

## Logarithmisch periodische Antennen

DK 621.396.674.3

Von D. NOWATZKY, Berlin

(Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt)

Fortsetzung aus Heft 2/1963

### 3.2. Elektrische Eigenschaften

#### 3.2.1. Bandbreite

In Abschnitt 3.1 wurde erläutert, daß nur in den Dipolen der aktiven Zone ein merklicher Strom fließt und daß auch nur diese Dipole einen wesentlichen Beitrag zum Strahlungsfeld der Antenne liefern. Wäre jeweils nur ein einziger Dipol an der Strahlung beteiligt, d. h. hätte die aktive Zone die Breite Null, dann wäre die relative Bandbreite  $B$  der Antenne gleich dem Verhältnis  $B_S$  der Länge des längsten zu der des kürzesten Dipols:

$$B_S = \frac{l_{\max}}{l_{\min}} = \tau^{1-N} \quad (2)$$

Dabei ist  $N$  die Zahl der Dipole der Antenne. In der Praxis hat jedoch die aktive Zone eine gewisse Breite. Je größer diese Breite ist, um so kleiner ist die Bandbreite  $B$  der Antenne bei gegebenem  $B_S$ . Es ist also

$$B = \frac{B_S}{B_{ar}} \quad (3)$$

wobei  $B_{ar}$  als Bandbreite der aktiven Zone (engl. "active region") und  $B_S$  als Bandbreite der Antennenstruktur selbst bezeichnet werden kann.  $B_{ar}$  ist eine Funktion der einzelnen Antennenparameter und wurde von Carrel [9] für  $Z_0 = 100 \Omega$  und  $h/D = 62,5$  in Abhängigkeit von  $\alpha$  und  $\tau$  berechnet (Abb. 7). Dabei reicht die aktive Zone vom Dipol, der den maximalen Strom führt, bis zu den beiden Dipolen rechts und links davon, bei denen der Strom um 10 dB gegenüber dem Maximum abgefallen ist.

Da  $h/D$  und  $Z_0$  bei den praktisch vorkommenden Werten nur einen geringen Einfluß auf  $B_{ar}$  ausüben, kann Abb. 7 zur Dimensionierung logarithmisch periodischer Dipolantennen verwendet werden. Es hat sich gezeigt, daß die Länge des längsten Dipols der aktiven Zone jeweils gleich der halben Betriebswellenlänge ist, unabhängig davon, wie groß  $\alpha$  und  $\tau$  sind. Die Länge des längsten Dipols der Antenne wird daher durch die untere Grenzfrequenz festgelegt und beträgt

$$l_{\max} = \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad (4)$$

während sich die Länge des kürzesten Dipols aus Gleichung (2) zu

$$l_{\min} = \frac{l_{\max}}{B_S} = \frac{l_{\max}}{B \cdot B_{ar}} \quad (5)$$

ergibt. Umfangreiche Messungen haben gezeigt, daß man sehr zufriedenstellende Ergebnisse erhält, wenn man log. per. Dipolantennen entsprechend Abb. 7 dimensioniert.

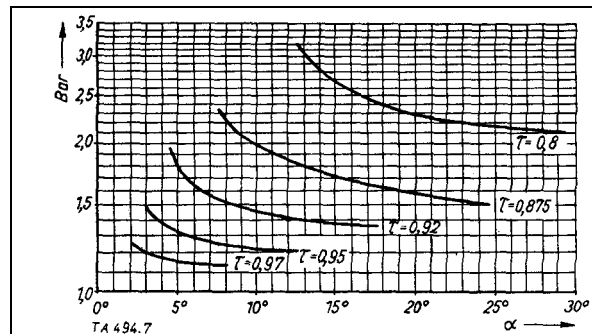


Abb. 7 Bandbreite  $B_{ar}$  der aktiven Zone als Funktion von  $\alpha$  und  $\tau$  für  $Z_0 = 100 \Omega$  und  $h/D = 62,5$

#### 3.2.2 Strahlungsdiagramme

Von Carrel wurden die Strahlungseigenschaften log per. Dipolantennen als Funktion der Parameter  $\alpha$ ,  $\tau$ ,  $Z_0$  und  $h/D$  berechnet [9]. Abb. 8 zeigt berechnete Kurven konstanten Gewinns (bez. auf Elementardipol) als Funktion von  $\sigma$  und  $\alpha$  bzw.  $\alpha$  für  $Z_0 = 100 \Omega$  und einen Schlankheitsgrad der Dipole von  $h/D = 50$ .  $\sigma$  ist der relative Dipolabstand und errechnet sich zu

$$\sigma = \frac{d_n}{2l_n} = \frac{d_n}{4h_n} \quad (\text{s. Abb. 3}) \quad (6)$$

Der Zusammenhang zwischen  $\sigma$ ,  $\alpha$  und  $\tau$  ist gegeben durch

$$\sigma = \frac{1}{4}(1-\tau)\cot\alpha \quad (7)$$

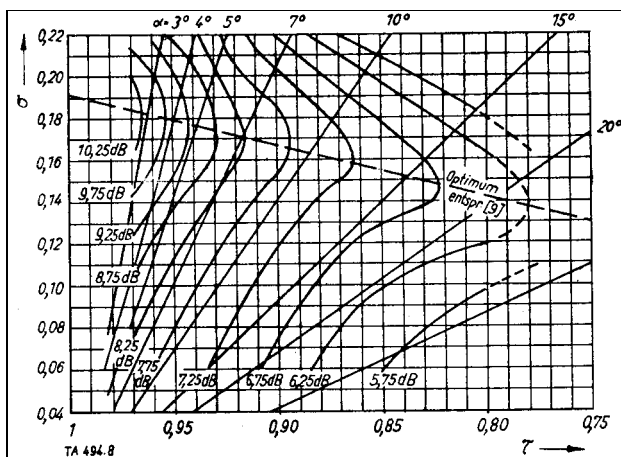


Abb. 8 Kurven konstanten Gewinns (bez. auf Elementardipol) von  $\tau$  und  $\sigma$  bzw.  $\alpha$  ( $Z_0 = 100 \Omega$ ,  $h/D = 50$ )

Auf Grund dieses Zusammenhanges sind in Abb. 8 Geraden konstanten Winkels  $\alpha$  eingezeichnet. Da der Wellenwiderstand der Zweidrahtleitung  $Z_0$  und der Schlankheitsgrad  $h/D$  nur einen geringen Einfluß auf das Strahlungsdiagramm haben, läßt sich Abb. 8 zur Dimensionierung logarithmisch periodischer Dipolantennen verwenden. Man erkennt, daß es zu jedem einen Wert  $\sigma$  gibt, für den der Gewinn ein Maximum ist (gestrichelte Gerade in Abb. 8).

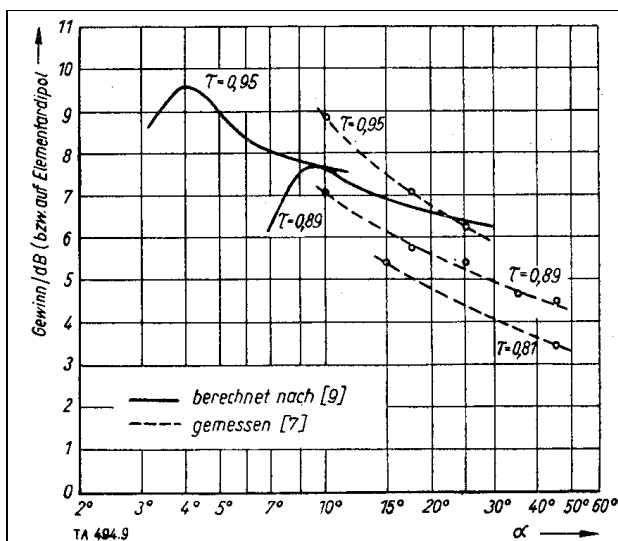


Abb. 9 Gewinn log. per. Dipolantennen als Funktion von  $\alpha$  und  $\tau$

In Abb. 9 ist der Gewinn log. per. Dipolantennen als Funktion der Parameter  $\alpha$  und  $\tau$  dargestellt. Die ausgezogenen Kurven sind gerechnete Verläufe, die aus Abb. 8 entnommen sind, die gestrichelten Kurven dagegen basieren auf Messungen von Isbell [7]. Die Abweichungen zwischen Messung und Rechnung übersteigen teilweise 1 dB. In Anbetracht der sehr schwierigen Zusammenhänge kann die Übereinstimmung jedoch als durchaus zufriedenstellend bezeichnet werden. Man erkennt aus den gerechneten Gewinnkurven nochmals deutlich, daß es zu jedem  $\tau$  einen Wert für  $\alpha$  bzw.  $\sigma$  gibt, bei dem der Gewinn ein Maximum ist.

Meistens besteht die Aufgabe darin, entweder a) die Antenne bei vorgegebenem Gewinn möglichst kurz zu halten oder b) bei vorgegebener Antennen-

länge einen möglichst großen Gewinn zu erzielen, Gleichzeitig soll die Zahl der Dipole möglichst klein sein.

**Beispiel a:** Abb. 10 zeigt als Beispiel den Zusammenhang zwischen der Antennenlänge  $L/\lambda_{\max}$  und der Zahl der Dipole  $N$  einer log. per. Dipolantenne für konstanten Gewinn  $G = 7,75$  dB (bez. auf Elementardipol) und konstanter Bandbreite  $B = 1,31$  (z. B. FS-Bereich IV von 470 ... 615 MHz). Die Kurve für  $N$  wurde aus den in Abb. 7 und 8 dargestellten Zusammenhängen berechnet, und zwar unter Verwendung der Gleichungen (3) und (6) sowie der leicht zu findenden Beziehungen

$$L/\lambda_{\max} = 0,25(1 - \frac{1}{B_s}) \cot \alpha \quad (8)$$

Und

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log \frac{1}{\tau}} \quad (9)$$

Die Gleichungen (7), (8) und (9) sind in [9] in Form von Nomogrammen dargestellt.

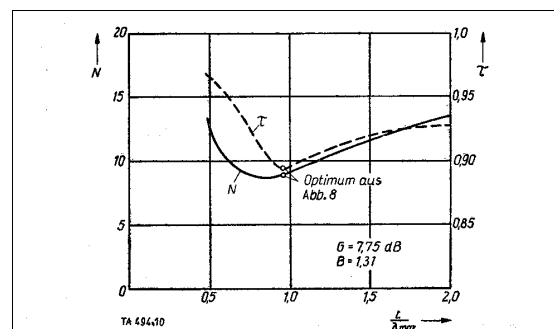
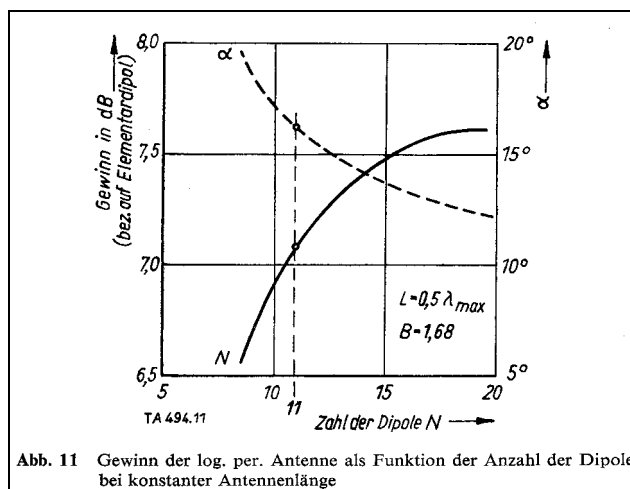


Abb. 10 Zusammenhang zwischen Zahl der Dipole  $N$  und Baulänge  $L/\lambda_{\max}$  für konstanten Gewinn  $G$  und konstante Bandbreite  $B$

Unterhalb einer bestimmten Antennenlänge (im vorliegenden Beispiel  $L/\lambda_{\max} \approx 0,8$ ) muß die Zahl der Dipole um so größer sein, je kürzer die Antenne sein soll. Eine bestimmte Antennenlänge läßt sich dabei jedoch nicht unterschreiten. Ein vernünftiger Kompromiß zwischen Dipollänge und Zahl der Dipole ist z. B. die Dimensionierung  $N = 10$ ,  $L = 0,63 \lambda_{\max}$  und  $\tau = 0,948$ . Für die noch fehlenden Parameter erhält man aus den Gleichungen (8) und (9)  $B_s = 1,63$  und  $\alpha = 8,4^\circ$ . Bei einem Frequenzbereich von 470 ... 615 MHz ergeben sich die Abmessungen  $l_{\max} = 32$  cm,  $l_{\min} = 19,6$  cm und  $L = 40,2$  cm. Die Baulänge ist jedoch etwas größer als  $L$ , da noch etwa  $0,1 \lambda_{\max} = 6,4$  cm für den Kurzschluß hinter dem längsten Dipol hinzukommen. In [9] werden die auf der gestrichelten Geraden in Abb. 8 liegenden Werte als Optimum bezeichnet. Dieses "Optimum", das zum Vergleich in in Abb. 10 eingezeichnet wurde, liefert lediglich ein Minimum für  $\tau$  und kann nicht als optimale Dimensionierung bezeichnet werden. Erhöht man wie im vorliegenden Beispiel die Zahl der Dipole von 9 auf 10, dann kann die Antenne gegenüber diesem "Optimum"

bei gleichem Gewinn um etwa 34% verkürzt werden.

**Beispiel b:** In Abb. 11 ist der Gewinn einer log. per. Dipolantenne als Funktion der Zahl der Dipole für konstante Antennenlänge  $L = 0,5 \lambda_{\max}$  und konstante Bandbreite  $B = 1,68$  (z. B. FS-Bereich IV/V von 470 ... 790 MHz) dargestellt. Die Kurve wurde ähnlich der in Abb. 10 gewonnen. Man sieht, daß der Gewinn um so größer ist, je dichter die Antenne mit Dipolen belegt ist. Es hat jedoch wenig Sinn, die Zahl der Dipole über eine gewisse obere Grenze zu erhöhen, da sich der Gewinn dann nur noch geringfügig ändert. Im vorliegenden Fall wählt man vernünftigerweise z. B.  $N = 11$  und  $\alpha = 16,3^\circ$ .



Allgemein kann man sagen, daß der Gewinn log. per. Dipolantennen wie bei allen Längsstrahlern um so größer ist, je länger die Antenne und je geringer die Bandbreite ist. Um die in Abb. 11 dargestellten Verhältnisse praktisch zu überprüfen, wurde u. a. eine Antenne mit folgenden Parametern untersucht:

$$\begin{aligned} \alpha &= 16^\circ & L &= 0,515 \lambda_{\max} = 33 \text{ cm} \\ \tau &= 0,915 & l_{\max} &= 32 \text{ cm} \\ B &= 1,68 & l_{\min} &= 13,2 \text{ cm} \\ f &= 470 \dots 790 \text{ MHz} & N &= 11 \end{aligned}$$

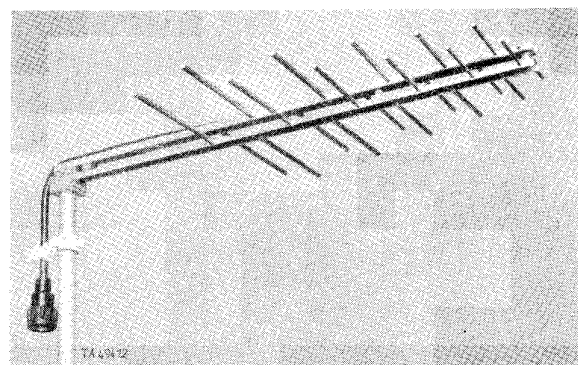


Abb. 12 Log. per. Dipolantenne ( $\alpha = 16^\circ$ ,  $\tau = 0,915$ )  $f = 470 \dots 790$  MHz

Diese Antenne ist in Abb. 12 dargestellt. Die beiden Leiter der Zweidrahtleitung sind abweichend von Abb. 4 aus U-Profilen hergestellt. Die Richtdiagramme wurden zwischen 425 und 850 MHz gemessen. Je ein typisches Diagramm in der E- und H-Ebene ist in Abb. 13 dargestellt. Die Halbwertsbreiten in der E-Ebene schwanken im Bereich von 470 ... 790 MHz zwischen  $60^\circ$  und  $64^\circ$ , in der H-Ebene zwischen  $82^\circ$  und  $95^\circ$ . Den aus den Richtdiagrammen durch grafische Integration bestimmten Gewinnverlauf zeigt Abb. 14. Der auf

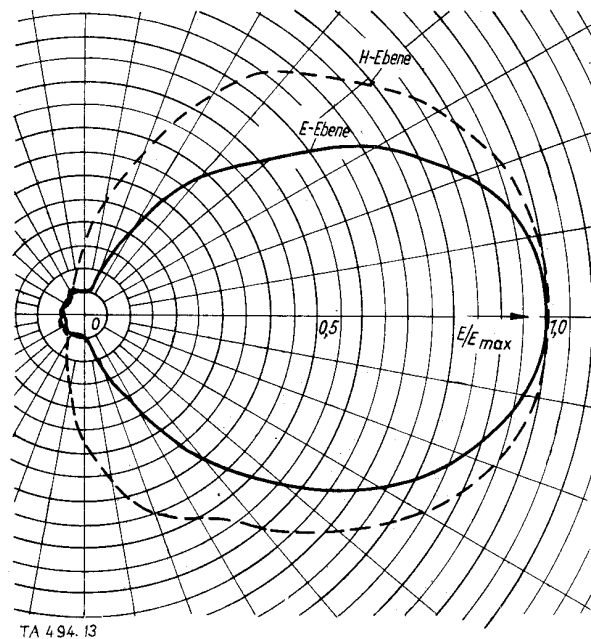


Abb. 13 Richtdiagramm der in Abb. 12 gezeigten log. per. Dipolantenne ( $\alpha = 16^\circ$ ,  $\tau = 0,91$ ) bei  $f = 550$  MHz

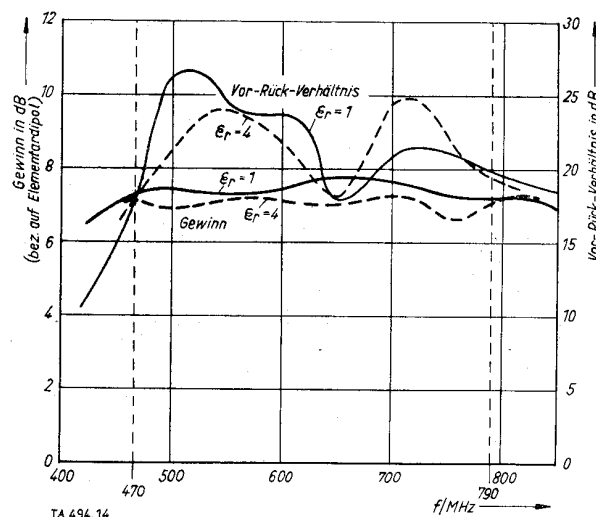


Abb. 14 Gewinn und Vor-Rück-Verhältnis einer log. per. Dipolantenne mit  $\alpha = 16^\circ$  und  $\tau = 0,915$   
— Zweidrahtleitung mit Luft als Dielektrikum (Abb. 12)  
--- Zweidrahtleitung mit Dielektrikum ( $\epsilon_r = 4$ )

den Elementardipol bezogene Gewinn schwankt zwischen 7,2 und 7,8 dB, die Abweichungen von dem sich aus Abb. 8 ergebenden 7 dB sind also in diesem Fall relativ gering. In Abb. 14 ist noch das Vor-Rück-Verhältnis eingezeichnet, das als Verhältnis der Feldstärke in Hauptstrahlrichtung zum Feldstärkehöchstwert in der hinteren Hälfte der Horizontalebene bestimmt wurde. Unterhalb der

unteren Grenzfrequenz der Antenne wird das Vor-Rück-Verhältnis sehr schnell schlechter und die Antenne verliert ihre guten Richteigenschaften. Dieses Verhalten ist typisch für log. per. Dipolantennen.

Die Halbwertsbreite log. per. Dipolantennen in der H-Ebene ist um so kleiner, je kleiner  $\alpha$  und je größer  $\tau$  ist, während die Halbwertsbreite in der E-Ebene bei den normalerweise vorkommenden Werten der Parameter nahezu konstant ist und etwa  $60^\circ$  beträgt. Dieses Verhalten läßt sich leicht erklären. Da die einzelnen Dipole in der H-Ebene von Natur aus rundstrahlend sind, ist der Öffnungswinkel in dieser Ebene im wesentlichen abhängig von der Länge der aktiven Zone und der Zahl der in ihr enthaltenen Dipole, also von  $\alpha$  und  $\tau$ . In der E-Ebene kommt zusätzlich zu den Richteigenschaften der aktiven Zone selbst noch die Bündelung des Einzeldipols hinzu. Solange diese Bündelung überwiegt, ist praktisch keine Abhängigkeit des Öffnungswinkels von  $\alpha$  und  $\tau$  festzustellen. Erst wenn der H-Ebenen-Öffnungswinkel in die Nähe des E-Ebenen-Öffnungswinkels kommt, hängt auch letzterer von  $\alpha$  und  $\tau$  ab.

Aus konstruktiven Gründen kann es zweckmäßig sein, zwischen die beiden Leiter der Zweidrahtleitung ein Dielektrikum zu bringen. Da die Gewinnbestimmung aus Abb. 8 nur für Luft als Dielektrikum gilt, wurde eine Antenne mit Dielektrikum experimentell untersucht. Zu diesem Zweck wurde zwischen die beiden U-Profile der in Abb. 12 gezeigten Antenne ein dielektrischer Streifen mit  $\epsilon_r = 4$  gesetzt. Die Ergebnisse sind in Abb. 14 grafisch dargestellt. Während sich das minimale Vor-Rück-Verhältnis gegenüber dem Fall mit  $\epsilon_r = 1$  praktisch nicht geändert hat, sank der Gewinn um etwa 0,5 dB und schwankte jetzt zwischen 6,6 und 7,4 dB. Diese Gewinnminderung ist auf eine ver-

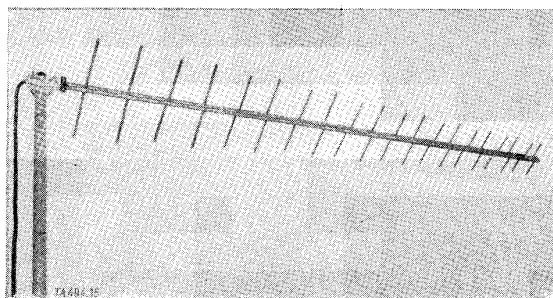


Abb. 15 Log. per. Dipolantenne ( $\alpha = 4,2^\circ$ ,  $\tau = 0,95$ )  $f = 470 \dots 790$  MHz

größtenteils Halbwertsbreite in der H-Ebene ( $92^\circ \dots 108^\circ$ ) zurückzuführen. Wie zu erwarten war, blieb die Halbwertsbreite in der E-Ebene unverändert. Es wurde u. a. auch eine Antenne mit den Parametern  $\alpha = 4,2^\circ$  und  $\tau = 0,95$  für den Frequenzbereich 470 ... 790 MHz untersucht (s. Abb. 15). Diese Antenne besitzt auf Grund ihrer verhältnismäßig großen Länge einen mittleren Gewinn von 9,5 dB, der mit dem berechneten Wert praktisch übereinstimmt. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene beträgt  $50^\circ \pm 3^\circ$ , die in der H-Ebene  $60^\circ \pm 5^\circ$ . Da die Antenne schon recht stark gebündelt und die Halbwertsbreite in der H-Ebene vergleichbar ist mit der in der

E-Ebene, ist letztere kleiner als  $60^\circ$ . Das Vor-Rück-Verhältnis (größte Feldstärke in der hinteren Halbebene!) ist größer als 26 dB. Die Anpassung der Antenne an  $60 \Omega$  ist recht gut, das Stehwellenverhältnis ist im gesamten Frequenzbereich kleiner als 1,3.

Man stellt fest, daß sich die gemessenen Strahlungseigenschaften der untersuchten log. per. Antenne nicht periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz ändern. Das liegt darin begründet, daß bei dieser Antenne die periodischen Änderungen so klein sind, daß die Schwankungen infolge Abweichung vom log. per. Prinzip und die Meßfehler überwiegen. Die typischen log. per. Änderungen sind nur dann feststellbar, wenn sie auf Grund der gewählten Dimensionierung alle anderen störenden Einflüsse überdecken (vgl. z. B. Abb. 16).

### 3.2.3. Fußpunkt Widerstand

Der Eingangswiderstand der log. per. Dipolantenne läßt sich näherungsweise berechnen, wenn man annimmt, daß die Zweidrahtleitung durch kurze Dipole kapazitiv belastet wird und am Ende durch die aktive Zone reflexionsfrei abgeschlossen ist. Der Eingangswiderstand der Zweidrahtleitung ist dann gleich dem gesuchten Eingangswiderstand  $R_0$  der Antenne [9]. Der komplexe Eingangswiderstand eines kurzen Dipols der Länge  $h$  ist gegeben durch

$$\bar{R} = jZ \cot \alpha h \quad (10)$$

$Z$  ist der mittlere Wellenwiderstand eines gestreckten Dipols mit dem Schlankheitsgrad  $h/D$  und errechnet sich aus

$$Z / \Omega = 120 (\ln \frac{2h}{D} - 2,25), \quad (11)$$

wobei  $\alpha = 2\pi/\lambda$  die Phasenkonstante im Vakuum ist. Für  $h \ll \lambda$  gilt

$$\bar{R} = \frac{1}{j\omega C} \approx -j \frac{Z}{\alpha \cdot h}, \quad (12)$$

so daß sich für die Kapazität des  $n$ -ten Dipols

$$C_n = \frac{h_n}{c \cdot Z} \quad (13)$$

ergibt.  $c$  ist die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum. Zusammen mit dem mittleren Abstand zweier Dipole

$$d_{\text{mittel}} = \sqrt{d_n \cdot d_{n-1}} = \frac{d_n}{\sqrt{\tau}} \quad (14)$$

erhält man aus Gleichung (13) die mittlere Kapazität je Längeneinheit (vgl. Abb. 3)

$$C'_n = \frac{C_n}{d_{\text{mittel}}} \approx \frac{h_n \cdot \sqrt{\tau}}{c \cdot d_n \cdot Z} \quad (15)$$

Unter Berücksichtigung von Gleichung (6) folgt

$$C'_n \approx \frac{\sqrt{\tau}}{4 \cdot c \cdot Z \cdot \sigma} \quad (16)$$

Die Kapazität je Längeneinheit ist also zwischen Speisepunkt und aktiver Zone näherungsweise konstant. Da die Zweidrahtleitung durch die aktive Zone reflexionsfrei abgeschlossen wird, ist der gesuchte Eingangswiderstand  $R_0$  gleich dem Wellenwiderstand der kapazitiv belasteten Zweidrahtleitung. Ist

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (17)$$

der Wellenwiderstand der Zweidrahtleitung ohne kapazitive Belastung, dann erhält man

$$R_0 = \sqrt{\frac{L'}{C' + C_n}} \quad (18)$$

und mit Gleichung (16)

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{Z_0 \sqrt{\tau}}{Z \cdot 4 \cdot \sigma}}} \quad (19)$$

Da im allgemeinen der Eingangswiderstand  $R_0$  vorgegeben ist, besteht die Aufgabe darin, aus den gegebenen Parametern den Wellenwiderstand  $Z_0$  der unbelasteten Zweidrahtleitung zu bestimmen, für den  $R_0$  gleich dem Wellenwiderstand des Speisekabels ist. Durch entsprechende Umstellung der Gleichung (19) erhält man

$$Z_0 = \left[ \frac{1}{8 \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \cdot \frac{Z}{R_0}} \right] + \sqrt{\left( 8 \cdot \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}} \cdot \frac{Z}{R_0} \right)^2 + 1} \quad (20)$$

Aus den Parametern  $\alpha$ ,  $\tau$  und  $h/D$  kann also mit Hilfe der Gleichungen (7), (11) und (20) der zu einem bestimmten vorgegebenen Fußpunktswiderstand  $R_0$  gehörende Wert  $Z_0$  bestimmt werden. Mit  $Z_0$  sind gleichzeitig die Abmessungen der Zweidrahtleitung festgelegt.

Wie bereits erwähnt wurde, sind die Strahlungseigenschaften log. per. Dipolantennen praktisch unabhängig von  $h/D$  und  $Z_0$ . Man wird daher im allgemeinen bei der Dimensionierung so vorgehen, daß man die Parameter  $\alpha$  und  $\tau$  entsprechend den geforderten Strahlungseigenschaften wählt. Die Anpassung an den Wellenwiderstand des Speisekabels erfolgt dann durch geeignete Wahl des

Wellenwiderstandes  $Z_0$  der Zweidrahtleitung sowie des Schlankheitsgrades  $h/D$  der Dipole.

Das Impedanzverhalten läßt sich in einem gegebenen Frequenzbereich durch den mittleren Fußpunktswiderstand  $R_0$  und das auf  $R_0$  bezogene maximale Stehwellenverhältnis  $s_{\text{max}}$  beschreiben. Es hat sich in der Praxis gezeigt, daß bei einer Dimensionierung der Zweidrahtleitung einer log. per. Dipolantenne entsprechend Gleichung (20) die Abweichungen des mittleren Fußpunktswiderstandes vom vorgegebenen Wert nicht größer sind als etwa 10%.

Abb. 16 zeigt die Ortskurve des Eingangsscheinwiderstandes für die Antenne aus Abb. 5 als Funktion der Frequenz. Der mittlere Fußpunktswiderstand ist ziemlich genau 60 Q bei einem maximalen Stehwellenverhältnis  $s_{\text{max}} = 1,61$ . Die Schleife der Ortskurve wird bei einer Änderung der Frequenz um den Faktor -c genau einmal durchlaufen. Die Periodizität des Eingangswiderstandes ist also offensichtlich.

In Abb. 17 ist das Stehwellenverhältnis des in Abb. 12 gezeigten Antenne dargestellt. Im Frequenzbereich 470 ... 780 MHz ist die Anpassung praktisch besser als 1,3. Bei den Messungen wurde festgestellt, daß die Ausbildung der Einspeisungsstelle von großem Einfluß auf  $s_{\text{max}}$  ist. Bildet der Innenleiter des Speisekabels z. B. eine kleine Schleife, dann wird dadurch die Ortskurve in die induktive Halbebene verschoben und es ergeben sich schlechte Anpassungswerte.

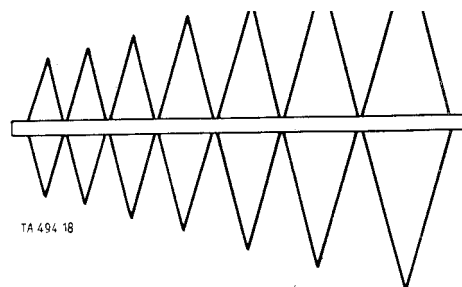
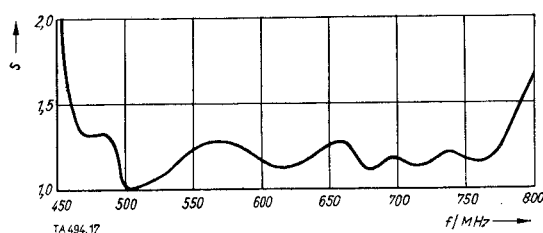
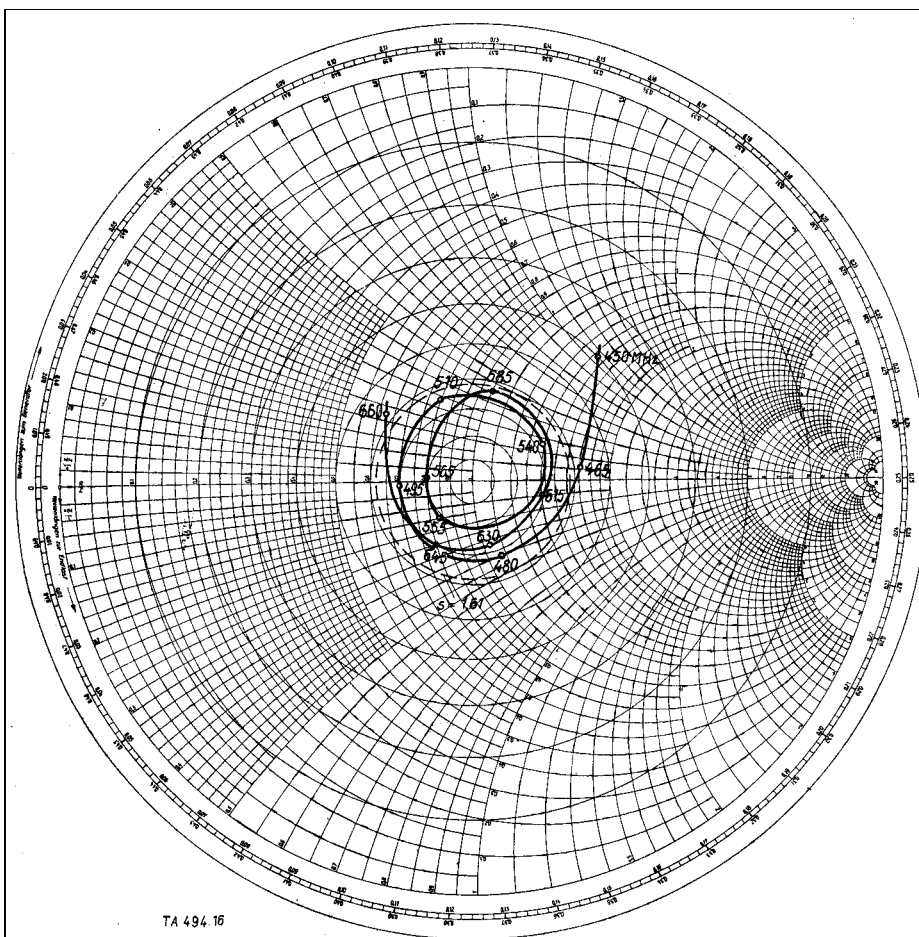
Ein Einfluß des hinter dem längsten Dipol angebrachten Kurzschlusses auf den Eingangswiderstand der Antenne tritt erwartungsgemäß nur in der Nähe der unteren Grenzfrequenz auf. Dort läßt sich der Kurzschluß unter Umständen zur Verbesserung der Anpassung verwenden.

### 3.3. Spezielle Ausführungsformen

#### 3.3.1. Verschiedenes

Alle bisherigen Ausführungen gelten für log. per. Dipolantennen, die auf dem in Abb. 3 gezeigten Grundprinzip beruhen. Der praktische Aufbau erfolgt in den meisten Fällen ähnlich Abb. 4, 5 oder 12. Es sind aber auch andere Ausführungsformen möglich. Es ist z. B. naheliegend, die einzelnen Dipole in Anlehnung an Abb. 3 über eine gekreuzte Zweidrahtleitung zu speisen. Die Dipole müssen dann allerdings durch einen Träger aus Kunststoff gehalten werden. Da diese Ausführungsform relativ billig ist, liegt ihre Verwendung als UKW- oder FS-Empfangsantenne für den Bevölkerungsbedarf nahe.

Bei Antennen mit niedriger unterer Grenzfrequenz können sich Schwierigkeiten dadurch ergeben, daß die mechanische Stabilität langer Dipole mit relativ großem Schlankheitsgrad sehr zu wünschen übrig läßt. Es kann in diesen Fällen vorteilhaft sein, an Stelle linearer Dipole z. B. aus zwei Stäben bestehende Dipole entsprechend Abb. 18 zu verwenden. Die elektrischen Eigenschaften einer



solchen Antenne entsprechen grundsätzlich denen mit gestreckten Dipolen [11].

Zwei entsprechend Abb. 4 aufgebaute Antennen lassen sich so ineinander bauen, daß ihre Polarisationsrichtungen senkrecht aufeinander stehen (siehe Abb. 19). Da beide Teilantennen voneinander entkoppelt sind, können sie entweder gleichzeitig oder abwechselnd verwendet werden. Man hat damit ein Antennensystem zur Verfügung, das sich sowohl für horizontale als auch für vertikale Polarisation eignet. Unterscheiden sich beide Teilantennen um den Maßstab  $\tau$  und schaltet man sie parallel, dann ist das Antennensystem zirkular polarisiert [12].

Log. per. Dipolantennen für Frequenzen oberhalb etwa 400 MHz können, wenn ihre Baulänge dies zuläßt, in gedruckter Schaltungstechnik aufgebaut werden. In [8] ist eine derartige Antenne für den Frequenzbereich 450 ... 2500 MHz abgebildet.

Die bedruckten Leiterplatten werden in ein schalenförmiges Kunststoffgehäuse eingelegt, so daß die Antenne vollkommen in sich geschlossen ist. Das Gehäuse dient u. a. als Witterungsschutz und garantiert eine große Betriebssicherheit. Diese gedruckten Antennen können mit großem Vorteil für Meß- und Überwachungsaufgaben in, Verbindung mit Feldstärkemeßgeräten oder Antennentestgeräten verwendet werden.

### 3.3.2. Kurzwellenantennen

Von besonderer Bedeutung für Anwendungen im Grenz- und Kurzwellenbereich sind Antennen, die - bezogen auf die Mittelachse - vollständig symmetrisch aufgebaut sind. Für vertikal Polarisation kann dann eine Antennenhälfte so auf dem Erdboden aufgebaut werden, daß die fehlende Hälfte durch das Spiegelbild ersetzt wird. Im Vergleich zu horizontal polarisierten Antennen ergeben sich verhältnismäßig geringe Bauhöhen. Sie liegen etwa  $0,25\lambda_{\max}$ . Die bisher in diesem Aufsatz betrachteten log. per. Dipolantennen sind nicht genau symmetrisch aufgebaut und daher auch nicht für diesen Zweck verwendbar. Die erforderlichen Symmetrieeigenschaften lassen sich jedoch durch Änderung des Speiseleitungssystems gegenüber der in Abb. 3 gezeigten Ausführung erreichen. In [11], [13], [14], [15] sind derartige symmetrische Antennen beschrieben.

Die bisher größte Bedeutung besitzt die in Abb. 20 dargestellte Ausführungsform, über deren elektrische Eigenschaften ausführlich in [15] berichtet wird. Diese Antenne entspricht etwa den bisher besprochenen log. per. Dipolantennen. Die richtige Speisephase der Dipole wird jedoch nicht durch ständiges Umpolen der Zweidrahtleitung erreicht, sondern durch geeignet dimensionierte offene Stichleitungen, die sich jeweils in der geometrischen Mitte zwischen zwei Dipolen befinden. Die Stichleitungen können auch durch Saugkreise aus konzentrierten Bauelementen ersetzt werden, ohne daß sich prinzipiell etwas ändert. Die Einspeisung erfolgt in beiden Fällen wie üblich am schmalen Ende der Antenne. Wird die Antenne fest auf dem Erdboden aufgebaut, dann kann eine Antennenhälfte weggelassen werden und man erhält die Anordnung Abb. 21. In dieser Form ist die Antenne vertikal polarisiert und eignet sich besonders gut als Richtantenne für den Grenz- und Kurzwellenbereich.

Die Wirkungsweise ist ähnlich der in Abb. 3 gezeigten Ausführung. Die kurzen Dipole und die offenen Stichleitungen belasten die Zweidrahtleitung kapazitiv und verringern damit die Ausbreitungsgeschwindigkeit der eingespeisten Leitungswelle. Bei richtiger Dimensionierung der Stichleitungen wird die Speisephase von Dipol zu Dipol so gedreht, daß die Antenne - wie gefordert - in Richtung ihrer fiktiven Spitze strahlt und praktisch frequenzunabhängige Eigenschaften besitzt. Die

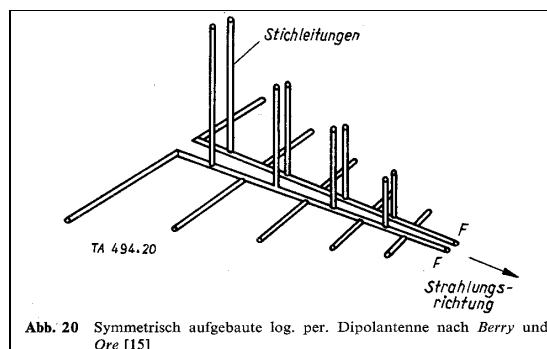


Abb. 20 Symmetrisch aufgebaute log. per. Dipolantenne nach Berry und Ore [15]

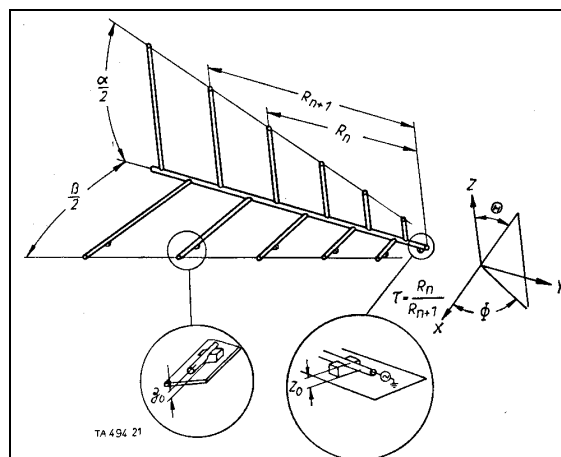


Abb. 21 Log. per. Dipolantenne über leitender Ebene [15]

Stichleitung, die bei der Betriebswellenlänge gerade etwa  $\lambda/4$  lang ist, bildet einen Kurzschluß, so daß nur ein sehr kleiner Teil der Energie den dahinter liegenden Teil der Antenne erreicht. Der größte Energieanteil wurde vorher bereits abgestrahlt oder wird reflektiert. Die Antenne, besitzt daher ebenso wie die bereits beschriebenen log. per. Antennen keinen nennenswerten Endeffekt.

Die in Abb. 20 bzw. 21 dargestellte Antenne wird durch die Parameter ( $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\tau$ ,  $Z_0$  und  $Z_0$  vollständig beschrieben, wobei im allgemeinen  $\alpha \approx \beta$  gewählt wird (werden die Stichleitungen durch Saugkreise ersetzt, dann treten die Parameter der Saugkreise an die Stelle des Wellenwiderstandes  $Z_0$  der Stichleitungen). In [15] wird ausführlich über den Einfluß der einzelnen Parameter auf die interessierenden elektrischen Eigenschaften wie Öffnungswinkel, Lage des Phasenzentrums, Fußpunkt Widerstand usw. berichtet. Das Richtdiagramm einer auf den Erdboden aufgebauten Antenne (Abb. 21) weicht von dem der symmetrischen Ausführung (Abb. 20) ab, da der Reflexionsfaktor des Bodens stark vom Einfallswinkel abhängt. Es ergibt sich ein Diagramm mit einer Nullstelle in der Horizontalen, dessen Hauptkeule gegen den Erdboden geneigt ist.

In [15] wird eine im Originalmaßstab aufgebaute Antenne für den Frequenzbereich 4 ... 20 MHz mit den Parametern  $\alpha = 60^\circ$  und  $\tau = 0,915$  beschrieben. Im gesamten Frequenzbereich wird ein Stehwellenverhältnis von 1,7 nicht überschritten.

Da im Grenz- und Kurzwellenbereich als vertikal polarisierte Richtantennen meistens Reusenantennen mit Winkelreflektor zur Anwendung kommen, sollen die Vorteile log. per. Dipolantennen an Hand eines Vergleichs mit diesen Winkelreflektorantennen gezeigt werden. Da Winkelreflektorantennen nur eine maximale Bandbreite von etwa 2 : 1 besitzen, werden für den Frequenzbereich 1,75 ... 28 MHz insgesamt vier verschiedene Antennen benötigt. Bei den in [16] beschriebenen Antennen besteht der Winkelreflektor aus drei etwa  $0,3 \lambda_{\max}$  hohen Masten (52 m hohe Stahlgittermasten bei der größten Antenne), die den Reflektor erregende Reuse ist  $0,25 \lambda_{\max}$  hoch. An Stelle der vier erforderlichen Winkelreflektorantennen kann eine einzige entsprechend Abb. 20 aufgebaute log.

Der Aufsatz befaßt sich mit dem Aufbau, der Wirkungsweise und der Dimensionierung derartiger log. per. Dipolantennen. Gemessene und gerechnete Werte werden miteinander verglichen, die Übereinstimmung ist gut. Zum Schluß wird auf spezielle Ausführungsformen log. per. Dipolantennen eingegangen. Dabei zeigt es sich, daß log. per. Dipolantennen hervorragend als vertikal polarisierte Richtstrahlantennen im Grenz- und Kurzwellengebiet geeignet sind.



## Literatur

- [1] V. H. Rumsey: Frequency Independent Antennas. IRE National Convention Record 1957, pt. 1, S. 114-118
- [2] J. D. Dyson: The Equiangular Spiral Antenna. IRE Transactions on Antennas and Propagation **AP-7** (1959) Nr. 2, S. 181-187
- [3] J. D. Dyson: The Unidirectional Equiangular Spiral Antenna. IRE Transactions on Antennas and Propagation **AP-7** (1959) Nr. 4, S. 329-334
- [4] G.H. Brown and O. M. Woodward: Experimentally Determined Radiation Characteristics of Conical and Triangular Antennas. RCA-Review **13** (1952) S. 425-452
- [5] S. Blume: Experimentelle und theoretische Untersuchungen an ebenen Flächenantennen, Z. angew. Physik **12** (1960), S. 39-47 und 72-87
- [6] H. J. Jasik: Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill-Book Company, Inc., New York-Toronto-London 1961, Kap. 18
- [7] D. E. Isbell: Log Periodic Dipole Arrays. IRE Transactions on Antennas and Propagation **AP-8** (1960) Nr. 3, S. 260-267
- [8] R. Greif und F. Scheuerecker: Dipolantennen mit großer Bandbreite, Radio Mentor **27** (1961) Nr. 8, S. 622- 626
- [9] R. Carrel: The Design of Log-Periodic Dipole Antennas, IRE National Convention Record 1951, pt. 1, S. 61-75
- [10] P. E. Mayes u. a.: Backward Wave Radiation from Periodic Structures and Application to the Design of Frequency - Independent Antennas. Proc. IRE **49** (1961) Nr. 5, S. 962-963
- [11] J. W. Carr: Some Variations in Log-Periodic Antenna Structures. IRE Transactions on Antennas and Propagation **AP-9** (1961) Nr. 2, S.229-230
- [12] R. H. du Hamel und F. R. Ore: Logarithmically Periodic Antenna Designs. IRE National Convention Record 1958, pt. 1, S. 139-151
- [13] A. F. Wickersham: Recent Developments in Very Broadband Endfire Arrays. Proc. IRE **48** (1960) Nr. 4, S. 794 - 795
- [14] A. F. Wickersham und R. E. Franks: Further Developments in Tapered Ladder Antennas. Proc. IRE **49** (1961) Nr. 1, S. 378
- [15] D. G. Berry und F. R. Ore: Log Periodic Monopole Array. IRE National Convention Record 1961, pt. 1, S. 76-85
- [16] R. Greif: Neuere Entwicklungen auf dem Gebiet des Antennenbaus (I. Teil). Rohde & Schwarz-Mitteilungen (1957) Nr. 9, S. 105-123
- [17] E. Finkel: The Log-Periodic "V"-Antenna. Electronic Industries, **21** (1962) Nr. 11, S. 230-232, S. 238 und S. 250