die gewonnenen Erkenntnisse zusammen.

Relative Länge des Dipols	Fusspunktimpedanz	Bemerkung
$l < \lambda/2$	kapazitiv	
$l = \lambda/2$	rein reell, niederohmig	$\lambda/2$ -Resonanz
$\lambda/2 < l < \lambda$	induktiv	
$l = \lambda$	rein reell, hochohmig	λ -Resonanz

Das Verhalten der Fusspunktimpedanz kann mittels Überlegungen betreffend Strom- und Spannungsverteilung entlang der Antenne abgeschätzt werden. Am Endpunkt eines Leiters können keine Ladungen austreten. Abgesehen von eventuellen parasitären Effekten (z.B. Kapazitäten am Leiterende) kann dort kein Strom fließen; man beobachtet einen Stromknoten. In der Hochfrequenztechnik ist der Strom jedoch nicht nur von der Zeit sondern auch vom Ort entlang des Leiters abhängig. So befindet sich in der Regel im Abstand

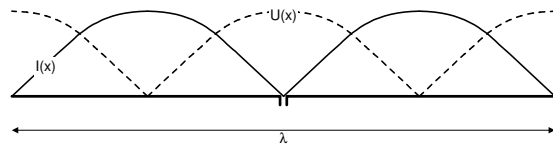
$\lambda/4$ von einem Stromknoten ein Strombauch, d.h. ein Ort mit maximaler Stromamplitude. Bei einer Antennen wie dem Dipol kann also eine örtliche Verteilung der Stromamplitude aufgezeichnet werden. Dasselbe gilt grundsätzlich auch für die örtliche Verteilung der Spannungsamplitude nur, dass in diesem Fall die Endpunkte der Leiter Spannungsbäuche darstellen.

Spannungs- und Stromverteilung am $\lambda/2$ -Dipol



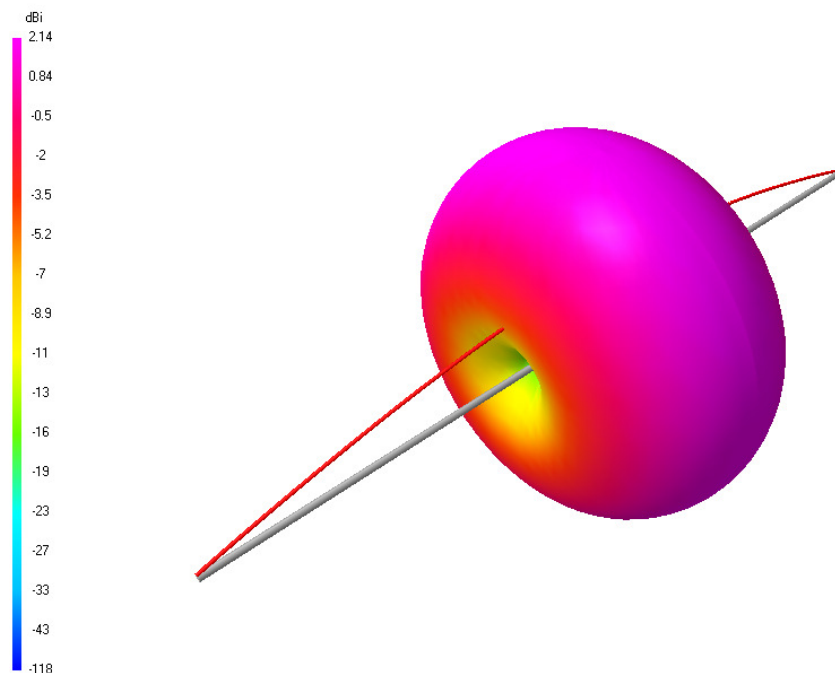
Am Einspeisepunkt in der Mitte gilt: hoher Strom, niedrige Spannung \Rightarrow niederohmig

Spannungs- und Stromverteilung am λ -Dipol



Am Einspeisepunkt in der Mitte gilt: niedriger Strom, hohe Spannung \Rightarrow hochohmig

Stromverteilung und Strahlungsdiagramm eines $\lambda/2$ -Dipols



Verluste in Antennen

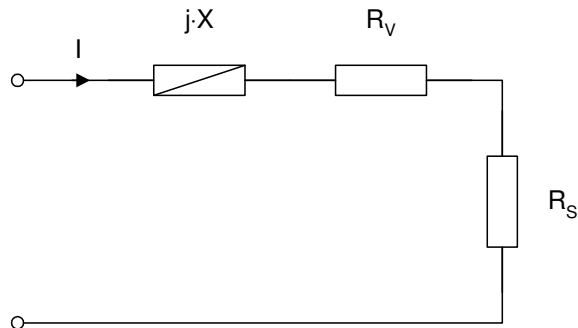
Die Fusspunktimpedanz $\underline{Z} = R + j \cdot X$ einer Antenne ist im allgemeinen komplex. Für die in die Antenne eingespeiste Wirkleistung ist jedoch

ausschliesslich der ohmsche Anteil R massgebend. Im reaktiven Anteil X (der bei Resonanz verschwindet) wird keine Wirkleistung umgesetzt.

Die eingespeiste Wirkleistung wird zum Teil in Form einer elektromagnetischen Welle abgestrahlt. Aufgrund von

- ohmschen Verlusten im Antennendraht
- dielektrischen Verlusten in den Isolationsmaterialien
- Verlusten im Anpassnetzwerk

wird jedoch ein Teil der eingespeisten Wirkleistung in Wärme umgewandelt. Aus diesem Grund wird der Realteil der Fusspunktimpedanz in zwei Widerstände aufgeteilt: Einem Strahlungswiderstand R_S und einem Verlustwiderstand R_V .



Die gesamthaft in der Antennen umgesetzte Wirkleistung errechnet sich zu

$$P_{tot} = I^2 \cdot (R_V + R_S).$$

Davon wird abgestrahlt

$$P_S = I^2 \cdot R_S.$$

Für den Wirkungsgrad der Antenne erhält man

$$\eta = \frac{P_S}{P_{tot}} = \frac{R_S}{R_S + R_V}$$

Dieser ist umso grösser, je grösser der Strahlungswiderstand im Vergleich zum Verlustwiderstand ist. Bei kleinem Strahlungswiderstand führen also schon kleinste Verlustwiderstände zu einem schlechten Wirkungsgrad.

Einfluss einer leitenden Fläche (Erde)

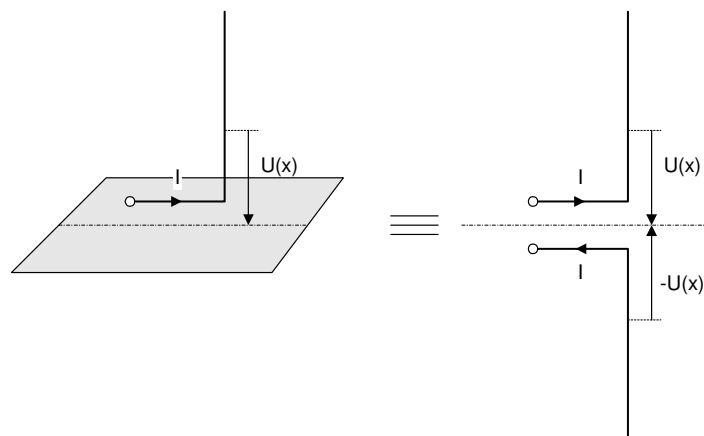
Wird eine symmetrische Schaltung im Gegentakt angeregt, so ist die Symmetrieebene eine Äquipotentialfläche (Die elektrischen Feldlinien stehen alle senkrecht auf der Symmetrieebene). Die eine Hälfte der Schaltung kann

deshalb durch eine leitenden Fläche nachgeahmt werden, wobei sich für die verbleibende Hälfte keine Änderung ergibt.

Betrachten wir umgekehrt eine Schaltung über einer leitenden Fläche, so kann der Effekt der leitenden Fläche durch eine entsprechende symmetrische Ergänzung der vorhandenen Schaltung nachgebildet werden. Zu beachten ist dabei, dass das so entstandene Spiegelbild gegenphasig angeregt wird.

Der Effekt einer leitenden Fläche kann durch eine spiegelbildliche Ergänzung der vorhandenen Anordnung imitiert werden. Das Spiegelbild wird dabei gegenphasig angeregt.

Beispiel: Monopol (Groundplane) Antenne



Der skizzierte Monopol und der Dipol haben im oberen Halbraum die gleiche Feld- und Stromverteilung zur Folge.

Die Fusspunktimpedanz des Dipols ist jedoch doppelt so groß wie diejenige des Monopols. Da die Fusspunktimpedanz eines $\lambda/2$ -Dipols 73Ω beträgt, ist die entsprechende Impedanz bei einer $\lambda/4$ -Groundplane-Antenne nur etwa 36Ω .

Da Groundplane-Antennen oft nicht direkt über der Erde errichtet werden (und zudem die vorhandene Erde meist nur unzureichend leitet), wird die Erde mit einer Anzahl $\lambda/4$ langer Radials nachgebildet. Durch Variation des Winkels zwischen Strahler und Radials kann die Fusspunktimpedanz in gewissen Grenzen verändert werden. Es gelingt so, $\lambda/4$ -Groundplane-Antenne mit einer Fusspunktimpedanz von 50Ω zu realisieren, die keinerlei Anpassnetzwerk benötigen.

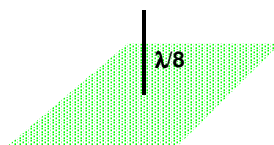
Die Länge eines Monopols muss aber nicht unbedingt gleich $\lambda/4$ gewählt werden. Es zeigt sich beispielsweise, dass der Gewinn in horizontaler Richtung mit einer Strahlerlänge von $5/8 \cdot \lambda$ optimiert werden kann. Die Fusspunktimpedanz dieses Strahlers ist komplex, wobei der Realteil nahezu bei 50Ω liegt. Der kapazitive Imaginärteil kann mittels einer Serieinduktivität einfach kompensiert werden.

Elektrisch kurze Antennen

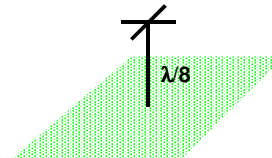
Elektrisch kurze ($l \ll \lambda$) Antennen weisen in der Regel stark kapazitive Fusspunktimpedanzen auf. Zudem ist deren Strahlungswiderstand R_s vergleichsweise klein, was zur Folge hat, dass der Wirkungsgrad schlecht ist.

Beispiel: Kurze Groundplane-Antenne

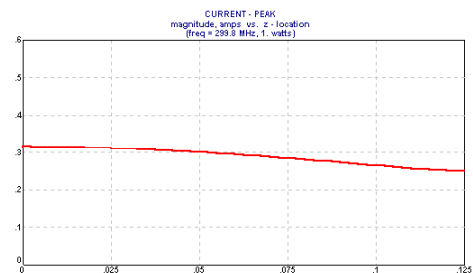
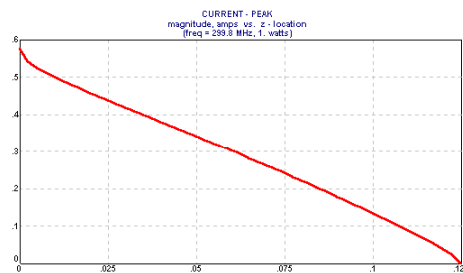
Die örtliche Stromverteilung auf einer kurzen ($l < \lambda/4$) Groundplane-Antenne fällt gegen das Antennenende hin nahezu linear ab. Vorteilhafter wäre eine gleichmässiger Stromverteilung entlang des Strahlers. Das kann durch eine kapazitive Dachlast erreicht werden. Der Strom am oberen Ende der Antenne ist dann nicht mehr Null und es stellt sich eine annähernd konstante Stromverteilung ein. Zudem wird durch diese Massnahme der kapazitive Anteil der Fussimpedanz verringert und der Strahlungswiderstand nimmt zu, was einen positiven Effekt auf den Wirkungsgrad hat.



$$Z_{in} = (6.1 - 214-j) \Omega$$



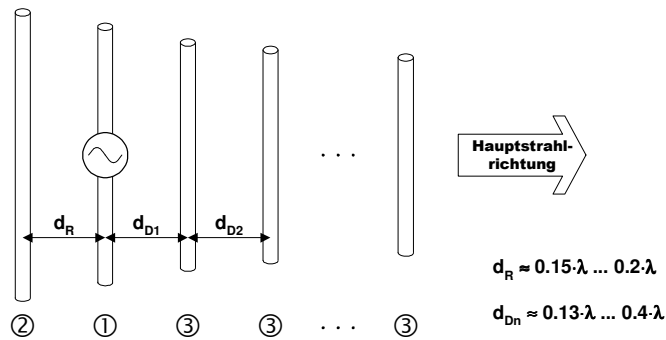
$$Z_{in} = (19.9 - 4.8-j) \Omega$$



Yagi-Uda-Antenne

Die Yagi-Uda-Antenne wurde 1926 von Shintaro Uda und Hidetsugu Yagi, beide von der Tohoku Universität in Sendai (Japan) erfunden. 1928 veröffentlichte Yagi den ersten englischen Artikel, weshalb die Antenne heute oft nur noch mit seinem Namen in Verbindung gebracht wird.

Die Yagi-Antenne wird im Frequenzbereich zwischen mehreren MHz und mehreren GHz eingesetzt. Sie besteht aus einem gespeisten Dipol (Erreger), meist einem Reflektor und mehreren Direktoren.



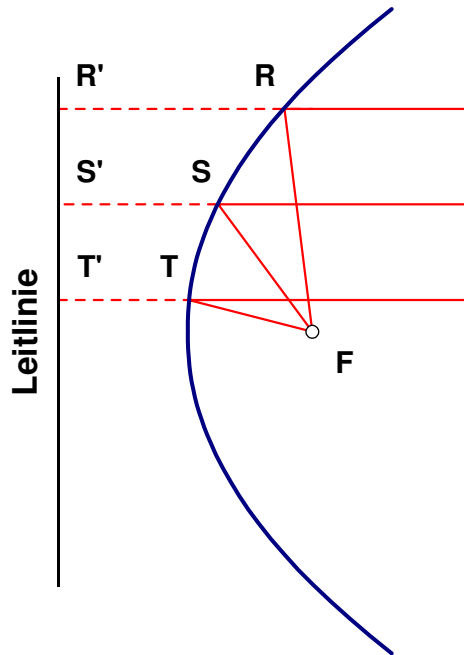
- ① **Gespeister Strahler: Meist $\lambda/2$ -Faltdipol**
- ② **Reflektor: Länge $\geq \lambda/2$**
- ③ **Direktoren: Länge $< \lambda/2$**

Die vom gespeisten Dipol ausgesendete elektromagnetische Welle regt die parasitären Elemente (Reflektor, Direktoren) der Antenne zu Schwingungen an. Die parasitären Elemente fangen daher ihrerseits zu strahlen an, wobei es aufgrund der unterschiedlichen Längen der Elemente zu unterschiedlichen Phasenverschiebung zwischen einfallender und abgestrahlter Welle kommt. Diese Phasenverschiebungen sowie der Abstand der Elemente zueinander werden so dimensioniert, dass es in Hauptstrahlrichtung zu einer konstruktiven Überlagerung der Teilwellen kommt.

Durch das Vorhandensein der parasitären Elemente wird der Dipol stärker belastet, der Strahlungswiderstand wird niederohmiger. Um dem entgegenzuwirken wird als gespeister Dipol in der Regel ein Faltdipol eingesetzt, welcher im unbelasteten Fall einen Strahlungswiderstand von ungefähr 300Ω aufweist.

Parabolantennen

Infolge ihres grossen Gewinns werden bei Frequenzen über einem GHz gerne Parabolantennen eingesetzt. Diese basieren im wesentlichen auf den geometrischen Eigenschaften eines Rotationsparaboloids. Eine Parabel ist der geometrische Ort aller Punkte, welche von einem Brennpunkt F und einer Leitlinie gleichen Abstand haben.



Wir betrachten eine ebene Welle, welche auf einen Parabolspiegel trifft. Alle Anteile dieser Welle würden phasengleich bei der Leitlinie eintreffen. Aufgrund der Parabeldefinition gilt

$$RR' = RF, SS' = SF \text{ und } TT' = TF,$$

woraus folgt, dass alle Anteile phasengleich im Brennpunkt eintreffen. Die Wellenanteile werden folglich im Brennpunkt konstruktiv addiert, wo sie im so genannten Erreger gesammelt werden.

Aufgrund von Nichtidealitäten (Randeffekte, Strahlung des Erregers über den Spiegelrand, Abschattung durch Erreger oder Erregerstützen, Unebenheiten des Spiegels) ist die Absorptionsfläche einer Parabolantenne nicht gleich der geometrischen Fläche des Spiegels. Das Verhältnis wird durch den Flächenwirkungsgrad q beschrieben, welcher in der Regel zwischen 0.5 und 0.6 liegt. Bei einem gegebenen Spiegeldurchmesser d resultiert für die Absorptionsfläche

$$A_e = q \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4},$$

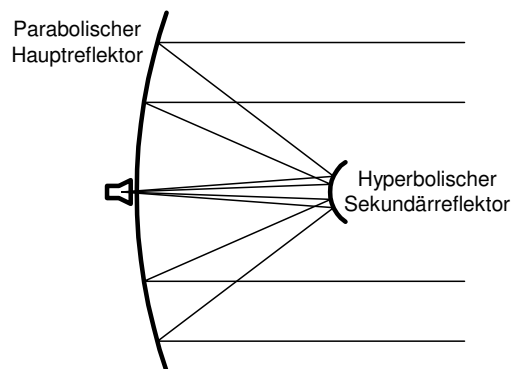
woraus sich der Richtfaktor errechnen lässt:

$$D = A_e \cdot \frac{4 \cdot \pi}{\lambda^2} = q \cdot \left(\frac{\pi \cdot d}{\lambda} \right)^2$$

Der Antennenwirkungsgrad η ist bei Parabolantennen nahezu hundert Prozent.

Häufig verwendete Bauformen von Parabolantennen sind die Cassegrain-Antenne und die Muschelantenne.

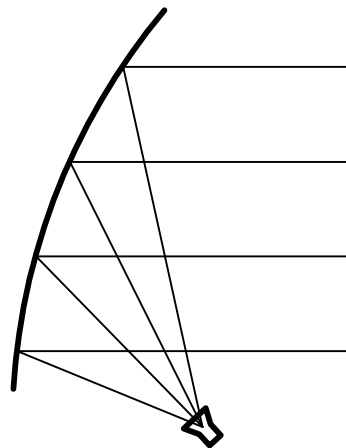
Die Cassegrain-Antenne besteht aus einem Haupt- und einem Sekundärreflektor. Der Strahl wird zweimal abgelenkt, wodurch sich eine kürzere Bauform ergibt.



In telecommunication, a Cassegrain antenna is an antenna in which the feed radiator is mounted at or near the surface of a concave main reflector and is aimed at a convex secondary reflector slightly inside the focus of the main reflector.

*Quelle: Federal Standard 1037C,
„Telecommunications: Glossary of
Telecommunication Terms“*

Der Reflektor einer Muschelparabolantenne besteht aus einem exzentrischen Parabolabschnitt, der von einem darunter angeordneten Strahler ausgeleuchtet wird.



Ausbreitungsphänomene

In der Mobilkommunikation werden vorwiegend elektromagnetische Wellen im UHF-Band² (0.3 bis 3 GHz) eingesetzt. Diese breiten sich ähnlich wie Licht aus, weshalb die Ausbreitung auch als quasioptisch bezeichnet wird. Für die Planung drahtloser Kommunikationsnetze ist die Kenntnis der relevanten Ausbreitungsphänomene unerlässlich. Insbesondere müssen folgende Effekte berücksichtigt werden:

- Dämpfung
- Abschattung
- Reflexionen
- Schwund (Fading)
- Beugung
- Streuung
- Dopplereffekt

Grundsätzlich breiten sich elektromagnetische Wellen in einem homogenen Medium geradlinig aus. Hindernisse können die Welle jedoch absorbieren (dämpfen), reflektieren oder streuen. An scharfkantigen Hindernissen oder bei inhomogenem Ausbreitungsmedium kann die Welle abgelenkt oder gebrochen werden.

Dämpfung

Auch wenn sich eine elektromagnetische Welle völlig ungehindert ausbreiten kann, nimmt deren Leistungsdichte mit zunehmendem Abstand vom Sender ab, was als Freiraumdämpfung bezeichnet wird.

Zur Berechnung der Freiraumdämpfung gehen wir von einem isotropen Strahler aus, der die zugeführte Leistung P_s gleichmässig in alle Raumrichtungen abstrahlt. Da keine Richtung bevorzugt wird, wird in allen Punkten im Abstand d von Sender die gleiche Leistungsdichte

² UHF – Ultra High Frequency

$$S_i = \frac{\text{abgestrahlte Leistung}}{\text{Kugeloberfläche}} = \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot d^2}$$

beobachtet. An diesem Ort kann ein zweiter isotroper Strahler der Welle die Empfangsleistung

$$P_a = S_i \cdot A_w = \frac{P_r}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}$$

entnehmen. Für das Verhältnis zwischen Sende- und Empfangsleistung, ausgedrückt in dB, resultiert:

$$\begin{aligned} a_0 &= 10 \cdot \log\left(\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right)^2\right) \\ &= 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d}{\lambda}\right) \\ &= 20 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot d \cdot f}{c}\right) \\ &= -147,6 \text{ dB} + 20 \cdot \log\left(\frac{d}{1 \text{ m}}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{f}{1 \text{ Hz}}\right) \end{aligned}$$

Wird statt des isotropen Strahlers eine Sendeantenne mit Gewinn G_{TX} eingesetzt, so erhöht sich - bei gleicher zugeführter Leistung - die Leistungsdichte am Empfangsort um den Faktor G_{TX} :

$$S = S_i \cdot G_{TX} = \frac{P_{TX}}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \cdot G_{TX}$$

Analog führt der Einsatz einer Empfangsantenne mit Gewinn G_{RX} zu einer entsprechend vergrößerten wirksamen Fläche und damit zu einer erhöhten Empfangsleistung:

$$P_a = S \cdot A_w = \frac{P_{TX}}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \cdot G_{TX} \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot G_{RX}$$

Das Verhältnis Sende- zu Empfangsleistung wird also um den Faktor $G_{TX} \cdot G_{RX}$ verbessert.

Das Dämpfungsmass zwischen Sende- und Empfangssignal im hindernisfreien Raum, wiederum ausgedrückt in dB, errechnet sich demnach wie folgt:

$$\begin{aligned} a_F &= 10 \cdot \log\left(\frac{P_{TX}}{P_{RX}}\right) \\ &= -147,6 \text{ dB} + 20 \cdot \log\left(\frac{d}{1 \text{ m}}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{f}{1 \text{ Hz}}\right) - 10 \cdot \log(G_{TX}) - 10 \cdot \log(G_{RX}) \end{aligned}$$

Diese Beziehung gilt unter der Voraussetzung, dass die Distanz d deutlich grösser als die Wellenlänge ist.

Neben der Freiraumdämpfung bewirken Hindernisse eine zusätzliche Abschwächung des Signals. Die Dämpfungswerte sind dabei vor allem vom Material und dessen Dicke sowie von der Frequenz abhängig. Einige typische Werte sind in der Tabelle 1 zusammengefasst.

Tabelle 1:
Typische
Dämpfungswerte bei
2.4 GHz

Hindernisse	Typische Dämpfung @2.4GHz
Dünne Mauer	2-5dB
Holz Mauer	5dB
Geschlossene Aluminiumblenden	8dB
Gitterfenster mit Holzrahmen	4-5dB
Gitterfenster mit Stahlrahmen	10dB
Steel shelves / cupboards	15dB
Ziegelmauer	6-12dB
Betonmauer	10-20dB
Betondecke	20dB
Aufzug	20-30dB

Table 1 - 2.4 GHz Signal Attenuation	
Window Brick Wall	2 dB
Metal Frame Glass Wall into Building	6 dB
Office Wall	6 dB
Metal Door in Office Wall	6 dB
Cinder Block Wall	4 dB
Metal Door in Brick Wall	12.4 dB
Brick Wall next to Metal Door	3 dB

Die Dämpfung von elektromagnetischen Wellen durch atmosphärische Gase und Niederschläge spielt erst bei höheren Frequenzen (> 10 GHz) eine wahrnehmbare Rolle. Insbesondere die Resonanzabsorption von Wasserdampf bei 22 GHz und von Sauerstoff bei 60 GHz können zu hohen Dämpfungswerten führen.

Die durch Stecker und Zuleitungskabel verursachte Dämpfung kann bei höheren Frequenzen meist nicht vernachlässigt werden.

Path Loss Exponent

Die Herleitung der Freiraumdämpfung hat gezeigt, dass die Empfangsleistung quadratisch mit der Distanz abnimmt. Es gilt also

$$P_{RX}(d) = P_{RX}(d_0) \cdot \left(\frac{d_0}{d}\right)^2.$$

Beim Vorhandensein von Hindernissen ist die mittlere Abnahme meistens schneller und kann in erster Näherung durch den Ansatz

$$P_{RX}(d) = P_{RX}(d_0) \cdot \left(\frac{d_0}{d}\right)^m$$

beschrieben werden. Der Parameter m hängt von der Umgebung ab und wird als „path loss exponent“ bezeichnet. Er ist meist grösser als 2, kann im Inneren eines Gebäudes aber auch kleiner als 2 sein.

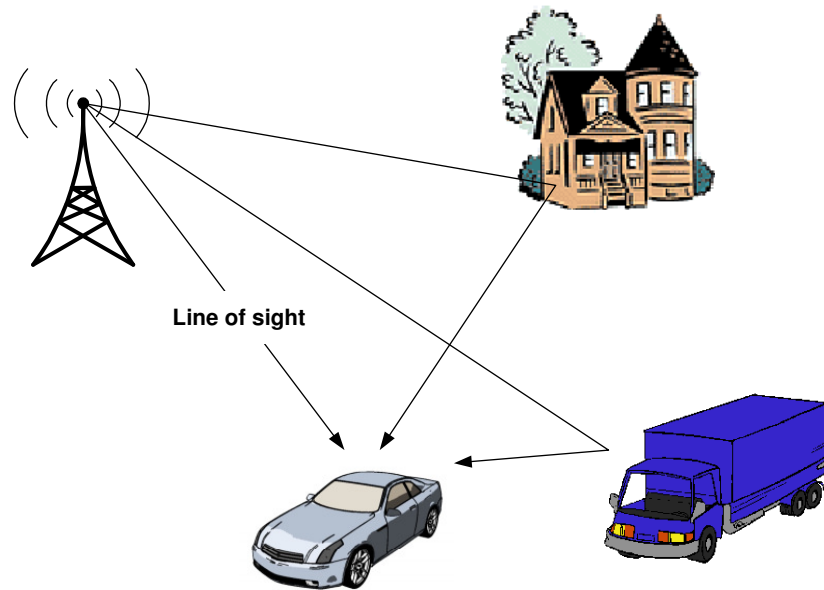
Tabelle 2:
Typische Werte des
Path Loss
Exponenten

Umgebung	Path Loss Exponent
Freiraum	2
Städtisch	2.7 bis 3.5
Städtisch mit Abschattung	3 bis 5
Gebäudeinneres mit direkter Sichtverbindung	1.6 bis 1.8
Gebäudeinneres mit Hindernissen	4 bis 6
Fabrikgebäude mit Hindernissen	2 bis 3

Mehrwegeausbreitung

Das Vorhandensein einer direkten Sichtverbindung (LOS – line of sight) kann bei der Mobilkommunikation meist nicht vorausgesetzt werden. Das vom Sender ausgestrahlte Signal wird vielmehr an Gebäuden, Fahrzeugen, und an Bodenerhebung reflektiert oder gestreut, was dazu führt, dass der Empfänger mehrere, unterschiedlich verzögerte und abgeschwächte Kopien des Sendesignals empfängt. Typische Auswirkungen dieser Mehrwegeausbreitung sind frequenzabhängige Verzerrungen des Empfangsspektrums (frequenzselektiver Schwund) und zeitliche Verschmierung der gesendeten Einzelsymbole (Intersymbolinterferenz).

Figur 1:
Mehrwegausbreitung



Die prinzipiellen Auswirkungen der Mehrwegeausbreitung lassen sich bereits an einem einfachen Modell mit zwei Ausbreitungspfaden untersuchen. Die Impulsantwort des Übertragungskanals setzt sich in diesem Fall aus zwei unterschiedlich gewichteten und verzögerten Dirac-Pulsen zusammen³:

$$h(t) = a_1 \cdot \delta(t - \tau_1) + a_2 \cdot \delta(t - \tau_2)$$

Durch Fouriertransformation resultiert die Übertragungsfunktion

$$\underline{H}(f) = a_1 \cdot e^{-2\pi \cdot f \cdot \tau_1} + a_2 \cdot e^{-2\pi \cdot f \cdot \tau_2}$$

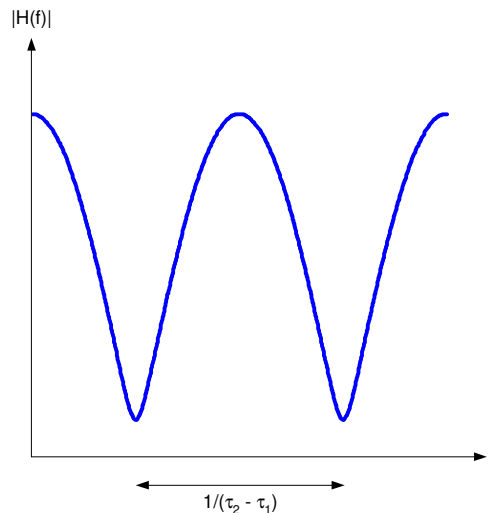
und der Amplitudengang

$$|\underline{H}(f)| = \sqrt{a_1^2 + a_2^2 + 2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot (\tau_2 - \tau_1))}$$

des Kanals. Der Amplitudengang weist im Abstand $1/(\tau_2 - \tau_1)$ periodische Einbrüche auf, die um so ausgeprägter sind, je näher a_1 und a_2 beieinander liegen. Diese Einbrüche entstehen durch destruktive Überlagerung der beiden Signale, also immer, wenn der Laufzeitunterschied $\tau_2 - \tau_1$ ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Periodendauer $T = 1/f$ ist.

³ Wir vernachlässigen dabei zusätzliche Phasendrehungen, welche durch die Reflexion der Welle entstehen können.

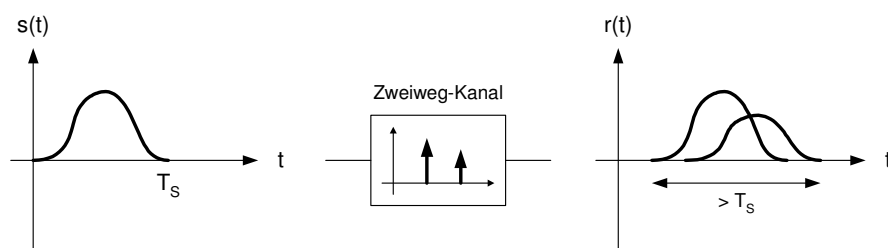
Figur 2:
Amplitudengang
eines Zweiwegkanals



Bei der Mobilkommunikation hängen die tatsächlichen Reflexionsverhältnisse sowohl vom Ort als auch von der Zeit ab. Deshalb muss ein Empfänger mit dauernd wechselnden, frequenzabhängigen Amplitudenverzerrungen zu recht kommen. Diese Eigenschaft des Übertragungskanal wird als frequenzselektiver Schwund bezeichnet und ist eine direkte Folge der Mehrwegeausbreitung.

Ein weiterer Effekt der Mehrwegeausbreitung ist die Verschmierung des Sendepuls. Bei der digitalen Übertragung strahlt der Sender während jeweils einer Symboldauer ein bestimmtes Signal aus, welches das zu übertragende Symbol repräsentiert. Das vom Sender ausgestrahlte Signal trifft aufgrund der Mehrwegeausbreitung mehrfach und zu unterschiedlichen Zeiten beim Empfänger ein. Das resultierende Empfangssignal dauert somit länger als eine Symbolperiode. Es kommt zu einer Störung der nachfolgenden Signale, was als Intersymbolinterferenz bezeichnet wird.

Figur 3:
Zur Entstehung von
Intersymbol-
interferenz



Um die durch Mehrwegeausbreitung verursachten Schwundeffekte zu vermindern, kann Diversity eingesetzt werden. Bei diesem Verfahren wird die gleiche Information über mehrere, möglichst nicht miteinander korrelierte Kanäle übertragen, wodurch die Wahrscheinlichkeit erhöht wird, dass ein brauchbares Empfangssignal zur Verfügung steht. Konkret kann das Signal zu verschiedenen Zeiten, auf unterschiedlichen Frequenzen oder mit senkrecht aufeinander stehenden Polarisationsrichtungen übertragen werden. Häufig werden auch mehrere, örtlich getrennte Empfangsantennen eingesetzt. Im Empfänger müssen die Signale geeignet umgeschaltet oder kombiniert werden.

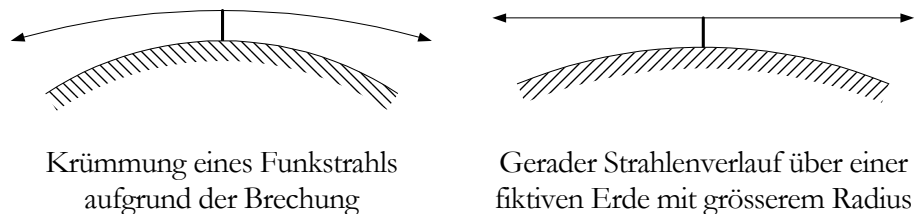
Weitere Effekte

Brechung (Refraction)

Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer elektromagnetischen Welle hängt vom Brechungsindex $n = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r}$ des Mediums ab. Ist dieser nicht homogen, erfährt die elektromagnetische Welle eine Richtungsänderung, die als Brechung bezeichnet wird.

Die unterste Schicht der Atmosphäre (bis 10 km Höhe) ist die Troposphäre. In der Troposphäre ist der Brechungsindex vom Luftdruck, der Temperatur und der Luftfeuchtigkeit abhängig. Er nimmt in der Regel mit der Höhe ab. Die elektromagnetische Welle erfährt dadurch eine Krümmung in Richtung Erde, wobei jedoch der Krümmungsradius grösser als der Erdradius ist. Diese Krümmung wird bei der Planung von Funkstrecken durch einen rechnerisch grösseren Erdradius berücksichtigt (vgl. Figur 4).

Figur 4:

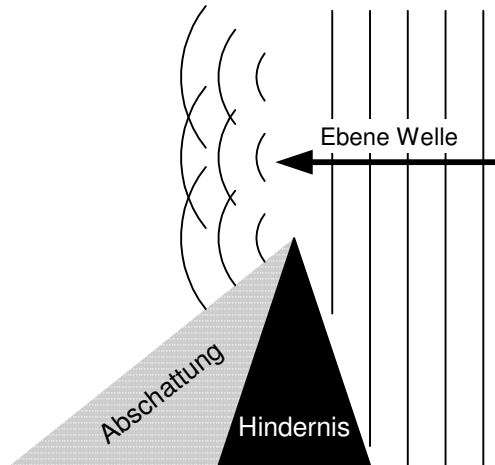


Besonders bei Hochdrucklagen im Herbst und Winter kann eine so genannte Inversionswetterlage auftreten. Durch starke Auskühlung der bodennahen Luftschichten entsteht unter der leichteren Warmluft ein, oft mit Nebel einhergehender Kaltluftsee. Infolgedessen entsteht eine bemerkenswert stabile Schicht mit inversem Temperaturverlauf. Funkstrahlen werden an dieser Grenzschicht zwischen Kalt- und Warmluft so stark gebrochen, dass eine Zweivegeausbreitung resultieren kann.

Beugung (Diffraction)

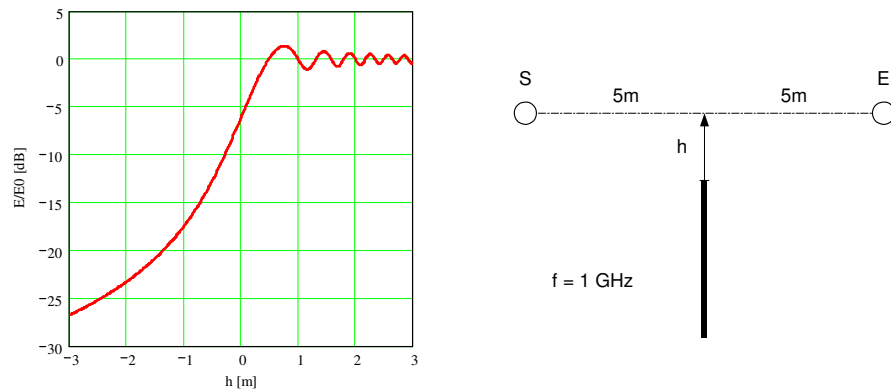
An scharfkantigen Hindernissen wird die elektromagnetische Welle gebeugt. Dies lässt sich mit Hilfe des Prinzips von Huygens erklären: Jeder Punkt einer Wellenfront kann als Ausgangspunkt einer kugelförmigen Elementarwelle betrachtet werden. Aus der phasenrichtigen Überlagerung aller Kugelwellen resultiert der weitere Verlauf der Welle.

Figur 5:
Zur Entstehung von Beugung an einem scharfkantigen Hindernis



Aufgrund der Beugung werden im geometrischen Schattenraum eines Hindernisses elektromagnetische Wellen beobachtet, die bei rein geradliniger (optischer) Ausbreitung nicht vorhanden wären.

Figur 6:
Verlauf der elektrischen Feldstärke bei Beugung an einer Halbebene. Der Parameter h bezeichnet den Abstand zwischen der Verbindungslinie Sender-Empfänger und der Halbebene. In der Schattenzone ($h < 0$) nimmt die Feldstärke kontinuierlich ab.



Streuung (Scattering)

Während bei der Beugung die Wechselwirkung der elektromagnetischen Welle mit einem (im Vergleich zur Wellenlänge) grossen Objekt betrachtet wird, beschreibt die Streuung die Wechselwirkung mit kleinen Objekten.

Rayleigh-Streuung liegt vor, wenn die Objekte wesentlich kleiner als die Wellenlänge sind. Die Intensität der gestreuten Welle ist stark von deren Wellenlänge abhängig. Beispielsweise werden die blauen, kurzwelligeren Anteile des Lichts in der Atmosphäre deutlich stärker gestreut als die langwelligeren Anteile. Deshalb erscheint der Himmel blau.

Sind die streuenden Objekte kugelförmig, so kann die Theorie von Gustav Mie (1868 – 1957) angewendet werden. Sie ist vor allem bei meteorologischen Einflüssen (Niederschlagsteilchen) hilfreich.

Dopplereffekt

Der nach dem österreichischen Physiker und Mathematiker Christian Doppler (1803 – 1853) benannte Effekt bewirkt, dass sich die Frequenz der vom Sender

ausgestrahlten Welle von der beim Empfänger beobachteten Frequenz unterscheidet. Bewegt sich der mobile Teilnehmer mit der Geschwindigkeit v , so beobachtet er ein Signal mit der Frequenz

$$f_E = f_S \cdot \left(1 - \frac{v}{c} \cdot \cos(\alpha) \right).$$

Dabei bezeichnet α den Einfallswinkel der elektromagnetischen Welle relativ zur Bewegungsrichtung, f_S die Sendefrequenz der Basisstation und c die Ausbreitungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Welle. Bei einer Frequenz von 1 GHz und einer Geschwindigkeit von 100 km/h ergibt sich, je nach Einfallswinkel, eine Frequenzverschiebung zwischen -92.6 Hz und $+92.6$ Hz.

Treffen, wie beim Mobilfunk üblich, mehrere Signale aus verschiedenen Richtungen beim Empfänger ein, so führt dies zu einer Verbreiterung des Spektrums. Diese Doppler-Verbreiterung ist eine Folge des zeitlich veränderlichen Mehrwegekanals. Ob die Zeitvarianz durch die Bewegung des Teilnehmers oder durch die Veränderung der Umgebung zustande kommt, spielt dabei keine Rolle.

Brechung an der Ionosphäre

Die Schicht der Erdatmosphäre zwischen rund 70 und mehreren hundert Kilometern wird als Ionosphäre bezeichnet. In dieser Schicht werden die Gasmoleküle durch die energiereiche kosmische Strahlung ionisiert, d.h. sie werden in Elektronen und Ionen gespalten. Da die Teilchendichte in dieser Höhe relativ gering ist, dauert es einige Zeit, bis Elektronen und Ionen wieder zu einem Molekül rekombinieren.

Wie die Figur 7 zeigt, ist die Verteilung von Elektronen in der Ionosphäre stark von der Höhe abhängig. Man unterscheidet verschiedene Schichten⁴, die je nach Tages- und Jahreszeit unterschiedlich ausgeprägt sein können. Zudem hängt der Zustand der Ionosphäre von einem elfjährigen Sonnenzyklus ab.

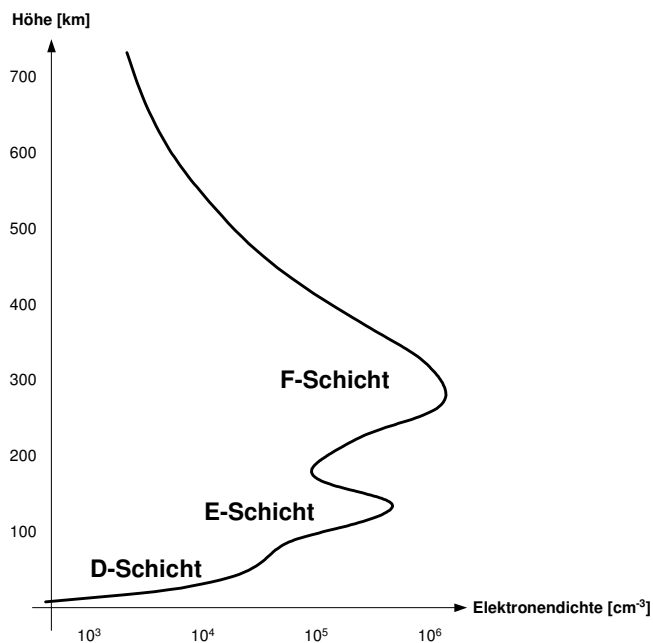
- D-Schicht (70 km): Die Ionisierung ist direkt von der Sonneneinstrahlung abhängig und erreicht deshalb am Mittag ihren Höhepunkt, während sie in der Nacht ganz verschwindet. Die D-Schicht reflektiert elektromagnetische Wellen im Längstwellenbereich um 50 kHz. Höhere Frequenzen werden durch die D-Schicht gedämpft.
- E-Schicht (100 km): Die Ionisierung entspricht ebenfalls weitgehend dem Sonnenstand. Sie existiert meist nur tagsüber und reflektiert Signale im Kurzwellenbereich. Gelegentlich (meist im Sommer) tritt innerhalb der E-Schicht eine so genannt sporadische E-Schicht auf, deren Eigenschaften

⁴ Historisch gesehen, wurde als erstes die E-Schicht entdeckt und erhielt die Bezeichnung „E(lektrische)-Schicht“. Die später entdeckten Schichten wurden alphabetisch als D- respektive F-Schicht bezeichnet.

sehr unbeständig sind. Sie besteht aus wolkenförmigen Reflexionsgebieten, die meist nur einige Minuten bestehen bleiben.

- F-Schicht (150 – 400 km): Die Ionisierung ist nicht mehr ausschliesslich von der Sonneneinstrahlung abhängig. Deshalb kann die F-Schicht während 24 Stunden ionisiert bleiben, wobei sie sich tagsüber meist in eine F₁- und eine F₂-Schicht teilt. Die F-Schicht ist für längere Verbindungen im Kurzwellenbereich relevant.

Figur 7:
Verteilung der
Elektronendichte in
der Ionosphäre



Aufgrund der nichthomogenen Verteilung der Ladungsträger werden elektromagnetische Wellen an der Ionosphäre gebeugt und können unter Umständen zur Erde zurückreflektiert werden. Ob eine solche Reflektion stattfindet, hängt von

- der Frequenz der Welle,
- der Stärke der Ionisierung der Ionosphäre,
- dem Einfallswinkel, mit dem die Welle auf die Ionosphäre trifft

ab.

Typischerweise werden nur Signale bis zu einer Frequenz von etwa 30 MHz reflektiert. Deshalb spielt dieser Effekt in der Mobilkommunikation keine wesentliche Rolle. Er ermöglicht jedoch die weltumspannende Kommunikation über Kurzwelle.