Grundlagen der Antennentechnik

Vortrag zur 41. Weinheimer UKW-Tagung 21./22.Sept. 1996

Referent: Stefan Steger, DL7MAJ @ DB0PV, Gulbranssonstr.20, 81477 München (089/7900920)

1. Einleitung

Die technischen Entwicklungen in den letzten Jahren führen durch eine steigende Integration der IC's und der SMD-Technik zu immer kleineren Sende- und Empfangsgeräten.
Der Wunsch nach ebenso kleinen und trotzdem leistungsfähigen Antennen ist daher verständlich - kann aber aus physikalischen Gründen nicht unbeschränkt erfüllt werden.
Ziel dieses Referates soll die Darstellung der physikalischen Zusammenhänge sein, die sich bei der Entwicklung, beim Bau und Betrieb von Antennen ergeben.

2. Elektromagnetisches Wechselfeld

2.1 Lichtgeschwindigkeit

Die Grundlage der Funktechnik sind die *elektromagnetischen Wellen*, die aus einem elektrischen und einem magnetischen Wechselfeld bestehen und sich - je nach Medium - nahezu mit *Lichtgeschwindigkeit* ausbreiten:

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_r \times \mu_r}}$$ **Formel 1**

c = tatsächliche Geschwindigkeit im Medium [m/s]
c_0 = Lichtgeschwindigkeit im Vakuum = 299.792.458 m/s ($\approx 300 \times 10^3$ km/s)
ε_r = relative Dielektrizitätszahl
μ_r = relative Permeabilitätszahl

Für Vakuum und Luft gilt: $c = c_0$ da hier $\mu_r = 1$ und $\varepsilon_r = 1$

2.2 Wellenlänge

Aus der Ausbreitungsgeschwindigkeit und der Frequenz des Wechselfeldes ergibt sich die *Wellenlänge* , d.h. die Strecke, die die elektromagnetische Welle *innerhalb einer Periode* des Wechselfeldes zurücklegt:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$ **Formel 2**

λ = Wellenlänge [m]
c = Ausbreitungsgeschwindigkeit [m/s]
f = Frequenz [Hz]
Daraus ergibt sich die bekannte Formel: $\lambda(m) = \frac{300}{f(MHz)}$ oder $f(MHz) = \frac{300}{\lambda(m)}$

2.3. Elektrisches und magnetisches Wechselfeld

Um jeden stromdurchflossenen Leiter baut sich ein elektrisches und ein magnetisches Feld auf (**Bild 1**). Da aber ein Strom nur dann fließen kann, wenn eine Spannung vorhanden ist, gehört zu jedem magnetischen auch ein elektrisches Feld und umgekehrt.
Diese Felder stehen immer und an jedem Ort senkrecht zueinander. Erreicht das eine Feld sein Maximum, so ist das andere Feld minimal - siehe auch /1/.

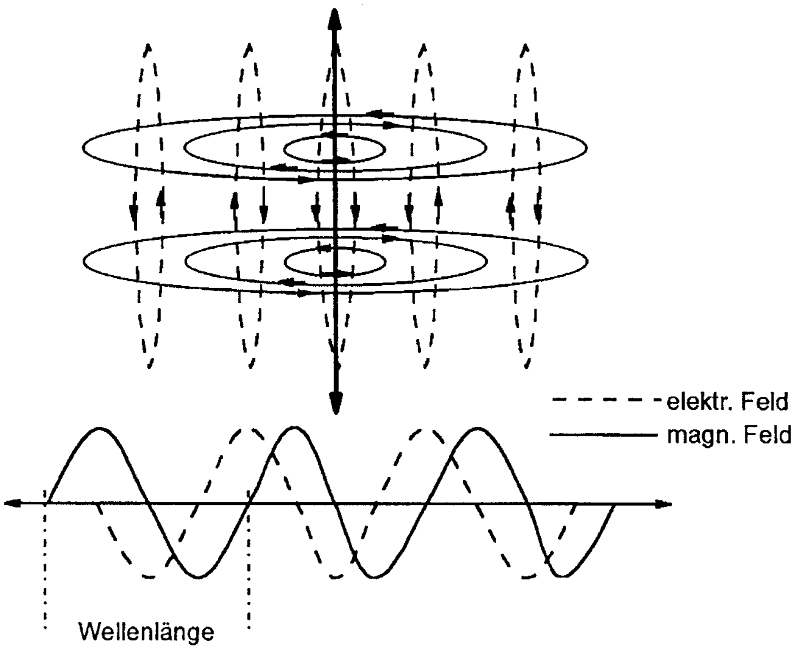


Bild 1

Das elektrische Feld bestimmt definitionsgemäß auch die Polarisationsebene, in Bild 1 ist die Polarisation vertikal.

3. Kenngrößen von Antennen

Die Grundlage nahezu aller Antennenformen ist der sogenannte Halbwellendipol (**Bild 2**), seine *elektrische* Länge entspricht der halben Wellenlänge, für die er ausgelegt ist.
An den Strahlerenden ist der Strom (nahezu) Null und die Spannung maximal, in der Strahlermitte umgekehrt.

3.1 Wellenwiderstand

Für die Maximalspannung und den Maximalstrom gilt beim abgestimmten (resonanten) Halbwellendipol:

$$U_{\max} = Z_D \times I_{\max} \qquad \textbf{Formel 3}$$

I_{max} = maximaler Strom ("Strombauch") [A]
U_{max} = maximale Spannung ("Spannungsbauch") [V]
Z_D = Wellenwiderstand des Halbwellendipols [Ω]

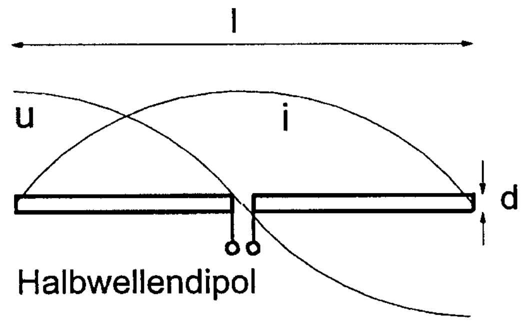


Bild 2

Der Wellenwiderstand Z_D errechnet sich zu:

$$Z_D = 120\Omega \times \ln\left(0,575 \times \frac{l}{d}\right)$$ **Formel 4**

l = Länge des Halbwellendipols [m]
d = Durchmesser (Drahtdurchmesser) [m]

Der Wellenwiderstand ist längs der Antenne nicht konstant sondern stellt einen *Mittelwert* dar, der für praktische Zwecke verwendet werden kann /1/.

Der Wellenwiderstand Z_{F0} des freien Raumes beträgt nach /3/:

$$Z_{F0} = 120\Omega \times \pi = 377\Omega$$ **Formel 4.1**

3.2. Strahlungswiderstand

Der Strahlungswiderstand für einen unendlich dünnen λ/2-Dipol beträgt $R_r = 73\Omega$ /3/.
Je nach Verhältnis Wellenlänge zu Durchmesser λ/d ergibt sich ein geringerer Strahlungswiderstand (**Bild 3**).
Der Strahlungswiderstand ist bei Speisung im Strombauch und im Resonanzfall nahezu identisch mit der Eingangsimpedanz des Halbwellendipols.

Daraus ergibt sich für den maximalen Stromwert I_{max}:

$$I_{max} = \sqrt{\frac{2 \times P_t}{R_r}} = \sqrt{\frac{2 \times P_{t0}}{R_r + R_l}} \qquad \text{mit } P_t = P_{t0} - P_l$$ **Formeln 5**

P_t = Strahlungsleistung (tatsächlich abgestrahlt) [W]
P_{t0} = Eingangsleistung (zugeführte Sendeleistung) [W]
P_l = Verlustleistung (Wärme) [W]
R_r = Strahlungswiderstand [Ω]
R_l = Verlustwiderstand [Ω]

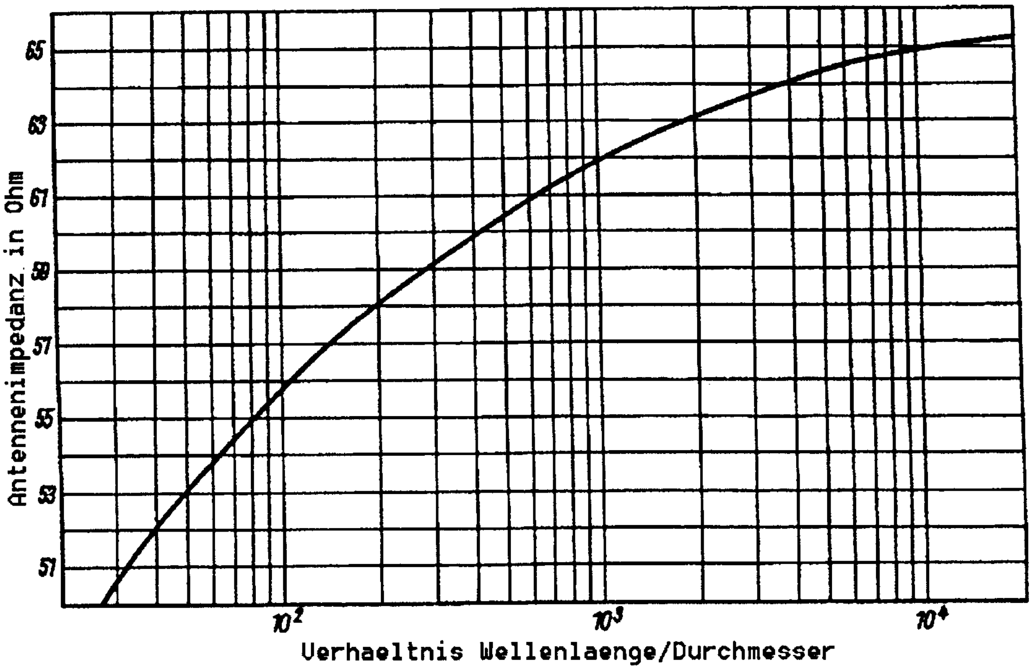


Bild 3

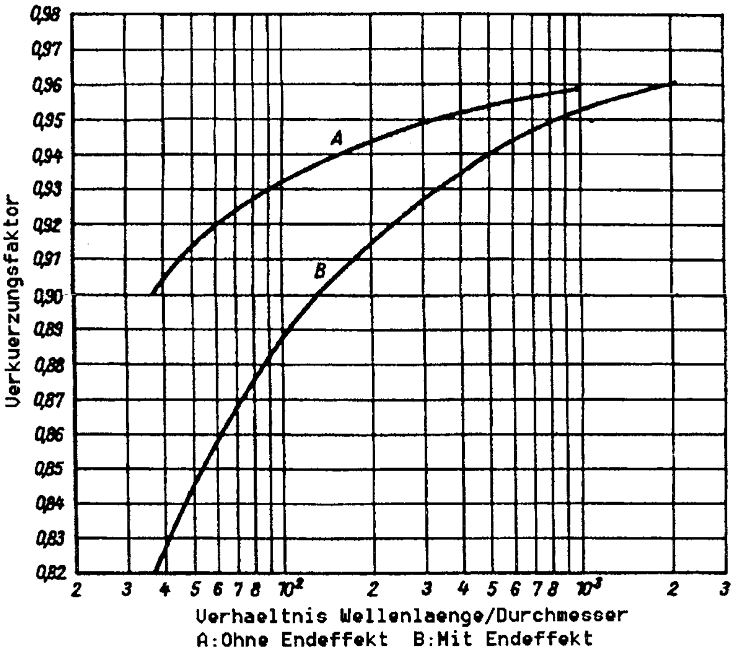


Bild 4

3.3 Verkürzungsfaktor

Die mechanische Länge eines Dipols ist nicht identisch mit der elektrischen Länge. Die Ursache liegt in der geringeren Ausbreitungsgeschwindigkeit ($< c_0$) auf einem elektrischen

Leiter und im "Endeffekt", der durch die kapazitive Belastung der Dipolenden verursacht wird. Der Endeffekt hängt u.a. von der Frequenz und der Umgebung ab und kann nur empirisch ermittelt werden. **Bild 4** zeigt die Abhängigkeit des Verkürzungsfaktors v vom Verhältnis λ/d ohne und mit Endeffekt für einen Halbwellendipol.
Der Verkürzungsfaktor gibt an, um welchen Faktor der Halbwellendipol mechanisch verkürzt werden muß, um Resonanz zu erhalten.

Beispiel 1:
Es soll ein $\lambda/2$-Dipol für das 40m-Band (7050kHz) mit einem Drahtdurchmesser von d=2mm gebaut und mit P_{t0} = 100W angesteuert werden.

$\lambda = 300/7{,}050 = 42{,}55$m.
Der Verkürzungsfaktor nach Bild 4 beträgt für λ/d = 42550mm / 2mm = 21275 ca. 0,965 (mit Endeffekt).
Die mechanische Länge des Dipols ist somit 42,55×0,5×0,965 = 20,53m.

Der Strahlungswiderstand des $\lambda/2$-Dipols ist nach Bild 3 ca. 65Ω. Werden die Verluste mit 10W angenommen, ergibt sich nach Formel 5 für den maximalen Strom:

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{2 \times 90W}{65\Omega}} = 1{,}66A$$

Der Wellenwiderstand des Dipols errechnet sich nach Formel 4 zu:

$$Z_D = 120 \times \ln\left(0{,}575 \times \frac{20530}{2}\right) = 1042\Omega$$

Somit ergibt sich nach Formel 3 für die maximale Spannung

$U_{\max} = 1042\Omega \times 1{,}66A = 1730V$!!! (bei "nur" 100W)

3.4 Strahlungswirkungsgrad (Antennenwirkungsgrad)

Jede praktische Antenne ist wegen unvermeidlicher ohmscher Verluste nicht ideal. Daher wird die zugeführte HF-Leistung nur teilweise als elektromagnetische Welle abgestrahlt, ein Teil wird in Wärme umgewandelt (Leiter, Erdungsnetzwerk,...).
Der sich ergebende Strahlungswirkungsgrad η errechnet sich zu

$$\eta = \frac{P_t}{P_{t0}} \quad \text{oder} \quad \eta = \frac{1}{1 + \frac{R_l}{R_r}} \qquad \textbf{Formeln 6}$$

3.5 Richtdiagramm

Das Richtdiagramm ist die graphische Darstellung der Richtcharakteristik in einer bestimmten Schnittebene. Dabei wird i.A. die Amplitude der Strahlung in Abhängigkeit vom Winkel in Form eines Diagramms mit Polarkoordinaten gezeichnet.
Als Bezugsgröße für Antennenmessungen wird häufig der ideale und verlustfreie Kugelstrahler (isotroper Strahler) verwendet, der praktisch nicht hergestellt werden kann.

Dieser Strahler kann als punktförmige Strahlungsquelle angesehen werden, die ihre Umgebung in allen Richtungen dreidimensional und gleichmäßig ausleuchtet.
Im Gegesatz dazu haben reale Antennen immer eine Richtwirkung, die üblicherweise in zwei Ebenen (horizontal und vertikal) dargestellt werden.
Häufig findet man auch die E-Ebene und H-Ebene, die das elektrische und magnetische Feld bezeichnen, die ja auch immer senkrecht aufeinander stehen.

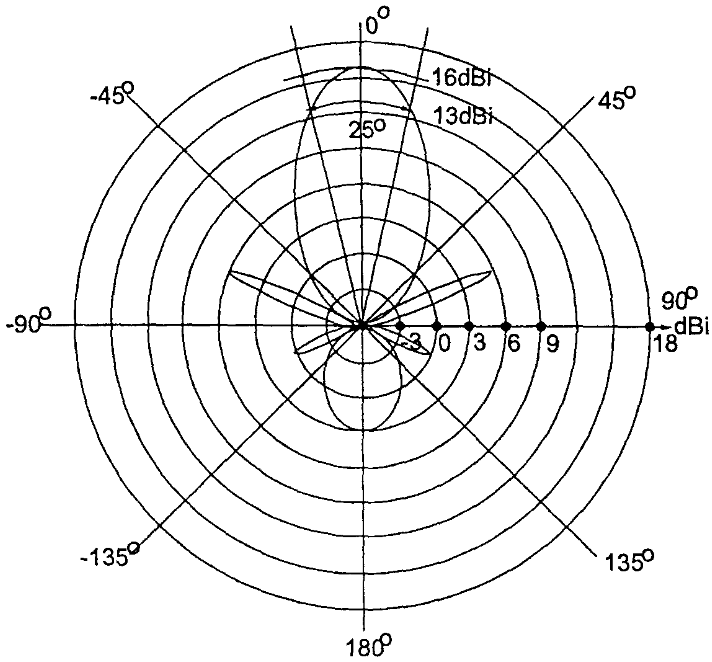


Bild 5

In **Bild 5** ist beispielhaft ein horizontales Richtdiagramm gezeigt. Die Gewinnangaben sind auf den isotropen Strahler bezogen (dBi).
Die Antenne aus Bild 5 hat einen Gewinn von 16dBi ("Hauptkeule") und eine Leistungshalbwertsbreite (-3dB) von ca. 25^0. Bei einem Winkel von +/-45^0 beträgt der Gewinn 0dBi, d.h. in dieser Richtung strahlt die Antenne genauso stark wie ein isotroper Strahler.
Die Nebenzipfeldämpfung beträgt hier 16dBi - 6dBi = 10dB, das Vor-Rückverhältnis beträgt 16dBi - 3dBi = 13dB.

3.6 Antennen-"Gewinn" und Richtfaktor

Der Richtfaktor ist ein Maß für die Eigenschaft der Antenne, Energie bevorzugt aus einer Richtung zu empfangen bzw. abzustrahlen.

$$D = \frac{S_R}{S_i} \qquad \frac{D'}{dBi} = 10 \times \lg(D)$$ **Formeln 7**

D = Richtfaktor
D′ = Richtfaktor in dBi
S_R = Strahlungsdichte in Vorzugsrichtung
S_i = Strahlungsdichte des isotropen Strahlers

Dabei wird *gleiche Strahlungsleistung* P_t für beide Antennen vorausgesetzt; beide Antennen haben also keine Verluste (ideal) !!

Wird der Wirkungsgrad der realen Antenne berücksichtigt (Formeln 6), so ergibt sich der Antennengewinn zu:

$$G = \eta \times D \qquad \frac{G'}{dBi} = 10 \times \lg(G)$$ **Formeln 8**

G = Antennengewinn
G′= Antennengewinn in dBi

Der Richtfaktor D berücksichtigt nur die Strahlungscharakteristik einer Antenne (mechanischer und elektrischer Aufbau) während der Gewinn G auch die realen Antennenverluste berücksichtigt! G ist daher immer kleiner als D!

Alternativ kann auch der Halbwellendipol als Bezugsantenne verwendet werden (dBd). Die Gewinne in dBd sind um 2,15dB unter denen in dBi angegeben, da der $\lambda/2$-Dipol selbst einen Gewinn von 2,15dBi hat: G(dBd) = G(dBi) - 2,15dB oder $G_d = G / 1{,}64$

Der Richtfaktor D kann nach /3/ unter der Annahme, daß nahezu die gesamte Strahlungsleistung in die Hauptkeule geht (Nebenzipfel werden vernachlässigt) näherungsweise berechnet werden:

$$D = \frac{41000}{\vartheta_{H3dB} \times \vartheta_{V3dB}}$$ **Formel 9**

ϑ_{H3dB} = horizontaler 3dB-Öffnungswinkel in Grad
ϑ_{V3dB} = vertikaler 3dB-Öffnungswinkel in Grad

Der Faktor im Zähler, der auch als Gewinnbandbreite-Produkt bezeichnet wird, muß bei realen Antennen - je nach Nebenzipfel - auf Werte zwischen 32000 und 38000 reduziert werden /1/.

<u>Beispiel 2:</u>

Es soll aus dem Öffnungswinkel des Diagramms in Bild 5 der Richtfaktor ermittelt werden -unter der Annahme, daß der horizontale und vertikale Öffnungswinkel identisch sind.

$$D = \frac{34000}{25 \times 25} = 54{,}4 \qquad D' = 10 \times \lg(54{,}4) = 17{,}3dBi$$

<u>3.7 Wirksame Fläche</u>

Im Empfangsfall "entnimmt" die Antenne aus der ankommenden elektromagnetischen Leistungsdichte S einen bestimmten Anteil. Daraus folgt nach /3/:

$$A_e = \frac{P_r}{S}$$ **Formel 10**

A_e = wirksame Antennenfläche [m^2]
P_r = Empfangsleistung [W]
S = Strahlungsdichte [W/m^2]

Die wirksame Fläche ist proportional zum Antennengewinn G:

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} \times G$$ **Formel 11**

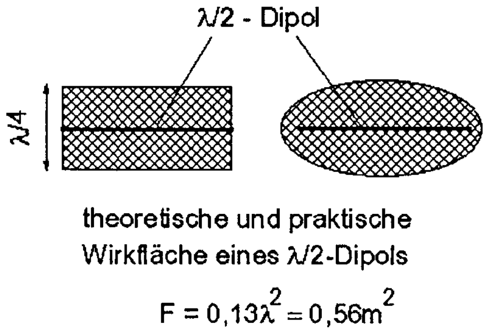


Bild 6

Die theoretische Wirkfläche eines Halbwellendipols kann man sich nach **Bild 6** als Rechteck mit den Kantenlängen $\lambda/2$ und $\lambda/4$ vorstellen, die praktische entspricht jedoch einer Ellipse. Das ist zu beachten, wenn Antennen zur Gewinnerhöhung gestockt werden. Ihre Wirkflächen dürfen sich dabei nicht überdecken, da sonst der maximal mögliche Stockungsgewinn nicht zu erreichen ist!

Beispiel 3:

3.1 Für einen (verlustfreien) Halbwellendipol für das 2m-Band soll die wirksame Fläche berechnet werden: $\lambda = 300/145 = 2{,}07m$; G=1,64 (Dipol über isotrop)

$$A_e = \frac{2{,}07^2 m^2}{4\pi} \times 1{,}64 = 0{,}56 m^2$$

3.2 Die gleiche Berechnung für einen Halbwellendipol für das 80m-Band:
$\lambda = 300/3{,}5 = 85{,}7m$; G=1,64

$$A_e = \frac{85{,}7^2 m^2}{4\pi} \times 1{,}64 = 958{,}5 m^2$$

3.3 Die Antenne aus Bild 5 (G′ = 16dBi) wird für das 2m-Band gebaut und ergibt:
$\lambda = 2{,}07m$; $G=10^{1{,}6} = 39{,}8$

$$A_e = \frac{2{,}07^2 m^2}{4\pi} \times 39{,}8 = 13{,}6 m^2$$

Aus diesen Beispielen ergibt sich folgender Zusammenhang:

Die Wirkflächen sind frequenzabhängig und führen mit steigender Frequenz zu kleinen Wirkflächen. So hat der 80m-Dipol (3.2) bei gleicher Feldstärke eine um den Faktor 1712 höhere Empfangsleistung als der 2m-Dipol (3.1), das entspricht 32,3 dB !!
Daher müssen Antennen für hohe Frequenzen einen entsprechenden Gewinn aufweisen (Sende- und empfangsseitig) , um praktisch verwendbar zu sein - wegen der geringeren Abmessungen ist dies jedoch relativ leicht möglich.
Im o.g. Beispiel müssten beidseitig Antennen mit je 16dBd eingesetzt werden, um bei gleicher Sendeleistung gleiche Empfangsleistung zu erreichen (Freiraumdämpfung und Ausbreitungsbedingungen unberücksichtigt).

3.8. Wirksame Antennenlänge (effektive -höhe)

Jede Antenne erzeugt in einem elektromagnetischen Wechselfeld eine Leerlaufspannung, die an den Antennenklemmen gemessen werden kann. Diese Leerlaufspannung hängt von der elektrischen Feldstärke und der wirksamnen Antennenlänge ab:

$$l_e = \frac{U_0}{E} \qquad \text{oder} \qquad U_0 = E \times l_e$$ **Formeln 12**

l_e = wirksame Antennenlänge oder effektive -höhe [m]
U_0 = gemessene Leerlaufspannung an der Antenne [V]
E = elektrische Feldstärke [V/m]

Anmerkung:
Bei horizontalen Antennen (Dipolen, ...) spricht man von wirksamer Antennenlänge während bei vertikalen Antennensystemen (Groundplane, ...) von der effektiven Antennenhöhe gesprochen wird.
Beide Größen haben nichts mit der tatsächlichen Höhe über Grund zu tun, obwohl sie auch einen Einfluß auf die Empfangsleistung hat!

Auf einem Halbwellendipol verteilt sich der Strom und die Spannung sinusförmig. Daher tragen nicht alle Teile des Dipols gleichmäßig zum Feld bei und die effektive Länge des λ/2-Dipols ist geringer als seine mechanische Länge /1/:

$$l_{eD} = \frac{\lambda}{\pi}$$ **Formel 13**

l_{eD} = wirksame Länge des λ/2-Dipols [m]

Über die Formel 12 kann dann aus der Feldstärke die Leerlaufspannung berechnet werden.

Beispiel 4:

Es soll die wirksame Länge eines λ/2 - Dipols für 2m berechnet werden.

$\lambda = 2{,}07\text{m}$, $\qquad l_{eD} = \frac{2{,}07}{\pi} = 0{,}659m$

Die wirksame Antennenlänge ist mit der wirksamen Antennenfläche über folgende Beziehung verknüpft /3/:

$$l_e = 2 \times \sqrt{\frac{A_e \times R_r}{Z_{F0}}} \qquad \text{oder} \qquad A_e = \frac{l_e^2 \times Z_{F0}}{4 \times R_r}$$ **Formeln 14**

Beispiel 5:

Für die 2m-Antenne aus Beispiel 3 (Pkt. 3.3) soll die wirksame Länge berechnet werden. Die wirksame Fläche ist 13,6m², als Strahlungswiderstand R_r wird 60Ω angesetzt:

$$l_e = 2 \times \sqrt{\frac{13{,}6m^2 \times 60\Omega}{377\Omega}} = 2{,}94m$$

Die Nachrechnung für den λ/2-Dipol aus Beispiel 4 über Formel 14 ergibt:

$$l_{eD} = 2 \times \sqrt{\frac{0{,}56m^2 \times 73\Omega}{377\Omega}} = 0{,}658m$$

3.9 Anpassung, Reflektion und Stehwellenverhältnis

Das *Unwichtigste* (ist ernst gemeint!) zuletzt: Das Stehwellenverhältnis!
In allen Antennensystemen wird mit einer definierten Impedanz gearbeitet, im Amateurbereich üblicherweise mit 50Ω (koaxial) oder mit 240-300Ω (symmetrisch).
Für eine optimale Übertragung der Sendeenergie zur Antenne und im Empfangsfall umgekehrt muß Anpassung herrschen. Die Speiseimpedanz am Antennenanschluß muß der Leitungsimpedanz entsprechen, die Speiseleitung ist dann angepaßt (Ausnahme: abgestimmte Speiseleitung als Vielfache von λ/2, siehe /1/).
Bei Fehlanpassung ergeben sich als Folge der Leistungsreflektion durch die Überlagerung der vor- und rücklaufenden Leistungen P_{Vor} und $P_{Rück}$ (oder vor- und rücklaufende Spannungen U_{Vor} und $U_{Rück}$) auf der Speiseleitung stehende Wellen (**Bild 7**). Das Stehwellenverhältnis s, der Anpassungsfaktor m und der Reflexionsfaktor r errechnen sich zu:

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \qquad \text{und} \qquad m = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} \qquad \text{mit} \qquad s = \frac{1}{m}$$ **Formeln 15**

$$s = \frac{U_{Vor} + U_{Rück}}{U_{Vor} - U_{Rück}} = \frac{1 + \frac{U_{Rück}}{U_{Vor}}}{1 - \frac{U_{Rück}}{U_{Vor}}} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_{rück}}{P_{Vor}}}}{1 - \sqrt{\frac{P_{Rück}}{P_{Vor}}}} \qquad \text{oder} \qquad \frac{P_{Rück}}{P_{Vor}} = \left(\frac{s-1}{s+1}\right)^2$$

$$r = \frac{U_{Rück}}{U_{Vor}} = \frac{1-m}{1+m} = \frac{s-1}{s+1}$$

s = Stehwellenverhältnis (s immer ≥ 1, ideal s=1)
m = Anpassungsfaktor (m immer ≤ 1, ideal m=1)
r = Reflexionsfaktor (r immer ≤ 1, ideal r=0)

U_{max} = maximale Spannung auf der Speiseleitung
U_{min} = minimale Spannung auf der Speiseleitung
U_{Vor} = vorlaufende Spannung
$U_{Rück}$ = rücklaufende Spannung
P_{Vor} = vorlaufende Leistung
$P_{Rück}$ = rücklaufende Leistung

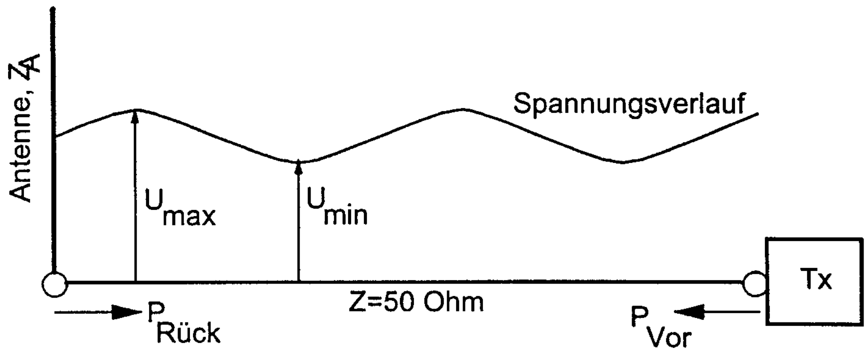


Bild 7

Bei einer bekannten Antennenimpedanz Z_A und gegebener Kabelimpedanz Z (z.B. 50Ω) kann das Stehwellenverhältnis direkt berechnet werden:

Für $Z_A > Z$: $s = \frac{Z_A}{Z}$ für $Z_A < Z$: $s = \frac{Z}{Z_A}$ **Formeln 16**

Der Zusammenhang zwischen Leistungsverlust p(s) in Prozent in Abhängigkeit vom Stehwellenverhältnis s ist in **Bild 8** dargestellt. Bei einem SWR von 14(!) gehen 75% (-6dB) der Leistung durch Reflexion, bei einem SWR von 5,8 gehen 50% (-3dB) verloren und bei einem SWR von 3 beträgt der Leistungsverlust gar nur 25% (-1,25dB) (1 S-Stufe = 6dB)!

Ein SWR-Fetischismus bringt also gar nichts - alles unter SWR=2 ist gut genug!

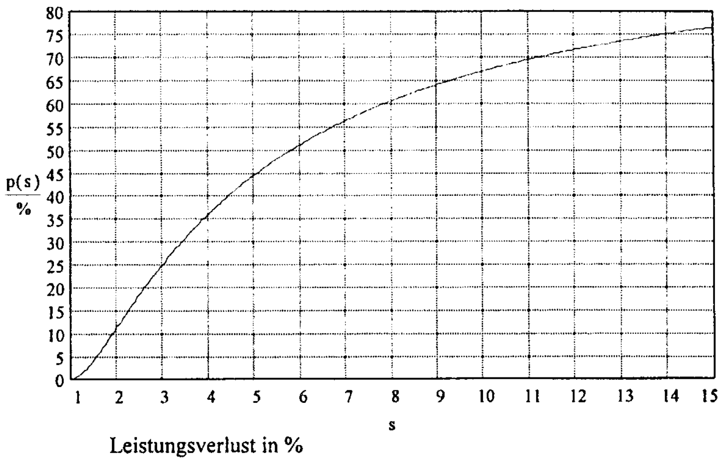
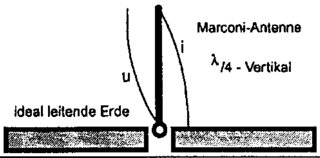
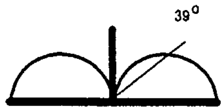
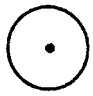
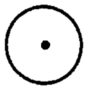
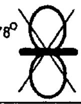
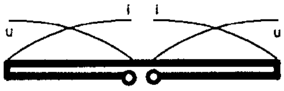
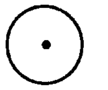
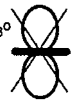
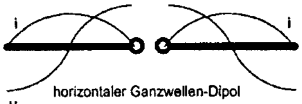
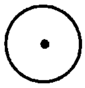
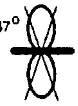
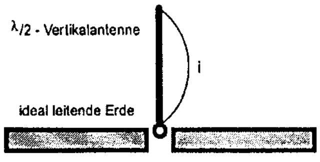
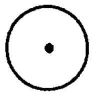
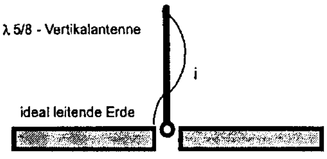
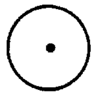
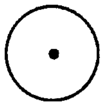
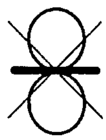
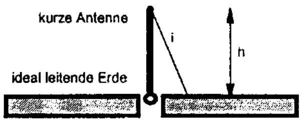
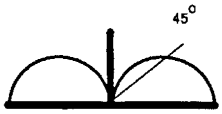
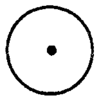
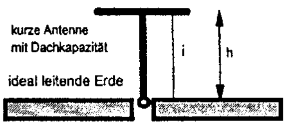
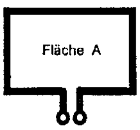
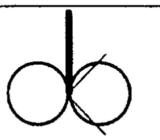
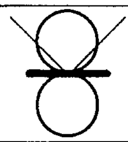
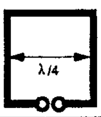
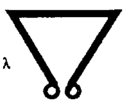


Bild 8

Antennenart	Richtfaktor, Gewinn dBi Gewinn dBd	wirk. Ant.-Fläche eff. Länge	Strahlungs-widerstand	Vertikales Richtdiagramm 3dB - Bereich	Horizontales Richtdiagramm 3dB - Bereich
a) 	3,28 5,15dBi 3,0 dBd	$0{,}26\,\lambda^2$ $\frac{\lambda}{\pi}$	36,6 Ohm		
b) 	1,64 2,15dBi 0 dBd	$0{,}13\,\lambda^2$ $\frac{\lambda}{\pi}$	73 Ohm		
c) 	1,64 2,15dBi 0 dBd	$0{,}13\,\lambda^2$ $\frac{2\lambda}{\pi}$	290 Ohm		
d) 	2,41 3,8dBi 1,65dBd	$0{,}19\,\lambda^2$ $0{,}635\,\lambda$	200 Ohm		
e) 	4,82 6,83 dBi 4,68 dBd	$0{,}38\,\lambda^2$ $0{,}634\,\lambda$	99,6 Ohm		
f) 	6,6 8,19 dBi 6 dBd	$0{,}53\,\lambda^2$ $0{,}525\,\lambda$	49 Ohm Nicht Eingangs-impedanz, da kein Resonanz-fall !		
g) Spulenantenne auf Ferritstab (l>>D) n Windungen 	1,5 1,8dBi -0,35dBd	$0{,}12\,\lambda^2$ $\frac{\pi^2 n\,\mu_r D^2}{2\lambda}$	$19100\,n^2\mu_r^2\left(\frac{D}{\lambda}\right)^4$ Ohm		
h) 	3 4,8dBi 2,65 dBd	$0{,}24\,\lambda^2$ h/2	$40\left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2$ Ohm		
i) 	3 4,8dBi 2,65 dBd	$0{,}24\,\lambda^2$ h	$160\left(\frac{\pi h}{\lambda}\right)^2$ Ohm		
j) kleiner Rahmen, n Windungen 	1,5 1,76dBi -0,39dBd	$0{,}12\,\lambda^2$ $\frac{2\pi nA}{\lambda}$	$\frac{31000\,n^2\,(A/m)^2}{(\lambda/m)^4}$		
k) Quadelement U= λ 	2,06 3,14dBi 0,99dBd	$0{,}16\,\lambda^2$ $0{,}446\,\lambda$	117 Ohm		
l) Delta-Loopelement U= λ 	1,91 2,82dBi 0,67dBd	$0{,}15\,\lambda^2$ $0{,}411\,\lambda$	106 Ohm		
m) Ringelement U= λ 	2,23 3,49dBi 1,34dBd	$0{,}18\,\lambda^2$ $0{,}504\,\lambda$	133 Ohm		

3.10 Reziprozität

In den bisherigen Betrachtungen wurde vorausgesetzt, daß die Eigenschaften von Antennen (Richtdiagramm, Gewinn, Verluste, ...) für den Sende- und Empfangsfall identisch sind (reziprok). Das ist gegeben, wenn die Antenne keine nichtreziproken Bauteile enthält, wie z.B. nichtlineare Ferrite (Balun) oder aktive Elemente (Verstärker) und in einem linearen Medium arbeitet.
Bei den im Amateurbereich verwendeten Antennen ist dies i.A. der Fall.

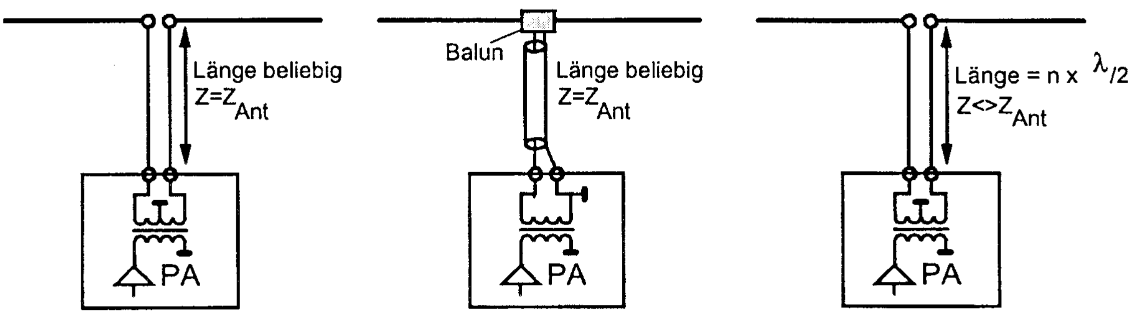
Aus der Reziprozität folgt die Identität des Richtdiagramms, des Richtfaktors, der Impedanz, des Gewinns, des Wirkungsgrades, der wirksamen Länge (Höhe) und der wirksamen Fläche für Sende- und Empfangsrichtung.

4. Praktische Antennenformen

Im **Bild 9** sind die wichtigsten Antennenformen dargestellt, die Angaben sind /1/ und /3/ entnommen und mit den bekannten Formeln (s.o.) berechnet.
Praktische Anwendung finden die $\lambda/4$-Vertikalantenne (9a) und die $\lambda 5/8$-Vertikal (9f).
Bei der $\lambda 5/8$-Vertikal ist zu beachten, daß sie nicht in Resonanz ist und im Speisepunkt eine kapazitive Blindkomponente hat, die eine induktive Anpassung erfordert.
Sie hat den Vorteil einer sehr flachen Abstrahlung und damit eines hohen Gewinns von 6dBd gegenüber dem Dipol.
Als Erreger für Richtantennen ("Beams") werden Dipole (9b,c) und Quadelemente (9k-m) verwendet.
Sonderformen sind die magnetischen Antennen (meistens 1 Windung), deren Umfang sehr klein gegenüber der Wellenlänge ist (9j).
Eine äußerst umfangreiche und praxisgerechte Aufstellung ist in /1/ und /2/ enthalten.

5. Speisung und Anpassung von Antennen

5.1. Antennenspeisung: Symmetrisch ↔ Unsymmetrisch



a) symmetrisch angepaßt b) unsymmetrisch angepaßt c) symmetrisch abgestimmt

Bild 10

In **Bild 10a)** ist die "symmetrisch angepaßte" Speisung gezeigt. Dabei sind die Impedanzen von Antenne, Kabel und Senderausgang gleich, z.B. 240Ω, und symmetrisch zum Erdpotential. Das Kabel darf beliebig lang sein!

Am häufigsten wird die "unsymmetrisch angepaßte" Speisung nach **Bild 10b)** verwendet. Dabei sind die Impedanzen ebenfalls alle gleich, z.B. 50Ω, aber unsymmetrisch (koaxial). Das Kabel darf auch hier beliebig lang sein! Da viele Antennen aber symmetrisch gespeist werden müssen, ist ein "Symmetriewandler" erforderlich (siehe 5.3). Wird eine symmetrische Antenne direkt an ein unsymmetrisches Kabel angeschlossen so wird der Kabelschirm mit "Mantelwellen" belastet, die je nach Erdverhältnissen Störungen verursachen können (TVI, BCI, "heiße Gehäuse", ...).

Eine besondere Speisung ist die "symmetrisch abgestimmte" nach **Bild 10c)**. Dabei wird die Tatsache ausgenutzt, daß sich auf einem Kabel in Abständen von $\lambda/2$ die elektrischen Verhältnisse wiederholen. Somit kann bei einer elektrischen Länge von $n \times \lambda/2$ (n=1,2,3,...) die Kabelimpedanz beliebig sein, die Antennenimpedanz erscheint dann immer 1:1 am Senderausgang!

5.2 Antennenanpassung

Jedes strahlende Element hat eine bestimmte Spannungs- und Stromverteilung, so daß sich je nach gewähltem Speisepunkt unterschiedliche Impedanzen ergeben. Der Speisepunkt muß so gewählt werden, daß die Kabelimpedanz der Antennenimpedanz entspricht - andernfalls werden zusätzliche Anpassungsmaßnahmen z.B. mit konzentrierten Elementen (L und C als "Matchbox") oder $\lambda/4$-Leitungen erforderlich.
Bild 11a) zeigt die Delta-Anpassung. Dabei wird durch Wahl der beiden Abgreifpunkte die richtige Impedanz ausgesucht:
Richtung Strahlerende hochohmiger, Richtung Strahlermitte niederohmiger.
Die Speisung ist symmetrisch.

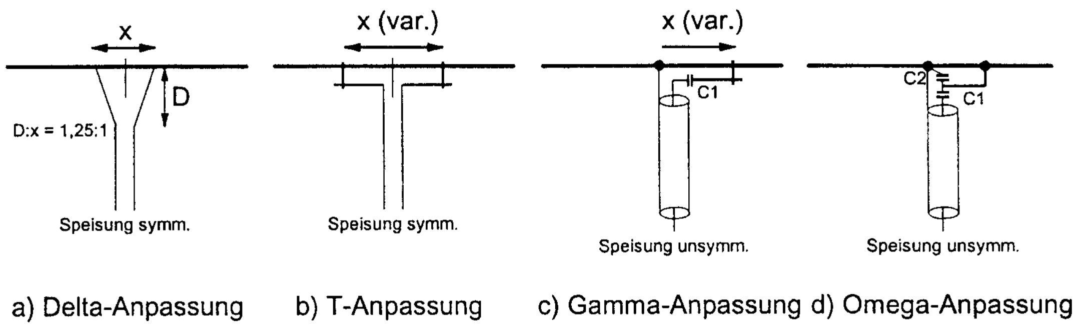


Bild 11

Die T-Anpassung (**Bild 11b**) ist eine mechanische Variante der Delta-Anpassung, dabei wird über zwei variable Schellen die Anpassung hergestellt.
Die Gamma-Anpassung (**Bild 11c**) entspricht der T-Anpassung - aber für unsymmetrische Speisung. Der Kabelschirm ist genau in der Strahlermitte angeschlossen, mit C1 wird die durch den Abgriff entstehende induktive Blindkomponente kompensiert. Eine solche Kompensation ist u.U. auch für die T-Anpassung erforderlich, dann mit 2 Kondensatoren.

Bei der Omega-Anpassung (**Bild 11d**) wird der variable Abgriff durch C2 ersetzt, so daß die Länge des Abgriffs kürzer ausfallen kann. Alle Kondensatoren müssen variabel sein, um einen optimalen Abgleich zu ermöglichen.

5.3 Symmetriewandler (Baluns)

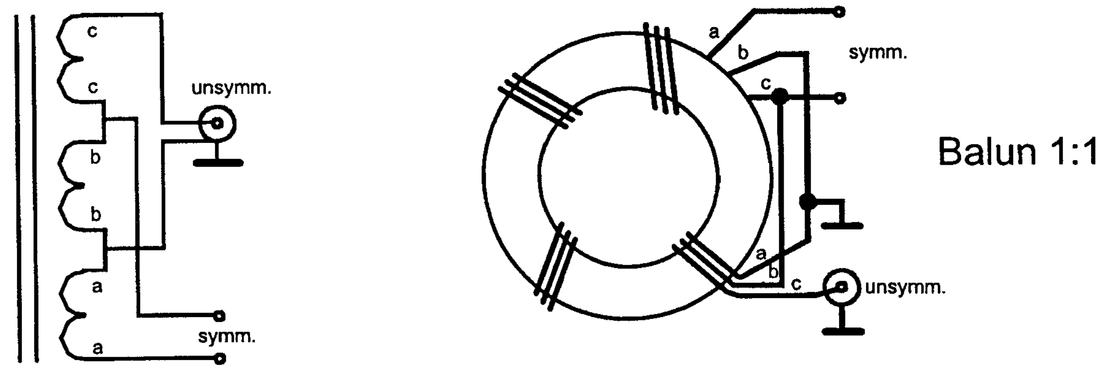


Bild 12

Ein Beispiel für einen Balun mit einer Impedanzübersetzung von 1:1 ist in **Bild12** dargestellt. Der Aufbau erfolgt auf einem Ringkern mit bifilarar Wicklung, wegen der Ausführung als Spartransformator erfolgt hier keine Potentialtrennung. Derartige Breitband-Baluns sind für Frequenzen von ca. 1-50MHz und je nach Ringkerndurchmesser für Leistungen bis ca. 1000W geeignet! Bei einer Änderung der Wicklungszahlen ergeben sich andere Übersetzungsverhältnisse.

Andere Ausführungen, insbesondere mit λ/4-Leitungen sind in /1/ und /2/ sehr ausführlich beschrieben.

.-.-.

Literaturhinweise

[1] Karl Rothammel, Antennenbuch
[2] ARRL, The ARRL Antennabook
[3] Meinke-Gundlach, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik