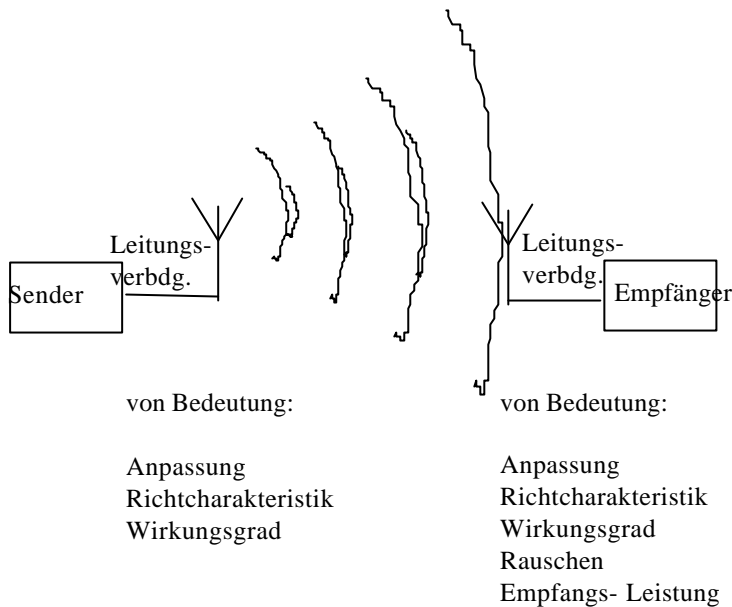


Antennen

1. Einführung



Antennen:

- ermöglichen effektiven Übergang der auf Leitung geführten Welle in Freifeldwelle (Abstrahlung) und umgekehrt (Empfang)
- fördern gerichtete Abstrahlung und gerichteten Empfang

Es besteht kein grundsätzlicher Unterschied zwischen Sende- und Empfangseigenschaften von Antennen (**Reziprozitätsprinzip**). Die praktischen Ausführungen von Antennen für unterschiedliche Frequenzbereiche, Anforderungen und Anwendungsfälle sind jedoch sehr vielfältig.

Zu berücksichtigende **Anforderungen** bei

Sendeantennen:

- hohe Ströme, Spannungen,
- hoher Wirkungsgrad
- hoher Bündelungsgrad

Empfangsantennen

- einfach, billig

12.2 Some Types of Practical Radiating Systems

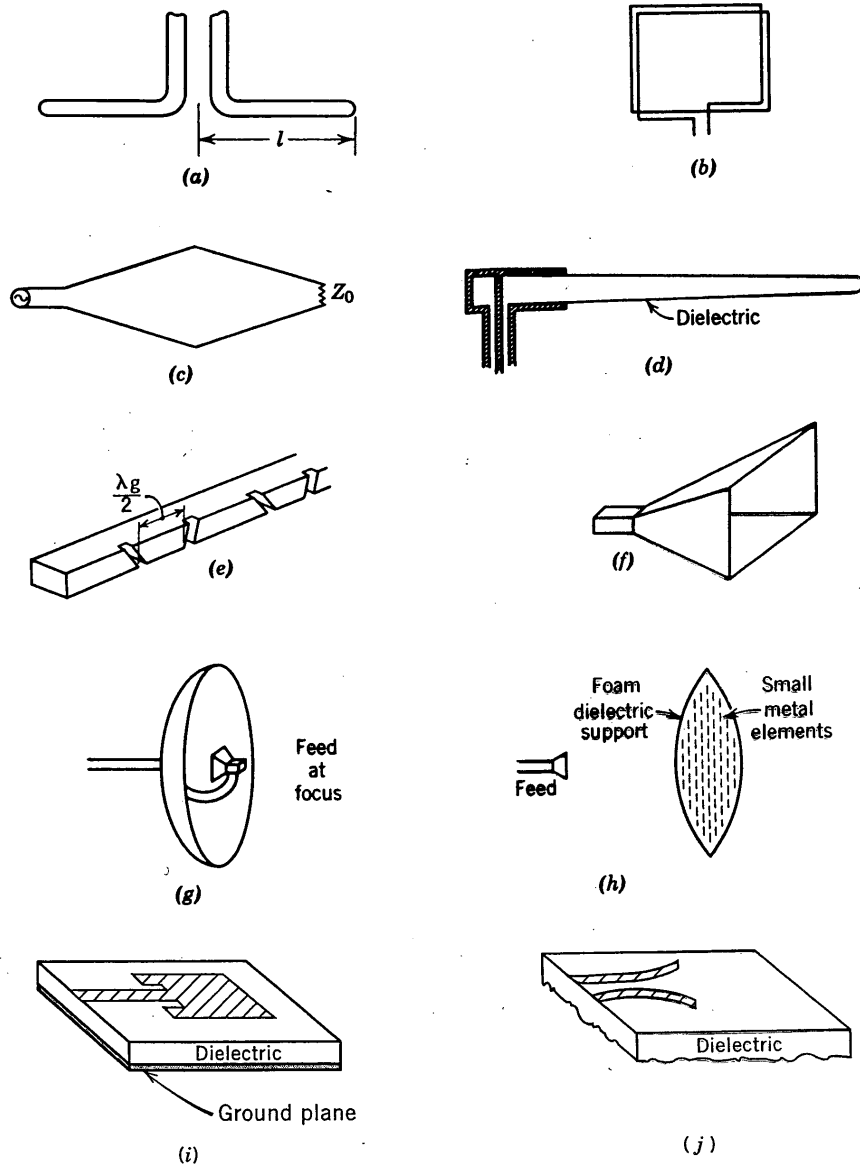


FIG. 12.2 Typical antennas: (a) Dipole. (b) Loop. (c) Rhombic. (d) Dielectric rod. (e) Slot array. (f) Pyramidal horn. (g) Parabolic reflector. (h) Artificial dielectric lens. (i) Microstrip "patch" antenna. (j) Coplanar strip "horn."

aus Ramo [7]

1. Einführung

Voges:
Hochfrequenztechnik

19. Hörrundfunk und Fernsehrundfunk

Bezeichnung	Frequenz/Wellenlängenbereich
Langwelle (LW)	150 - 285 kHz, $\lambda = 1 - 2$ km
Mittelwelle (MW)	525 - 1605 kHz, $\lambda = 187 - 571$ m
Kurzwelle (KW)	3.9 - 26 MHz, $\lambda = 11.5 - 77$ m
Ultrakurzwelle (UKW)	87.5 - 108 MHz, $\lambda = 2.8 - 3.4$ m

Band	Frequenzbereich	Kanäle	Bezeichnung
I	41 - 68 MHz	2 - 4	VHF
II	87.5 - 108 MHz	UKW-Hörrundfunk	
III	174 - 223 MHz	5 - 11	
IV	470 - 582 MHz	21 - 37	UHF
V	582 - 860 MHz	38 - 60	
VI	11.7 - 12.5 GHz	-	SHF

19.1 Sende- und Empfangsantennen

19.1.1 Sendeantennen im LW- und MW-Rundfunk

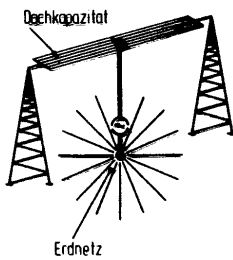


Bild 19.1
Schema einer elektrisch verlängerten Vertikalantenne mit Dachkapazität (T-Antenne) und Erdnetz zur Verringerung der Erdverluste

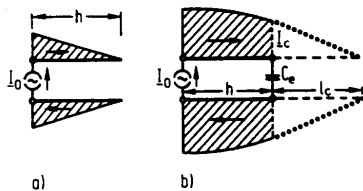


Bild 19.2
a) Leitungsmodell der kurzen Vertikalantenne
b) Leitungsmodell mit Endkapazität C_e und elektrische Verlängerung

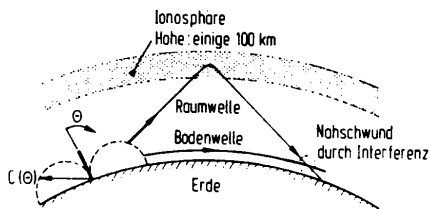


Bild 19.3
Interferenz von Bodenwelle und an der Ionosphäre reflektierter Raumwelle

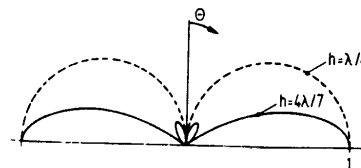


Bild 19.4
Vertikale Richtdiagramme $C(\theta)$ einer $\lambda/4$ -Vertikalantenne (...) und einer $4\lambda/7$ -hohen schwundmindernden Antenne (—)

aus Voges: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Hüthig-Verlag



1. Einführung

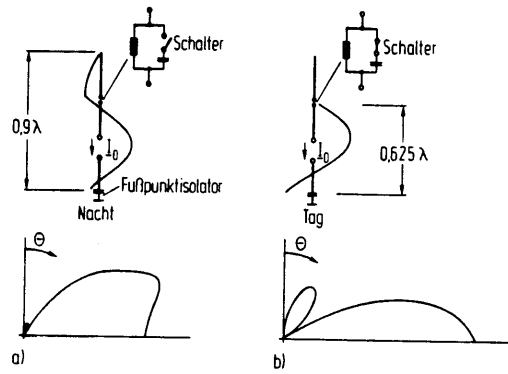


Bild 19.6 MW-Sendeantenne mit schaltbarer Länge. Bei offenem Schalter, dann ist die Induktivität wirksam, stellt sich ein vertikales Richtdiagramm mit geringer Steilstrahlung ein (a). Bei geschlossenem Schalter sperrt der Parallelschwingkreis den oberen Antennenteil, und die Bodenwelle wird stark abgestrahlt (b).

19.1.2 KM-Sendeantennen

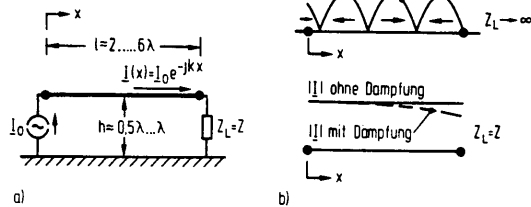


Bild 19.7 a) Schema einer Langdrahtantenne mit wandernder Stromwelle b) Stromverteilungen auf der leerlaufenden und der angepaßt abgeschlossenen Langdrahtantenne

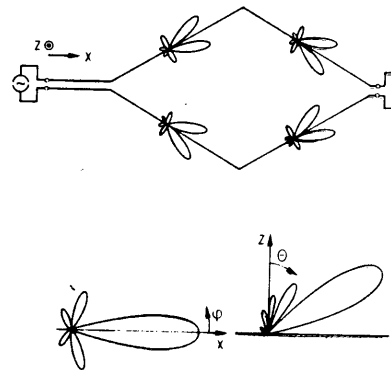


Bild 19.9 Rhombusantenne mit Einzeldiagrammen und resultierenden Horizontal- und Vertikal-diagrammen

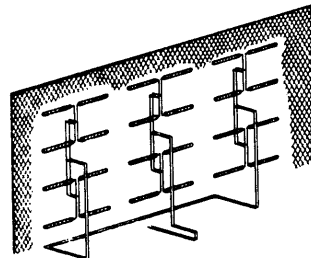


Bild 19.10 Dipolfeld mit Reflektorwand und breitbandiger Parallelspeisung

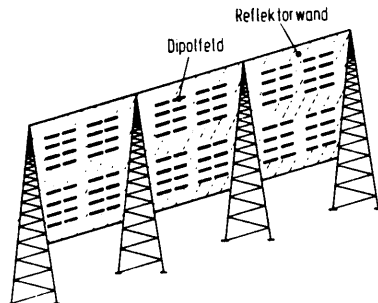


Bild 19.11 Kurzwellen-Richtantenne mit Dipolfeldern und Reflektorwand

aus Voges: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Hüthig-Verlag



1. Einführung

19.1.3 UKW- und Fernsehendeantennen

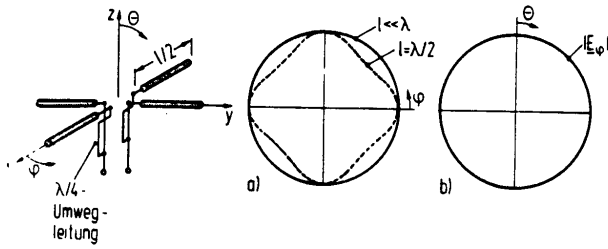


Bild 19.12 Drehkreuzantenne

Bild 19.13 Horizontales Richtdiagramm (a) und Vertikaldiagramm von $|E_\varphi|$ (b) einer Drehkreuzantenne mit kurzen linearen Antennen (—) und $\lambda/2$ -Dipolen (---)

19.1.4 Empfangsantennen für Hörrundfunk und Fernsehgrundfunk

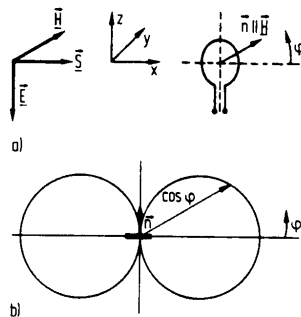


Bild 19.18 a) Feld der einfallenden Welle und optimale Orientierung b) Horizontales Richtdiagramm einer senkrecht stehenden Rahmenantenne

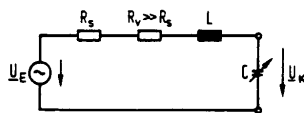


Bild 19.19 Ersatzschaltung einer Rahmenantenne mit Resonanzabstimmung. L ist die Spuleninduktivität.

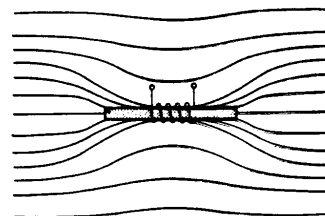


Bild 19.20 Flußkonzentration bei einem Ferritstab

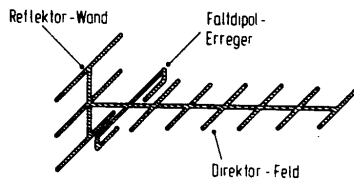
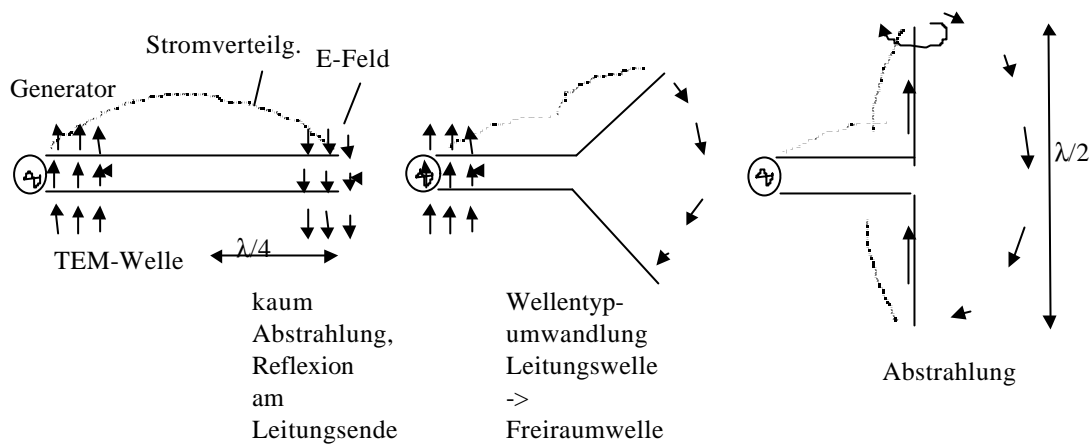


Bild 19.27 Yagi-Antenne mit Faltdipol als Erreger, Reflektorwand und 6 Direktoren. Die Dipole sind im Spannungsknoten an einem Trägerstab befestigt. Der Abstand der Dipole beträgt typisch einige $\lambda/10$.

aus Voges: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Hüthig-Verlag



2. Hertz' scher Dipol

Entstehung der Abstrahlung beim $\lambda/2$ -Dipol:

anderes Bild: An der Antenne geht der Leitungsstrom kontinuierlich in den Verschiebungsstrom über.

2. Hertz' scher Dipol

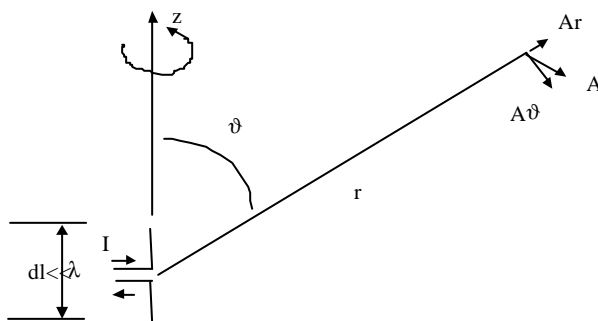
Abstrahlung von Antenne läßt sich aus Maxwell'schen Gleichungen berechnen.

Ausgangspunkt ist ein idealisierter, vereinfachter **Elementardipol** (= Hertz' scher Dipol), dessen Länge als kurz gegen die Wellenlänge angenommen wird und bei dem vorausgesetzt wird, daß keine Stromabnahme zu den Enden hin erfolgt.

Ein realer Dipol kann aus einer Ketten von solchen Elementardipolen zusammengesetzt werden, wobei der Strom durch jeden dieser Elementardipole den wahren Stromverhältnissen des realen Dipols angepaßt wird und somit auch zum 'offenen' Ende der aufgebogenen $\lambda/4$ - Leitung, die ein $\lambda/2$ -Dipol darstellt, hin abnimmt.

Die Abstrahlung läßt sich mit dem in Abschnitt 2.7 beschriebenen Verfahren über das

Vektorpotential berechnen.



Kugelkoordinatensystem

$\vec{e}_r, \vec{e}_\vartheta, \vec{e}_\varphi$, Q =Quellpunkt, P = Aufpunkt



2. Hertz' scher Dipol

$$\begin{aligned}\vec{A} &= \mathbf{m} \int_{\text{Quelle}} \frac{\vec{S}(\vec{r}_Q, t - \frac{|\vec{r}_P - \vec{r}_Q|}{c})}{4\mathbf{p}|\vec{r}_P - \vec{r}_Q|} dV_Q = \mathbf{m} \int_{\text{Quelle}} \frac{I(t - r/c)}{4\mathbf{p}r} dz \cdot \vec{e}_z = \mathbf{m} dl \frac{I(t - r/c)}{4\mathbf{p}r} \vec{e}_z \\ &= \mathbf{m} dl \frac{I_0 e^{j\mathbf{w}(t-r/c)}}{4\mathbf{p}r} \vec{e}_z = \mathbf{m} dl \frac{I_0 e^{j\mathbf{w}t - \mathbf{b}r}}{4\mathbf{p}r} [\cos \mathbf{J} \vec{e}_r - \sin \mathbf{J} \vec{e}_J] = A_r \vec{e}_r + A_J \vec{e}_J\end{aligned}$$

$$\vec{H} = \frac{1}{\mathbf{m}} \text{rot} \vec{A} = \frac{1}{\mathbf{m}r} \left[\frac{\mathcal{J}}{r} (r A_J) - \frac{\mathcal{J}}{\mathcal{J}} A_r \right]$$

$$\vec{E} = -\text{grad} \mathcal{J} - \frac{\mathcal{J} \vec{A}}{\mathcal{J}t} = \frac{\text{grad}(\text{div} \vec{A})}{j\mathbf{w}\mathbf{m}\mathbf{e}} - j\mathbf{w}\vec{A}$$

da

$$\text{div} \vec{A} = -\mathbf{m}\mathbf{e} \cdot \mathbf{j} \Rightarrow \mathbf{j} = \frac{-\text{div} \vec{A}}{j\mathbf{w}\mathbf{m}\mathbf{e}}$$

Einsetzen von A ergibt:

$$H_J = \frac{dl \cdot I_0}{4\mathbf{p}} \left[\frac{j\mathbf{b}r}{r} + \frac{1}{r^2} \right] \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)}$$

$$E_r = \frac{dl \cdot I_0}{4\mathbf{p}} \left[\frac{2Z_0}{r^2} + \frac{2}{j\mathbf{w}\mathbf{e}r^3} \right] \cos \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)}$$

$$E_J = \frac{dl \cdot I_0}{4\mathbf{p}} \left[\frac{j\mathbf{w}\mathbf{m}}{r} + \frac{1}{j\mathbf{w}\mathbf{e}r^2} + \frac{Z_0}{r^3} \right] \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mathbf{m}}{\mathbf{e}}} = 377 \Omega$$

Nahfeld: $\mathbf{b}r \ll 1$:

in H_ϕ überwiegt der Term mit $1/r^2$, in E_r und E_θ überwiegt der Term mit $1/r^3$.

H_ϕ ist in Phase mit dem Anregungsstrom, E_r und E_θ schwingen dagegen 90° phasenverschoben. \Rightarrow kein Energiefluß. Nur Terme mit $1/r$ ergeben Energiefluß!

Fernfeld: $\mathbf{b}r \gg 1$:

Es überwiegen die Terme mit $1/r$

$$\begin{aligned}H_J &= j \frac{\mathbf{b} \cdot dl \cdot I_0}{4\mathbf{p}r} \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)} \\ E_J &= j \frac{\mathbf{w}\mathbf{m} dl \cdot I_0}{4\mathbf{p}r} \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)} \\ \frac{E_J}{H_J} &= Z_0\end{aligned}$$



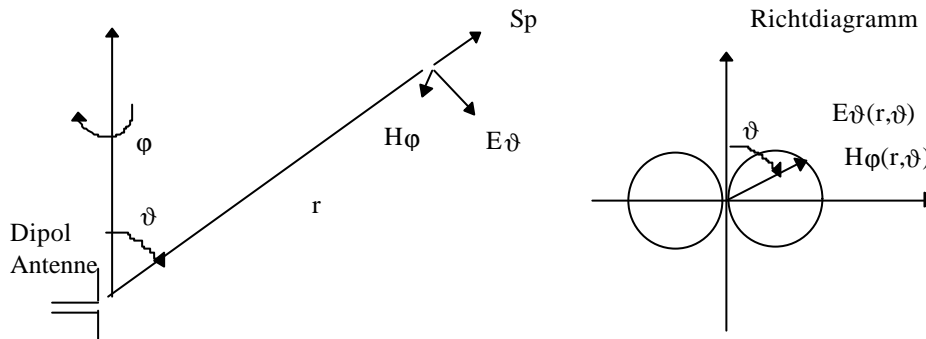
2. Hertz' scher Dipol

Man erkennt, daß E und H gleichphasig schwingen und so sich die Energie in Form einer Kugelwelle von der Quelle aus in den Raum hinaus ausbreitet. Die Amplituden nehmen mit $1/r$ ab, die Energiedichte (Poynting -Vektor) mit $1/r^2$. E hat die Richtung e_ϑ , H die von e_φ . Der Energiefluß hat die Richtung von e_r . Die H-Feldlinien bilden also geschlossene Kreise um die Dipolachse. Das Verhältnis von E zu H ist dasselbe wie in einer ebenen Welle.

$$\bar{S}_p = \frac{1}{2} |E_{\mathbf{J}}| |H_{\mathbf{J}}| = \frac{1}{2} \frac{|E_{\mathbf{J}}|^2}{Z_0} = \frac{1}{2} Z_0 |H_{\mathbf{J}}|^2$$

$$\bar{S}_p = \frac{1}{2} Z_0 \frac{\mathbf{b}^2 I_0^2 dl^2}{16\mathbf{p}^2 r^2} \sin^2 \mathbf{J}$$

In Achsrichtung ist die Strahlstärke Null, sie nimmt mit $\sin^2 \vartheta$ bis Äquatorebene zu und erreicht dort ihr Maximum. Die Abstrahlung erfolgt rotationssymmetrisch.



2.1 Strahlungswiderstand

Die abgestrahlte Leistung wird durch Integration von S_p über eine den Dipol umschließende Hüllfläche (= Kugel) berechnet:

$$P = \int_{\text{Kugeloberfl}} \bar{S}_p dA = \int_0^{\mathbf{P}} \bar{S}_p(r, \mathbf{J}) 2\mathbf{p} r^2 \sin \mathbf{J} d\mathbf{J} = \frac{Z_0 \mathbf{b}^2 I_0^2 dl^2}{16\mathbf{p}} \int_0^{\mathbf{P}} \sin^3 \mathbf{J} d\mathbf{J}$$

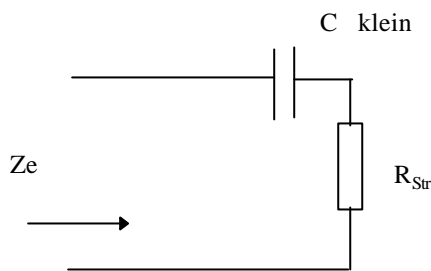
$$P = \frac{2Z_0 \mathbf{p} I_0^2}{3} \left(\frac{dl}{\mathbf{I}} \right)^2 = \frac{1}{2} R_{Str} I_0^2$$

$$R_{Str} = \frac{Z_0 \mathbf{p}}{3} \left(\frac{dl}{\mathbf{I}} \right)^2 = 80\mathbf{p}^2 \left(\frac{dl}{\mathbf{I}} \right)^2 \Omega = 790 \cdot \left(\frac{dl}{\mathbf{I}} \right)^2 \Omega$$

Formal kann man den Hertz'schen Dipol durch das folgende Ersatzschaltbild kennzeichnen, wobei im Strahlungswiderstand die Verluste durch Abstrahlung enthalten sind. Hinzu kommen noch die Verluste in den Zuleitungen, den Abstimmmitteln und in der Empfangsapparatur:



2. Hertz' scher Dipol



Weitere Parameter zur Charakterisierung einer Antenne am Beispiel des Hertz'schen Dipols:

2.2 Richtdiagramm:

Strahlungsstärke in gegebene Richtung, bezogen auf die Strahlungsstärke eines äquivalenten isotropen Strahlers:

$$\Gamma(\mathbf{J}, \mathbf{j}) = \frac{\overline{S}_p(\mathbf{J}, \mathbf{j})}{\overline{S}_{p, \text{mittel}}} = \frac{\overline{S}_p(r, \mathbf{J}, \mathbf{j})}{\frac{P}{4\pi r^2}}$$

für Hertz'schen Dipol:

$$\Gamma(\mathbf{J}, \mathbf{j}) = \sin^2 \theta$$

Halbwertsbreite: Winkel für den $S_p = \frac{1}{2} S_{p \text{ max}}$

$$\Rightarrow \vartheta_{1/2} = 90^\circ$$

Richtfaktor (directivity):

$$D = \frac{\overline{S}_{p \text{ max}}}{\overline{S}_{p, \text{mittel}}}$$

Einsetzen ergibt für den Hertz'schen Dipol: $D = 1,5$

2.3 Empfangsantenne:

Ich zitiere A.von Weiss [7]:

„Grundsätzlich bildet eine beliebige Antenne einen Transformationsvierpol (Zweitor) zwischen Generator und freiem Raum oder zwischen freiem Raum und Empfänger. In isotropen Medien gilt daher auch der Umkehrsatz der Vierpoltheorie, im vorliegenden Fall Reziprozitätstheorem genannt. Demnach kann eine Antenne sowohl als Sendeantenne als auch als Empfangsantenne benutzt werden. Der Strahlungs- oder Feldverlauf (Richtcharakteristik) um eine bestimmte Sendeantenne bleibt in der Form unverändert, wenn sie als Empfangsantenne benutzt wird.“



2. Hertz' scher Dipol

Ist P die von einem Dipol als Empfangsantenne aufgenommene Leistung und fallen Dipolachse und Richtung der elektrischen Feldstärke E am Empfangsort zusammen, so beträgt

$$P = \frac{1}{2} \hat{E} \cdot \hat{I} \int_0^h f(z) dz = \frac{1}{2} \hat{E} \cdot \hat{I} \cdot h_{eff}$$

wobei $f(z)$ die Stromverteilung und h die Antennelänge und h_{eff} die effektive Antennelänge ist. Es tritt die gleiche Wirkung ein, wie wenn eine Quellenspannung U_e einen Antennenstrom I_e verursacht, wobei

$$\hat{U}_e = \hat{E} \cdot h_{eff}, \quad \hat{I}_e = \frac{\hat{E} \cdot h_{eff}}{R_a}$$

und R_a der Widerstand der Empfangsantenne ist. Er setzt sich zusammen aus :

1. dem Leitungswiderstand der Antenne, der Abstimmittel und der Empfangsapparatur,
2. dem Erdungswiderstand,
3. dem Strahlungswiderstand R_{str} der Antenne.

Die größte Empfangsleistung tritt auf, wenn die Summe der unter 1. und 2. genannten Widerstände gleich dem Strahlungswiderstand R_{str} ist, womit die günstigste Antennelänge errechenbar ist. Dann ist $R_a = 2 R_{str}$. Die dabei von der Antenne aufgenommene Leistung wird je zur Hälfte im Antennenkreis umgesetzt sowie wieder abgestrahlt. Jede Empfangsantenne wie überhaupt jeder Leiter entzieht somit dem Feld Energie durch Absorption und bildet gleichzeitig einen Sekundärstrahler.“

Bei leistungsmäßig angepaßter Antenne ist die maximale Empfangsleistung gegeben durch

$$P_e = \frac{1}{2} \frac{(\hat{E} \cdot h_{eff} / 2)^2}{R_{Str}}$$

Für den Hertz' schen Dipol können wir setzen $h_{eff} = \Delta l$. Einsetzen des Strahlungswiderstandes ergibt:

$$P_{max} = \frac{1}{2} \frac{\hat{E}^2}{Z_0} \cdot \frac{3}{8 \cdot \rho} \cdot I^2$$

Man erkennt, daß die empfangene Leistung als Produkt aus der am Ort der Antenne herrschenden Strahlungsdichte S_p und einer sog. effektiven Empfangsfläche A_e geschrieben werden kann.

$$P_{max} = \bar{S}_p \cdot A_e$$

mit

$$A_e = \frac{3}{8 \rho} I^2$$

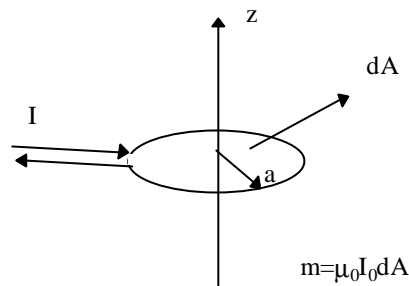
Für eine beliebige Antenne läßt sich allgemein zeigen, daß die effektive Empfangsfläche (Apertur) aus dem Richtfaktor zu berechnen ist.

$$A_e = \frac{I^2}{4 \rho} D$$



3. Magnetischer Dipol

3. Magnetischer Dipol

Stromschleife, $a \ll \lambda$ 

Wegen der Dualität in den Maxwell'schen Gleichungen erhalten wir aus dem Feld des Hertz'schen Dipols das Feld des magnetischen Dipols. Dazu müssen wir H durch E ersetzen, E durch $-H$ und μ und ϵ vertauschen.

Fernfeld:

$$E_{\mathbf{J}} = -j \frac{\mathbf{w} \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{m} a^2 \cdot I_0}{4r} \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)}$$

$$H_{\mathbf{J}} = - \frac{\mathbf{w}^2 \mathbf{m} \mathbf{e} \cdot a^2 \cdot I_0}{4r} \sin \mathbf{J} \cdot e^{j(\mathbf{w}t - \mathbf{b}r)}$$

$$\frac{E_{\mathbf{J}}}{H_{\mathbf{J}}} = Z_0$$

$$R_{Str} = 80 \mathbf{p}^2 \left(\frac{dA}{\mathbf{l}^2} \right) \Omega = 790 \cdot \left(\frac{dA}{\mathbf{l}^2} \right) \Omega$$

Als Empfänger liefert eine Schleifenantenne mit N Windungen die Spannung

$$U = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{l}} N \cdot A \cdot E \cdot \sin \mathbf{j} \cdot F \cdot \mathbf{m}$$

Dabei ist A die Fläche, E die elektrische Feldstärke, φ der Winkel zwischen Flächennormale und E . Die Faktoren F und μ_r beziehen sich auf den Fall, daß der Antennendraht zur Bündelung des magnetischen Feldes auf einen Ferritstab mit der Permeabilität μ_r aufgewickelt wurde. F hat dann einen Wert um 0.7.

3. Magnetischer Dipol

Beisp. UKW - Antenne eines Radios. Antenne befindet sich in Resonanzkreis
 $U_0 = U \cdot Q$ Dabei ist $Q =$ Kreisgüte.

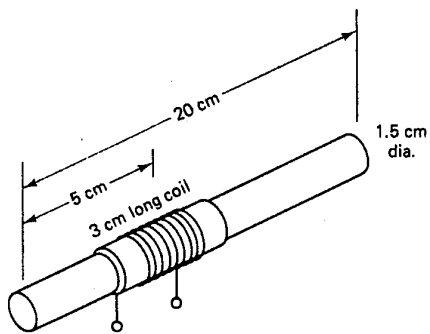


Figure 10-27 Ferrite rod antenna.

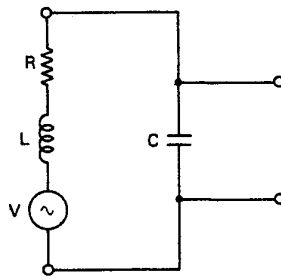


Figure 10-28 Equivalent circuit of the ferrite loop antenna.

Sinnema [11]

4 Zeilen und technische Ausführung von Antennen

Zeilen von Antennen dienen zur Erhöhung der Bündelung.

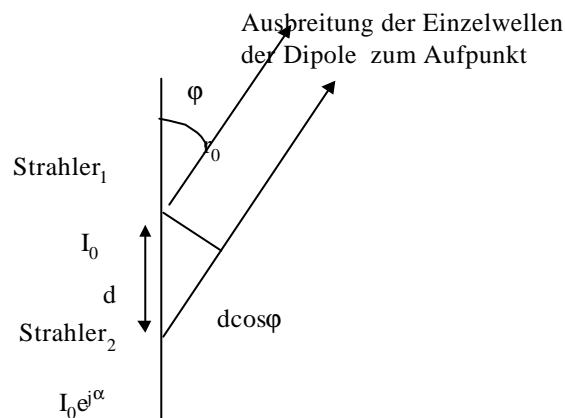
Das Strahlungsfeld (Fernfeld) einer Einzelantenne besteht aus einer Kugelwelle, die mit einem bestimmten Richtfaktor multipliziert wird.

$$E_{\mathbf{J}} = \hat{E} \cdot F(\mathbf{j}, \mathbf{J}) \cdot \frac{e^{j(\mathbf{b}r - \omega t)}}{r}$$

$$H_{\mathbf{j}} = \frac{E_{\mathbf{J}}}{Z_0}$$

Um die Abstrahlcharakteristik einer Strahlergruppe zu bestimmen, muß man die Strahlungscharakteristik für die Gruppe bei Annahme isotroper Abstrahlung (Kugelwelle) berechnen und anschließend diesen „Gruppenfaktor“ mit dem Richtfaktor der Einzelantenne multiplizieren.

4.1 Zwei Strahler



Der Strom im Strahler 2 eilt dem Strom im Strahler 1 um den Phasenwinkel α voraus.

Fernfeld $\mathbf{b} \ r \gg 1$:

Überlagerung der Felder im Aufpunkt im Abstand r_0 :

$$E_1 = \hat{E} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_0)}}{r_0}$$

$$E_2 = \hat{E} e^{j\mathbf{a} \cdot \mathbf{J}} \cdot \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_1)}}{r_1}$$

$$r_1 = r_0 + d \cdot \cos \mathbf{J}$$

$$E_2 \approx \hat{E} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_0)}}{r_0} e^{j(\mathbf{a} + \mathbf{b}d \cos \mathbf{J})}$$

$$E = E_1 + E_2 \approx \hat{E} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_0)}}{r_0} (1 + e^{j\mathbf{y}}); \quad \mathbf{y} = \mathbf{a} + \mathbf{b}d \cos \mathbf{J}$$

$$E = \hat{E} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_0)}}{r_0} (e^{-j\frac{\mathbf{y}}{2}} + e^{j\frac{\mathbf{y}}{2}}) e^{j\frac{\mathbf{y}}{2}} = 2 \cdot \hat{E} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}r_0)}}{r_0} e^{j\frac{\mathbf{y}}{2}} \cos \frac{\mathbf{y}}{2}$$

$$|E| = 2 \frac{\hat{E}}{r_0} \cos \left(\frac{\mathbf{p} \cdot \mathbf{d}}{I} \cos \mathbf{J} + \frac{\mathbf{a}}{2} \right)$$

Beisp.: aus Sinnema [11]**EXAMPLE 10-7**

A horizontal dipole located $\lambda/2$ above the ground is often used to produce the sky wave in HF long-range propagation. Find the vertical radiation pattern for the plane shown in Fig. 10-48.

Solution:

By employing the method of images, the ground plane can be replaced by a 180° out-of-phase antenna $\lambda/2$ below the ground-plane surface as shown in Fig. 10-49. The array pattern will be identical to that shown in Fig. 10-

Sinnema

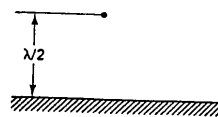


Figure 10-48 Half-wavelength dipole $\lambda/2$ above a ground plane.

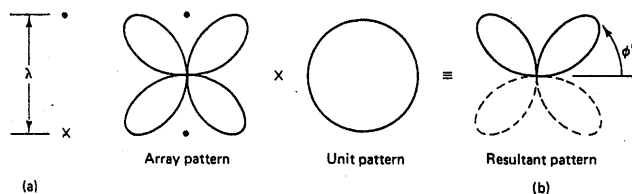


Figure 10-49 (a) Equivalent electrical circuit of a horizontal dipole (as seen on end) above the earth; (b) vertical radiation pattern obtained by using multiplication of patterns.

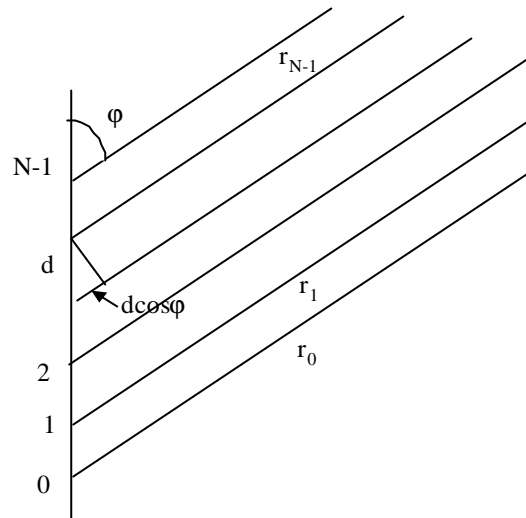
45(e). The resultant radiation pattern in terms of the elevation angle ϕ' can be obtained by rewriting equation (10-42) into the appropriate form, where $d = \lambda$, $\alpha = \pi$, $\phi = \phi' + \pi/2$, that is,

$$\cos \left[\frac{\pi \lambda \cos(\phi' + \pi/2)}{\lambda} + \frac{\pi}{2} \right] \text{ or } \cos \left(-\pi \sin \phi' + \frac{\pi}{2} \right)$$

since $\cos(\phi' + \pi/2) = -\sin \phi'$. This results in a maximum field strength at a takeoff angle of $\phi' = \pi/6$ or 30° , giving a gain of 8.1 dB.



4.2 Zeile



Fernfeld $\mathbf{b} \ r \gg 1$:

$$E_n = A_n \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b} r_n)}}{r_n}$$

$$r_n = r_0 + n \cdot d \cdot \cos \mathbf{j}$$

$$E = \frac{1}{r} e^{j(\omega t - \mathbf{b} r_0)} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{-j \mathbf{b} \cdot n \cdot d \cdot \cos \mathbf{j}} = \frac{1}{r} e^{j(\omega t - \mathbf{b} r_0)} \cdot S$$

Wir betrachten zunächst eine Strahlerzeile mit konstanter Strombelegung

$A_n = 1$

Summe der geometrischen Reihe

$$s = 1 + q + q^2 + \dots + q^{N-1} \quad \text{mit} \quad q = e^{-j \mathbf{b} d \cos \mathbf{j}} < 1$$

$$sq = q + q^2 + \dots + q^{N-1} + q^N \Rightarrow$$

$$s - sq = 1 - q^N$$

$$s = \frac{1 - q^N}{1 - q} = \frac{1 - e^{-jN \mathbf{b} d \cos \mathbf{j}}}{1 - e^{-j \mathbf{b} d \cos \mathbf{j}}} = N \cdot \frac{\sin\left(\frac{N \mathbf{b} d}{2} \cos \mathbf{j}\right)}{N \sin\left(\frac{\mathbf{b} d}{2} \cos \mathbf{j}\right)}$$

Die Richtcharakteristik ist rotationssymmetrisch mit einem Hauptmaximum senkrecht zur Achse und weist mit zunehmendem Verhältnis der Wellenlänge zum Abstand der Dipole d ($\frac{\mathbf{b} d}{2} = \frac{\mathbf{p} d}{\mathbf{l}}$) mehreren Nebenmaxima auf. Die Bündelung wird mit zunehmender Zahl der Dipole immer größer.



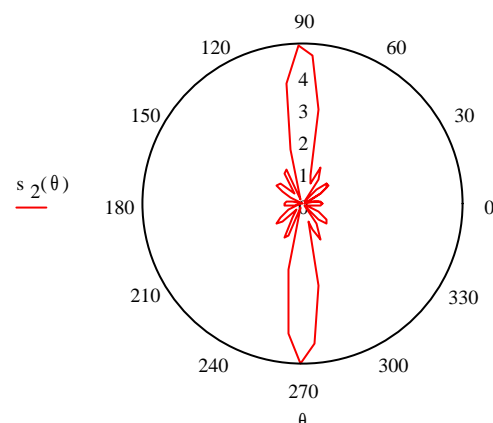
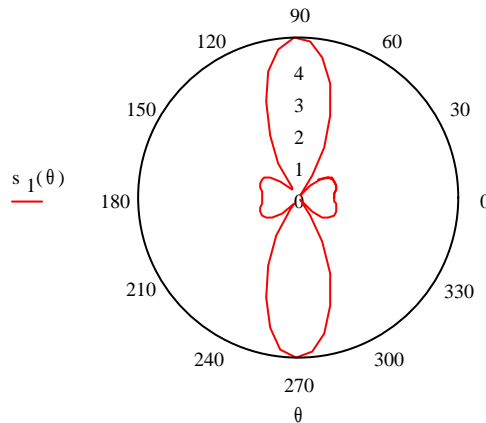
Beispiel:

$N := 5$

$f := 9.549 \cdot 10^7 \cdot \text{Hz}$

$d_1 = 1 \text{ m}$

$d_2 = 2 \text{ m}$



Die Abstrahlrichtung der Antennenzeile lässt sich elektronisch schwenken, indem zwischen je zwei Einzelantennen eine Signalverzögerung (Phasenverschiebung) eingeführt wird.

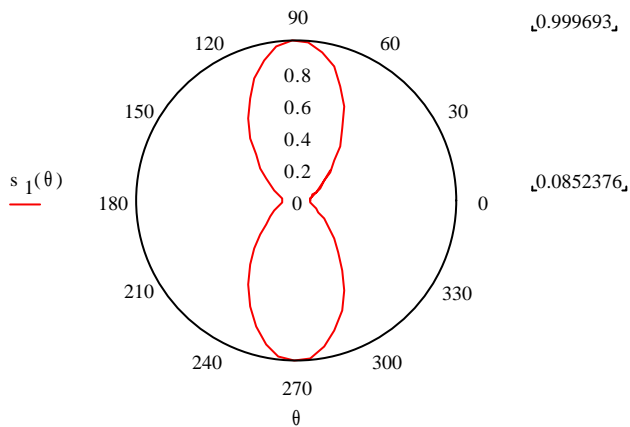
Durch geeignete Strombelegung der einzelnen Antennen können auch die Nebenmaxima zum Verschwinden gebracht werden. Das wird bei der Konstruktion von Peilantennen angewendet. Werden die Koeffizienten A_n z.B. nach den Koeffizienten der Binomische Reihe gewählt, so ergibt sich:

$$A_n = \binom{N-1}{n} A_0$$

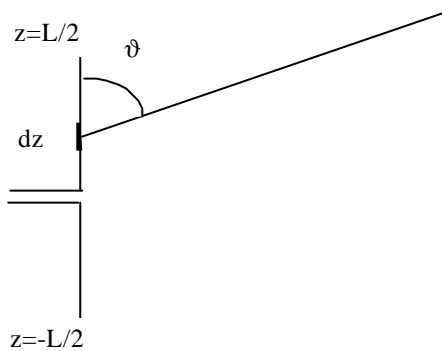
$$\sum_{n=0}^{N-1} A_0 \binom{N-1}{n} e^{-j \mathbf{b}_0 \cdot n d \cos \mathbf{j}} = A_0 (1 + e^{-j \mathbf{b}_0 \cdot d \cos \mathbf{j}})^{N-1}$$

$$|E| = \hat{E} A_0 \cdot 2^{N-1} \cos^{N-1} \left(\frac{\mathbf{b}_0 d}{2} \cos \mathbf{j} \right)$$

Bsp: $N=5$; $A_0 = 1$; $A_1 = 4$; $A_2 = 6$; $A_3 = 4$; $A_4 = 1$. $f = 9,549 \cdot 10^7 \text{ Hz}$, $\lambda = 3,14 \text{ m}$, $d = 1 \text{ m}$

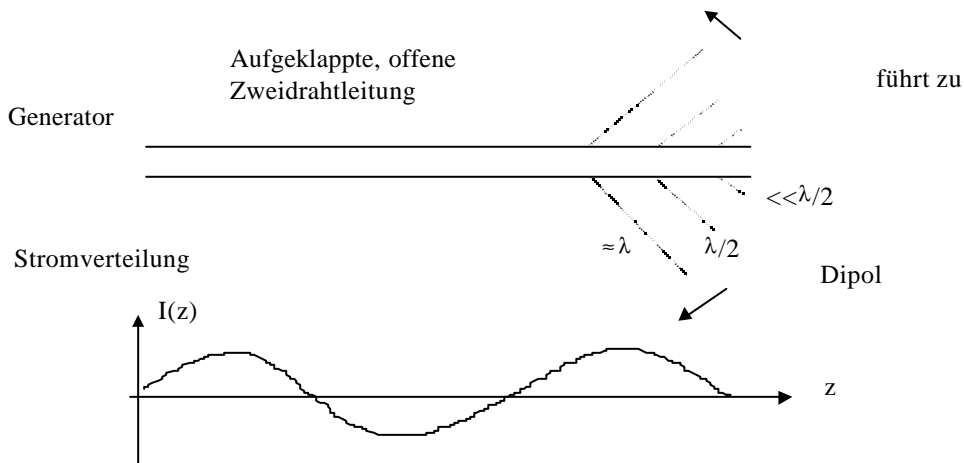


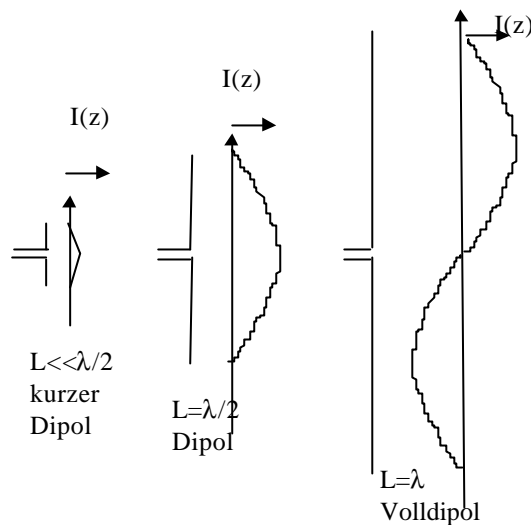
4.3 Technischer Dipol



$$E_{\mathbf{J}} = A_0 \int_{-L/2}^{L/2} I(z) e^{-j\mathbf{b}_0 z \cos \mathbf{J}} dz \sin \mathbf{J} \frac{e^{j(\omega t - \mathbf{b}_0 r)}}{4\pi r}$$

Die Stromverteilung erhält man durch Aufklappen einer am Ende offenen Zweidrahtleitung:





Dipol mit $L \ll \lambda$:

$$|E_{\mathbf{J}}(r_0, \mathbf{J})| = A \sin \mathbf{J}$$

$$R_{Str} = \frac{1}{4} R_{Str, \text{Hertz'scher Dipol}} = \frac{1}{4} 790 \cdot \left(\frac{L}{\lambda}\right)^2 \Omega$$

wegen der zu den Enden hin linear abnehmenden Stromdichte ist die Feldstärke nur halb so groß wie bei dem Hertz'schen Dipol. Entsprechend ist die abgestrahlte Leistung bzw. der Strahlungswiderstand auch nur ein Viertel der des Hertz'schen Dipols.

Beispiel: $L/\lambda = 1/10$

$R_{Str} = 2 \Omega$

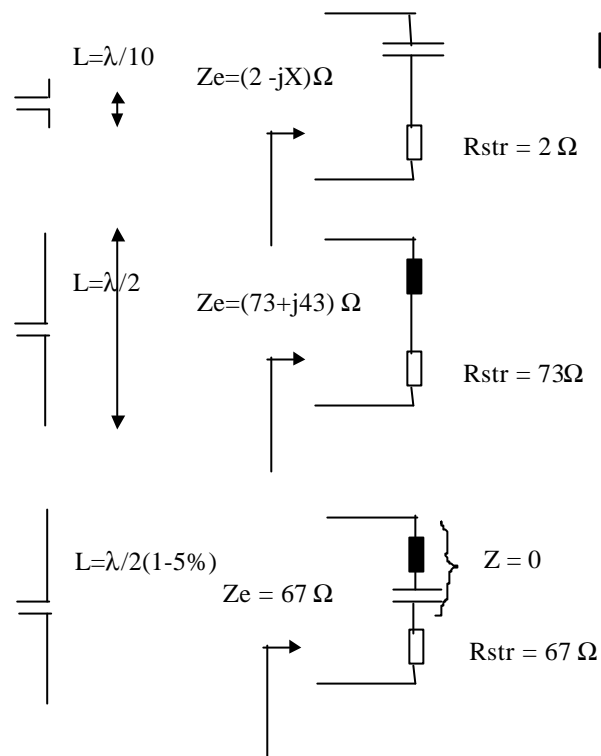
$\frac{\lambda}{2}$ – Dipol:

$$|E_{\mathbf{J}}(r_0, \mathbf{J})| = A \frac{\cos\left(\frac{\mathbf{p}}{2} \cos \mathbf{J}\right)}{\sin \mathbf{J}}$$

$$R_{Str} = (73,2 + j43) \Omega$$

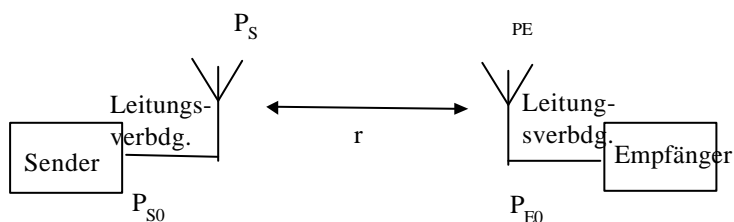
Das Strahlungsdiagramm weicht nur wenig von dem des Hertz'schen Dipols ab. Richtfaktor: $D = 1,64$. Öffnungswinkel der Halbwertsbreite: $\vartheta_{1/2} = 78^\circ$. Wird die Dipollänge etwa 5% geringer als $\lambda/2$ gewählt, so ergibt sich ein reeller Strahlungswiderstand, dessen Wert $= 67 \Omega$ beträgt.

Leistungübertragung über Funkstrecke



Verlängert man den Dipol über die optimale Länge von $\lambda/2$ hinaus, so ergibt sich zwar eine Erhöhung der abgestrahlten Leistung bzw. des Strahlungswiderstandes, jedoch erfolgt die Abstrahlung nun nicht mehr hauptsächlich senkrecht zur Dipolachse, sondern in schrägen Richtungen. Dies ist Folge davon, daß nun Teile der Antenne gegenphasig schwingen.

5 Leistungübertragung über Funkstrecke



P_S = von Sendeantenne abgestrahlte Leistung

P_{S0} = von Sender an Antenne gelieferte Leistung



Leistungübertragung über Funkstrecke

P_E = von Empfangsantenne aufgenommene Leistung

P_{E0} = von Empfangsantenne an Empfänger gelieferte Leistung

Wirkungsgrad der Sende- bzw. Empfangsantenne:

$$\mathbf{h}_S = \frac{P_S}{P_{S0}} < 1 \quad \mathbf{h}_E = \frac{P_{E0}}{P_E} < 1$$

Antennengewinn = Wirkungsgrad x Richtfaktor:

$$G_S = \mathbf{h}_S D_S \quad G_E = \mathbf{h}_E D_E$$

Übertragene Leistung:

$$P_{E0} = \mathbf{h}_E P_E = \mathbf{h}_E S_p A_e = \mathbf{h}_E S_p D_E \frac{\mathbf{I}^2}{4\mathbf{p}} = \mathbf{h}_E D_S \frac{P_S}{4\mathbf{p}r^2} D_E \frac{\mathbf{I}^2}{4\mathbf{p}} = \mathbf{h}_E D_S \mathbf{h}_S P_{S0} D_E \left(\frac{\mathbf{I}}{4\mathbf{p}r} \right)^2$$

$$P_{E0} = P_{S0} G_S G_E \left(\frac{\mathbf{I}}{4\mathbf{p}r} \right)^2$$

Beisp.: Sende und Empfangsantenne je $\lambda/2$ Dipol, weit über Grund

$\eta_S = \eta_E = 1$; $r = 20$ km ; $f = 50$ MHz; $P_{S0} = 10$ W ----> $P_{E0} = 15,3$ mW.



6 Literaturverzeichnis zu Skript Elektromagnetische Wellen

- (1) Liesenkötter, Bernhard: Skript zur Vorlesung *Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik* FH-Augsburg, 1994
- (2) Frohne H. : *Einführung in die Elektrotechnik. Bd. 2: Elektrische und magnetische Felder* Teubner, 1983
- (3) Lautz, G. : *Elektromagnetische Felder* Teubner, 1976
- (4) Alexander von Weiss: *Die elektromagnetischen Felder, Einführung in die Feldtheorie und ihre Anwendungen* Vieweg, 1983
- (5) Meyer, Pottel: *Physikalische Grundlagen der Hochfrequenztechnik* Vieweg, 1969
- (6) John D. Kraus: *Electromagnetics* Mc Graw Hill, 1984
- (7) Simon Ramo, John R. Whinnery, Theodore Van Duzer : *Fields and Waves in Communication Electronics* John Wiley & Sons, 1993
- (8) Fricke, Lamberts, Patzelt: *Grundlagen der elektrischen Nachrichtenübertragung* Teubner, 1979
- (9) Unger, Hans-Georg: *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen* Hüthig (ELTEX), 1991
- (10) Pehl Erich: *Mikrowellentechnik. Bd. 1: Wellenleitungen und Leitungsbausteine* Hüthig, 1993
- (11) Sinnema, William: *Electronic transmission technology* Prentice Hall, 1988
- (12) Rainer Geißler, Werner Kammerloher, Hans Werner Schneider: *Berechnungs- und Entwurfsverfahren der Hochfrequenztechnik 2* Vieweg, 1994
- (13) Yip, Peter C. : *High-frequency circuit design and measurement* Chapman & Hall, 1996
- (14) Ferdinand Nibler u. Mitautoren: *Hochfrequenzschaltungstechnik* Expert Verlag, 1990

