

Theoretische Untersuchung von Breitbandantennen mit Realisierung einer logarithmisch-periodischen Dipolantenne

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	2
1. Theorie der Antenne	3
1.1. Grundbegriffe	3
1.1.1. Definition der Antenne	3
1.1.2. Die elektromagnetische Welle	3
1.2. Elementarquellen	4
1.2.1. Isotroper Kugelstrahler	4
1.2.2. Hertzscher Dipol	4
1.2.3. Fitzgeraldscher Dipol	5
1.2.4. Huygenssche Elementarquelle	5
1.3. Kenngrößen	6
1.3.1. Polarisierung	6
1.3.2. Richtcharakteristik und Richtdiagramm	6
1.3.3. Der Richtfaktor	6
1.3.4. Der Antennengewinn	7
1.3.5. Antennenimpedanz	7
1.3.6. Mittlerer Wellenwiderstand	8
1.3.7. Verkürzungsfaktor	8
1.3.8. Welligkeit und Stehwellenverhältnis	9
1.3.9. Bandbreite	9
2. Breitbandige Antennen	11
2.1. Dicker Leiter	11
2.1.1. Dicker zylindrischer Dipol	11
2.1.2. Ebener Flächenstrahler	13
2.2. Babinet-Prinzip	13
2.3. Winkelprinzip	14
2.4. Logarithmisch-periodisches Prinzip	15
2.5. Zusammenfassung	16
3. Ausführungsformen von Breitbandantennen	17
3.1. Stabantennen und Dipole	17
3.1.1. Kegelantenne	17
3.1.2. Gefalteter Dipol	17
3.2. Abgeschlossene Langdrahtantenne	18
3.3. Wendelantenne	19
3.4. Trichterantenne	21
3.5. Spiralantenne	21
3.5.1. Winkelkonstante Spiralantenne	21
3.5.2. Archimedische Spiralantenne	22
3.6. Logarithmisch-periodische Antenne	23
3.7. Speisung von Breitbandantennen	25
3.7.1. Frequenzgangkompensation	26
3.7.2. Impedanzwandler	26
3.7.3. Symmetrierglieder	27
3.8. Epilog zu den Breitbandantennen	27
4. Entwicklung einer log.-per. Dipolantenne	29
4.1. Elektrische Dimensionierung	29
4.1.1. Geometrie der LPDA	29
4.1.2. Aktive Zone der LPDA	31
4.1.3. Physikalische Kenngrößen	33
4.1.4. Impedanz der LPDA	34
4.1.5. Hinweise zur Dimensionierung	36
4.1.6. Berechnung der LPDA-Parameter	37
4.2. Mechanischer Aufbau	40
4.3. Meßergebnisse	41
Anhang A: Programm-Listing	43
Anhang B: Literaturverzeichnis	45
Anhang C: Meßkurven	46

Einleitung

Die hohe Anzahl verschiedener Funkdienste mit ihren vielfältigen Übertragungsformen erfordern Antennen mit sehr individuellen Eigenschaften.

In diesem Dokument werden speziell Antennenformen mit einer großen Bandbreite beschrieben.

Breitbandantennen können für den Kurzwellenbereich bis hin zum Mikrowellenbereich konstruiert werden.

Im Kurzwellenbereich ist man oft auf Breitbandantennen angewiesen, weil die tages- und jahreszeitabhängigen Änderungen der Weitverkehrs-Übertragungsbedingungen einen häufigen Frequenzwechsel erfordern.

Im Ultrakurz- und Mikrowellenbereich sind die Einsatzgebiete von breitbandigen Antennen sehr vielfältig. Diese werden von Funkdiensten mit breitbandigen Übertragungstechniken oder mit oft wechselnden Betriebsfrequenzen benötigt. Dazu gehören Meß- und Überwachungsdienste, Posten für elektronische Gegenmaßnahmen (ECM), der Satellitenfunk sowie die Radioastronomie.

Oft ist es auch sinnvoll, mehrere schmalbandige Einzelantennen durch eine Breitbandantenne zu ersetzen, um einen kontinuierlichen Frequenzverlauf über mehrere Bänder zu erhalten (z.B. beim Fernseh- und Tonrundfunk). Zudem werden dadurch Materialkosten eingespart und die statische Auslastung eines Antennenträgers reduziert.

Als letztes sei der Einsatz von extrem breitbandigen Antennen in Meßlaboren erwähnt, in denen die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) von Geräten untersucht werden.

Dieses Dokument ist in vier Abschnitte unterteilt:

Im 1. Kapitel wird kurz auf die Theorie der Antenne eingegangen. Dabei werden alle Grundbegriffe erläutert, die für diese Abhandlung wichtig sind.

Die theoretischen Prinzipien von Breitbandantennen werden dann detailliert im 2. Kapitel besprochen.

Die praktischen Realisierungen bzw. die Beschreibung der wichtigsten Ausführungsformen von Breitbandantennen sind dann im Kapitel 3 zu finden.

Im letzten Kapitel wird abschließend, Schritt für Schritt, die Entwicklung einer logarithmisch-periodischen Dipolantenne geschildert.

1. Theorie der Antenne

1.1. Grundbegriffe

1.1.1. Definition der Antenne

In der drahtlosen Nachrichtenübertragungstechnik hat die Antenne im Sendefall die Aufgabe, die vom Sender gelieferte Leitungswelle in die Freiraumwelle umzuwandeln bzw. im Empfangsfall die Freiraumwelle in eine Leitungswelle zu wandeln, welche dann den Empfänger speist. Die Antenne wird deshalb auch als Wellentypwandler bezeichnet.

Damit die Abstrahlung bzw. der Empfang der elektromagnetischen Wellen reflexionsfrei erfolgt, muß die Antenne den Leitungswellenwiderstand Z_L an den Feldwellenwiderstand des freien Raums

$$Z_{F0} = 120\pi \Omega \quad (1)$$

anpassen. Dieses erreicht man durch Formgebung und Größe der Antenne.

Für alle normalen Antennenanordnungen, die keine nichtlinearen und nichtreziproken Elemente wie Verstärker und Ferrite enthalten, gilt das Reziprozitätstheorem [3], [6]. Das bedeutet, daß die gleiche Antenne zum Empfang und Senden verwendet werden kann, ohne das sich dabei ihre charakteristischen Eigenschaften bzw. Kenngrößen ändern. In diesem Dokument gelten alle Angaben bezüglich des Empfangsfall es also entsprechend auch im Sendefall und umgekehrt.

1.1.2. Die elektromagnetische Welle

Im Vergleich zur Schwingung, die durch eine zeitliche Änderung von physikalischen Größen beschrieben wird, wird die Welle durch zeitliche *und* räumliche Änderungen physikalischer Größen bestimmt.

Die Kenngrößen der elektromagnetischen Welle sind

- die Periodendauer T ,
- die Frequenz f ,
- die Wellenlänge λ .

Zwischen ihnen besteht folgender Zusammenhang:

$$\lambda = \frac{c}{f} = c \cdot T \quad (2)$$
$$c = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Die elektromagnetische Welle tritt beim offenen Schwingkreis auf, welcher als Antenne wirkt. Diese führt zu einer Abstrahlung und erzeugt ein elektromagnetisches Feld.

Die Kenngrößen des elektromagnetischen Feldes sind

- die elektrische Feldstärke \vec{E} ,
- die magnetische Feldstärke \vec{H} ,
- der Feldwellenwiderstand Z_{F0} .

Zwischen ihnen besteht folgender Zusammenhang [7]:

$$Z_{F0} = \frac{\vec{E}}{\vec{H}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 376,68 \Omega \approx 120\pi \Omega \quad (3)$$

Die Antennenstrahlung kann durch den Vektor der elektromagnetischen Leistungsdichte $\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H}$ (Poynting-Vektor) charakterisiert werden. Er gibt die Richtung *und* den Leistungsfluß der Welle je m² an.

Im Normalfall ist der Abstand zwischen der Sende- und Empfangsantenne sehr groß, verglichen mit den Abmessungen der Sendeantenne und der Freiraumwellenlänge. Vom Empfangsort aus betrachtet scheint dann die Antennenstrahlung von einem einzigen Punkt, dem sogenannten Phasenzentrum, auszugehen. In diesem Fall befindet sich die Empfangsantenne in der Fernfeldregion. Im Fernfeld kann eine ebene Wellenfront angenommen werden; d.h. Flächen gleicher Phase sind parallele Ebenen. Der Fernfeldabstand [7] ist gegeben durch

$$r \geq 2 \frac{D_0^2}{\lambda_0}, \text{ wobei } D_0 > \lambda_0. \quad (4)$$

Dabei ist r der Abstand Sendeantenne - Empfangsantenne und D_0 die größte Antennenabmessung. Den Bereich zwischen Sendeantenne und Fernfeldregion bezeichnet man als Nahfeldregion bzw. Nahfeld.

1.2. Elementarquellen

1.2.1. Isotroper Kugelstrahler

Der isotrope Kugelstrahler [9] ist eine hypothetische, verlustfreie Antenne, die in alle Richtungen des Kugelraumes gleichmäßig abstrahlt. Sie erzeugt im Abstand r winkelunabhängig die Leistungsdichte

$$S_i = \frac{P_t}{4\pi r^2}. \quad (5)$$

P_t ist dabei die Strahlungsleistung der Antenne.

Obwohl der isotrope Kugelstrahler praktisch nicht realisiert werden kann, ist er als theoretische Vergleichsantenne durchaus sinnvoll. So wird der Gewinn einer Antenne meistens in Bezug auf den isotropen Kugelstrahler angegeben.

1.2.2. Hertzscher Dipol

Der Hertzsche Dipol (elektrischer Elementardipol) [7], [9] ist ein fiktiver Strahler, dessen Länge Δ infinitesimal kurz ist und bei dem eine konstante Stromverteilung angenommen wird. In der Praxis kann er durch einen Dipol angenähert werden, dessen Länge L klein gegenüber der Wellenlänge λ_0 ist.

$$L < \frac{\lambda_0}{8} \quad (6)$$

Eine nahezu konstante Strombelegung kann durch entsprechend große Dachkapazitäten gebildet werden. Der Hertzsche Dipol beschreibt das Feld eines elementaren Stromelements. Durch Überlagerung äquivalenter Hertzscher Dipole können die Felder stromführender Leiter berechnet werden. Dabei gilt für das Gesamtfeld des Hertzschen Dipols in der Fernfeldregion:

$$\underline{H}_\vartheta = j \frac{\beta_0 \underline{I}_0 \Delta}{4\pi r} \sin(\vartheta) e^{-j\beta_0 r} \quad (7)$$

$$\underline{E}_\vartheta = j Z_{F0} \frac{\beta_0 \underline{I}_0 \Delta}{4\pi r} \sin(\vartheta) e^{-j\beta_0 r} \quad (8)$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{\omega}{c_0} \quad (9)$$

1.2.3. Fitzgeraldscher Dipol

Ersetzt man beim Hertzschen Dipol den eingepprägten elektrischen Strom \underline{I}_0 durch einen dualen eingepprägten magnetischen Strom \underline{I}_{M0} , so erhält man den Fitzgeraldschen Dipol (magnetischer Elementardipol) [9]. In der Praxis erreicht man dieses, in dem man durch eine elektrisch kleine Leiterschleife der Fläche A einen konstanten Strom I_0 führt. Es gilt dann:

$$\underline{I}_{M0} \Delta = j \omega \mu_0 \underline{I}_0 A \quad (10)$$

In der Fernfeldregion erhält man für den Fitzgeraldschen Dipol:

$$\underline{H}_\vartheta = j \frac{\beta_0 \underline{I}_{M0} \Delta}{4\pi r Z_{F0}} \sin(\vartheta) e^{-j\beta_0 r} \quad (11)$$

$$\underline{E}_\vartheta = -j \frac{\beta_0 \underline{I}_{M0} \Delta}{4\pi r} \sin(\vartheta) e^{-j\beta_0 r} \quad (12)$$

1.2.4. Huygenssche Elementarquelle

Nach dem Huygensschen Gesetz bildet jeder Punkt einer primären Wellenfront ein Erregungszentrum einer sekundären Kugelwelle. Innerhalb eines Ausschnitts der Wellenfront mit den Seitenlängen Δ_a und Δ_b kann eine solche Sekundärquelle durch eine Überlagerung aus Hertzischem- und Fitzgeraldschem Dipol beschrieben werden. Diese bezeichnet man dann als Huygenssche Elementarquelle [9]. Ihre Felder erhält man durch folgende Gleichungen:

$$\underline{E}_\vartheta = j \frac{\underline{E} \Delta_a \Delta_b}{2r \lambda_0} (1 + \cos(\vartheta)) \sin(\varphi) e^{-j\beta_0 r} \quad (13)$$

$$\underline{H}_\vartheta = \frac{\underline{E}_\vartheta}{Z_{F0}} \quad (14)$$

$$\underline{E}_\varphi = j \frac{\underline{E} \Delta_a \Delta_b}{2r \lambda_0} (1 + \cos(\vartheta)) \cos(\varphi) e^{-j\beta_0 r} \quad (15)$$

$$\underline{H}_{\vartheta} = -\frac{\underline{E}_{\varphi}}{Z_{F0}} \quad (16)$$

Dabei ist $\underline{H}\Delta_a\Delta_b = \underline{I}_0\Delta$ und $\underline{E}\Delta_a\Delta_b = \underline{I}_{M0}\Delta$.

Mit diesen Formeln kann z.B. das Strahlungsfeld bzw. die Richtcharakteristik einer ¹Aperturantenne berechnet werden.

1.3. Kenngrößen

1.3.1. Polarisation

Die Polarisation [7], [10] gibt die Richtung des Vektors der elektrischen Feldstärke in der ausgestrahlten elektromagnetischen Welle an. Man unterscheidet dabei zwischen linearer und kreisförmiger Polarisation.

Bei der linearen Polarisation verlaufen die elektrischen Feldlinien geradlinig. Sind sie senkrecht zur Erdoberfläche gerichtet, spricht man speziell von vertikaler Polarisation; verlaufen sie horizontal zur Erdoberfläche, so liegt horizontale Polarisation vor.

Ist die Richtung der elektrischen Feldkomponente nicht fixiert, sondern läuft kontinuierlich in Kreisform, dann spricht man von zirkularer Polarisation. Je nach Umlaufsinn unterscheidet man hier noch in rechtsdrehender und linksdrehender Polarisation.

1.3.2. Richtcharakteristik und Richtdiagramm

Die Richtcharakteristik bzw. Strahlungscharakteristik beschreibt die Richtungsabhängigkeit der Amplitude, Phase und Polarisation der von der Antenne erzeugten Feldstärke. In der Praxis bezieht man sich jedoch nur auf die Amplitude der elektrischen oder magnetischen Feldstärke $E_{(\varphi, \vartheta)}$ bzw. $H_{(\varphi, \vartheta)}$ oder auf die von einer Antenne aufgenommene Empfangsspannung $U_{(\varphi, \vartheta)}$. Es wird die Richtcharakteristik auf den Maximalwert bezogen angegeben:

$$C_{(\varphi, \vartheta)} = \frac{E_{(\varphi, \vartheta)}}{E_{\max}} = \frac{H_{(\varphi, \vartheta)}}{H_{\max}} = \frac{U_{(\varphi, \vartheta)}}{U_{\max}} \quad (17)$$

Betrachtet man lediglich eine oder mehrere Schnittebenen der Richtcharakteristik und stellt diese grafisch dar, erhält man das Richtdiagramm bzw. Strahlungsdiagramm. Schnitte durch die E-Ebene bzw. durch die H-Ebene werden speziell Vertikal- und Horizontaldiagramm genannt.

1.3.3. Der Richtfaktor

Gegenüber Rundstrahlantennen, welche in alle Raumrichtungen annähernd gleich stark strahlen, haben Richtantennen eine mehr oder minder stark ausgeprägte Vorzugsrichtung. Der Richtfaktor D ist das Verhältnis der Strahlungsleistungsdichte S_{\max} der Antenne in Hauptstrahlungsrichtung verglichen mit der Strahlungsleistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers als Referenzantenne bei gleicher Strahlungsleistung P_t [9].

$$D = \left. \frac{S_{\max}}{S_i} \right|_{P_i = \text{konst.}} \quad (18)$$

¹Flächenstrahler mit ebener Strahlungsöffnung

$$D = \frac{4\pi \cdot C_{\text{ges,max}}^2}{\int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\vartheta=0}^{\pi} C_{\text{ges}}^2(\varphi, \vartheta) \sin(\vartheta) d\vartheta d\varphi} \quad (19)$$

1.3.4. Der Antennengewinn

Der Gewinn G ist das Verhältnis der Strahlungsleistungsdichte S_{max} der Antenne in Hauptstrahlungsrichtung verglichen mit der Strahlungsleistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers als Referenzantenne bei gleicher zugeführter Eingangsleistung P_{i0} [7], [9].

$$G = \left. \frac{S_{\text{max}}}{S_i} \right|_{P_{i0}=\text{konst.}} \quad (20)$$

Der Gewinn ist über den Antennenwirkungsgrad η mit dem Richtfaktor verknüpft.

$$G = \eta \cdot D$$

$$\eta = \frac{P_t}{P_{i0}} \quad (21)$$

Wird statt des isotropen Kugelstrahlers der Hertzsche Dipol als Referenzantenne benutzt, gilt:

$$G_{\text{Hz}} = \frac{G_i}{1,5} \quad (22)$$

Bezieht man sich auf den Halbwellendipol:

$$G_D = \frac{G_i}{1,64} \quad (23)$$

In der Praxis wird statt des Gewinnfaktors oft der Gewinnpegel $g = 10 \log G$ in dB angegeben.

1.3.5. Antennenimpedanz

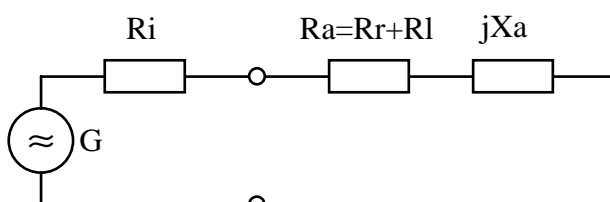


Bild 1 Ersatzschaltbild der Antenne im Sendefall

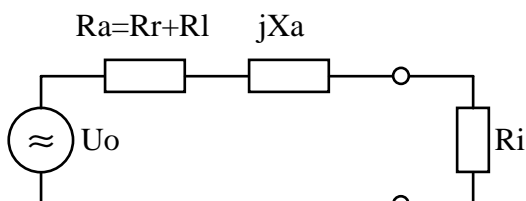


Bild 2 Ersatzschaltbild der Antenne im Empfangsfall

Der Realteil des Antennenwiderstandes einer verlustbehafteten Antenne besteht aus dem Strahlungswiderstand R_r und dem Verlustwiderstand R_l .

$$R_r = \frac{2P_t}{I^2} \quad (24)$$

$$R_l = \frac{2(P_{t0} - P_t)}{I^2} \quad (25)$$

Der Strahlungswiderstand des verlustlosen Hertzschen Dipols beträgt [7]:

$$R_r = 80\pi^2 \left(\frac{\Delta}{\lambda_0} \right)^2 \Omega \quad (26)$$

Für die Antennenimpedanz eines infinitesimal dünnen Halbwellendipols mit sinusförmiger Stromverteilung gilt [6]:

$$\begin{aligned} Z_A &= R_A + jX_A \\ &= 30[C + \ln(2\pi) - \text{Ci}(2\pi) + j\text{Si}(2\pi)] \Omega \\ &= (73,13 + j42,54) \Omega \end{aligned} \quad (27)$$

Dabei ist C die Eulersche Konstante ($C = 0,577215664901532\dots$)

Um nun den Halbwellendipol bei Resonanz betreiben zu können, muß $jX_A = 0$ werden. Dieses wird durch Kürzen der Dipollänge h um den Faktor 0,96 erreicht.

$$h_{\text{Res}} = 0,48 \cdot \lambda_0 \quad (28)$$

1.3.6. Mittlerer Wellenwiderstand

Antennen weisen eine bestimmte Induktivität und Kapazität auf, welche im Gegensatz zu gestreckten elektrischen Leitungen nicht entlang des Leiters konstant sind. So fällt bei Antennen die Kapazität zu den Strahlenden hin ab. Dieses wird deutlich, wenn man durch Aufklappen einer Zweidrahtleitung einen Dipol entstehen läßt.

Analog zur Leitungstheorie wird der Wellenwiderstand einer verlustlosen Antenne wie folgt definiert [9]:

$$Z_w = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (29)$$

Dabei ist C' der Kapazitätsbelag. Er gibt die Kapazität pro Längeneinheit an der betrachteten Stelle des Antennenleiters an. Entsprechend ist L' der Induktivitätsbelag und gibt die Selbstinduktion pro Längeneinheit an. Werden C' und L' als konstant angenommen, so erhält man den mittleren Wellenwiderstand Z_M .

1.3.7. Verkürzungsfaktor

Die in Gleichung 28 beschriebene elektrische Länge eines Strahlers gilt nur für einen unendlich dünnen Leiter der in völlig freier Umgebung betrieben wird. Reale Dipole müssen schon wegen der mechani-

schen Festigkeit eine Mindestdicke besitzen und befinden sich immer in der Nähe von Bäumen, Häusern und vor allem nahe des Erdbodens. Dadurch haben die Dipolenden mehr Kapazität als im Idealzustand, und die Resonanzfrequenz sinkt.

Um die mechanische Länge einer Antenne zu bestimmen, muß der Verkürzungsfaktor V , welcher abhängig vom Schlankheitsgrad s der Antenne ist, berücksichtigt werden.

$$V = \frac{s}{1+s} \quad (30)$$

$$s = \frac{h}{d} \quad (31)$$

Es sind h die Leiterlänge und d der Leiterdurchmesser der Antenne. Die physikalische Antennenlänge eines Halbwellendipols erhält man also aus

$$h_{\text{phy}} = 0,48 \cdot V \cdot \lambda_0 = 0,48 \cdot \frac{h}{\frac{d}{h} + 1} \cdot \lambda_0 \quad (32)$$

1.3.8. Welligkeit und Stehwellenverhältnis

Ist der Antenneneingangswiderstand Z_A gleich dem Wellenwiderstand Z_L der Versorgungsleitung, nimmt die Antenne genau den Strom auf, den die Leitung bei der angelegten Spannung führt. Es besteht Anpassung. Jede Abweichung bedeutet eine Fehlanpassung. Dabei kann die Antenne den Strom bzw. die Spannung nicht vollständig aufzehren, und ein Teil davon läuft in die Leitung zurück. Ist die Leitung offen oder kurzgeschlossen, wird die elektromagnetische Welle am Ende völlig reflektiert, und man spricht von Totalreflektion.

Ein Maß für die Anpassung ist der Welligkeitsfaktor s oder das Stehwellenverhältnis $VSWR$, das aus den Amplituden von hin- und rücklaufender Welle bestimmt wird.

$$VSWR = \left| \frac{\underline{U}_h + \underline{U}_r}{\underline{U}_h - \underline{U}_r} \right| = s \quad (33)$$

1.3.9. Bandbreite

Die Bandbreite einer Antenne beschreibt das Frequenzintervall, in dem die elektrischen Eigenschaften dieser Antenne konstant bleiben bzw. sich nur um zulässige Werte ändern. Dazu gehören in erster Linie

- die Kontinuität der Eingangsimpedanz,
- die Form des Richtdiagramms,
- das Polarisationsverhalten.

Man spricht allgemein von einer Breitbandantenne, wenn innerhalb einer Oktave das Stehwellenverhältnis den Faktor 2 nicht überschreitet [14].

$$VSWR \leq 2,0 \quad \text{im Bereich} \quad \frac{f_o}{f_u} \geq 2,0 \quad (34)$$

Als Maß der Bandbreite wird bei Schmalbandantennen das Verhältnis von Arbeitsfrequenzintervall zur Mittenfrequenz in Prozent angegeben:

$$\frac{f_o - f_u}{f_m} \cdot 100\% \quad (35)$$

Bei Antennen mit größerer Bandbreite als das Verhältnis von oberer Grenzfrequenz zur unteren Grenzfrequenz:

$$\frac{f_o}{f_u} \quad (36)$$

Die Werte für f_o und f_u sind abhängig vom Typ und dem Einsatz der Antenne. Meistens werden die beiden Eckfrequenzen aufgeführt, in deren Bereich das Stehwellenverhältnis einen bestimmten Wert nicht überschreitet.

Bei Richtantennen ändert sich während entsprechender Frequenzvariation das Richtdiagramm und die Hauptstrahlungsrichtung oft mehr als die Eingangsimpedanz. Hier wird zur Bestimmung der Bandgrenzen die Formänderung des Richtdiagramms und vereinzelt der Abfall des Antennengewinns herangezogen.

Oberhalb einer bestimmten Frequenzgrenze wird die Polarisation von zirkular polarisierten Antennen zunehmend elliptisch. Zur Definition der Bandbreite wird hier ein Achsenverhältnis der Polarisationsellipse von 2:1 als Grenzwert benutzt.

2. Breitbandige Antennen

Es gibt mehrere Konzepte, eine Antenne breitbandig zu gestalten.

1. **Prinzip des dicken Leiters:** Die einfachste, aber auch uneffektivste Methode ist es, die Elemente einer Antenne aus dicken Leitern zu konstruieren.
2. **Das erweiterte Babinet-Prinzip:** Eine Antenne deren Form zu sich selber komplementär ist, hat einen frequenzunabhängigen Eingangswiderstand und ist somit breitbandig.
3. **Das Winkelprinzip:** Eine frequenzunabhängige Antenne erhält man, wenn die Geometrie der Antennenstruktur nur durch Winkel beschrieben wird.
4. **Das logarithmisch-periodische Prinzip:** Besteht die Struktur einer Antenne aus mehreren Resonanzelementen, deren Abmessungen sich gemäß den Gliedern einer geometrischen Reihe abstufen, so erhält man eine pseudofrequenzunabhängige Antenne.

Fast alle praktischen Breitbandantennen können aus mindestens einem dieser vier Prinzipien abgeleitet werden. Sie werden in den folgenden Abschnitten im einzelnen beschrieben.

2.1. Dicker Leiter

2.1.1. Dicker zylindrischer Dipol

Innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches darf sich bei einer Breitbandantenne deren Antenneneingangsimpedanz nur geringfügig ändern. Diese ist vom Schlankheitsgrad der Antenne abhängig.

Bild 3 Impedanzverlauf eines Dipols

Bild 4 Eingangsimpedanz eines Dipols

Bild 5 Eingangsimpedanz bei der 2. Resonanz

Bild 6 VSWR bei unterschiedlichem Schlankheitsgrad

Bild 3 zeigt den Eingangsimpedanzverlauf einer Dipolantenne als Funktion der Länge, jeweils für den Schlankheitsgrad 60 und 2000. Es ist zu sehen, daß die Änderung des Blindwiderstandes jX_A der Antennenimpedanz als Funktion der Länge bei dicken Strahlern kleiner ist als bei Strahlern mit großem Schlankheitsgrad. Bild 5 zeigt noch deutlicher, daß die Frequenzabhängigkeit der Antennenimpedanz bei kleinerem Schlankheitsgrad geringer ist. Entsprechend verbessert sich auch die Anpassung der Antenne (Bild 6).

Die Dicke eines Strahlers wirkt sich sehr stark auf den Antenneneingangswiderstand bei der zweiten Antennenresonanz R_2 aus, während die Eingangsimpedanz bei der ersten Antennenresonanz R_1 nahezu gleich bleibt. R_1 beträgt bei der $\lambda_0/4$ -Stabantenne ca. 40Ω und beim $\lambda_0/2$ -Dipol ca. 80Ω . R_2 ist mit R_1 über den natürlichen Antennenwiderstand Z_n verknüpft [13]:

$$R_2 = \frac{Z_n^2}{R_1} \quad (37)$$

$$Z_n = 150 \log \frac{h}{d} = 150 \log s \quad (38)$$

R_2 ist zudem vom mittleren Wellenwiderstand Z_M abhängig. Bei relativ dünnen Stabantennen gilt:

$$R_2 \approx \frac{Z_M^2}{160 \Omega} \quad (39)$$

$$Z_M = 120 \left(\ln \frac{2h}{d} - 1 \right) \Omega \quad (40)$$

Einen dicken Halbwellendipol erhält man, in dem man sich mehrere dünne Halbwellendipole parallelgeschaltet denkt. Dabei addieren sich die Kapazitätsbeläge, während sich die Induktivitätsbeläge vermindern. Der mittlere Wellenwiderstand Z_M wird dadurch kleiner und infolgedessen auch R_2 . Dies hat eine geringere Frequenzabhängigkeit der Eingangsimpedanz zur Folge.

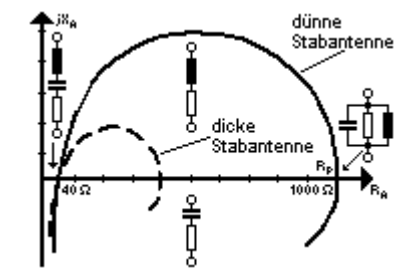


Bild 7 Impedanzverlauf einer Stabantenne

Die Antennenimpedanz kann in Resonanznähe durch einen gleichwertigen Resonanzkreis dargestellt werden (Bild 7). An der ersten Antennenresonanz ($h/\lambda_0 \approx 0,5$) durch einen Reihenkreis (Stromresonanz) und an der zweiten Antennenresonanz ($h/\lambda_0 \approx 1$) durch einen Parallelkreis (Spannungsresonanz). Entsprechend kann für die Antenne eine Kreisgüte Q definiert werden. Eine Anpassung der Antenne ist lediglich in einem begrenzten Frequenzbereich möglich:

$$\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} < \frac{1}{\pi \cdot Q} \quad (41)$$

Für eine $\lambda_0/4$ -Stabantenne berechnet sich die Antennengüte [3], [13] zu

$$Q = \frac{\pi \cdot Z_M}{4 \cdot R_{\text{Res1}}} \approx 3 \dots 10 \quad (42)$$

und für eine $\lambda_0/2$ -Stabantenne gilt

$$Q = \frac{\pi \cdot R_{\text{Res2}}}{2 \cdot Z_M} \approx 2 \dots 6 \quad (43)$$

Bild 8 Äquivalente Kreisgüte Q einer Antenne

Bild 9 Größte mögliche Bandbreite

Man erhält für die erste Antennenresonanz etwas höhere Güten als an der zweiten Antennenresonanz (Bild 8). Da die Bandbreite der Antenne mit steigender Güte abnimmt, ist es für eine große Bandbreite vorteilhaft, die zweite Resonanzstelle zu wählen (Bild 9).

Breitbanddipole bzw. breitbandige Stabantennen werden aus dicken Metallzylindern oder aus reusenförmigen Drahtkäfigen erstellt (Bild 10). Dabei weisen jedoch die Querschnittsflächen der Dipolhälften am Speisepunkt eine große Kapazität gegeneinander auf. Um nun die dünne Speiseleitung besser anpassen zu können, werden die dicken Elemente am Speisepunkt konisch verjüngt.

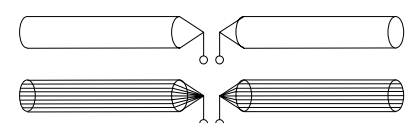


Bild 10 Dicke Dipole

2.1.2. Ebener Flächenstrahler

Um die Abhängigkeit der Eingangsimpedanz einer Antenne von der Frequenz zu verringern, ist es ausreichend, den Querschnitt eines Strahlers nur in einer Richtung zu vergrößern [3].

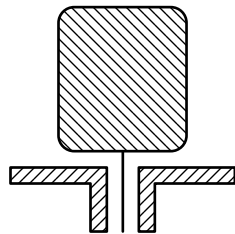


Bild 11 Flächenstrahler

Wird eine rechteckige ebene Platte, dessen Speisepunkt in der Mitte einer Seite liegt, senkrecht zu einer leitenden Ebene montiert (Bild 11), so kann eine Bandbreite von 3:1 erreicht werden. Die Welligkeit ist stark von der Höhe des Strahlers über der leitenden Ebene abhängig und um so kleiner, je schmaler dieser Abstand ist.

Ein ebener Flächenstrahler der Länge L , der Breite b und der Dicke C hat den gleichen Eingangswiderstand (2. Antennenresonanz) wie ein Zylinder der Länge L und dem Durchmesser d , wenn

$$d = \frac{1}{2}(b + C) \quad \text{für } L/b \gg 1 \text{ und } 2\pi b/\lambda \ll 1.$$

2.2. Babinet-Prinzip

Das Babinetsche Prinzip [3], [4], [6] ist ein Gesetz aus der Optik und lautet:

"Wird der Lichtfluß einer Lichtquelle einmal durch eine Blende, ein anderes Mal durch eine dazu komplementäre Blende abgeschirmt, so ist die Summe deren Felder auf einem Schirm mit konstanter Entfernung zur Quelle gleich dem ungestörten Feld ohne Blende."

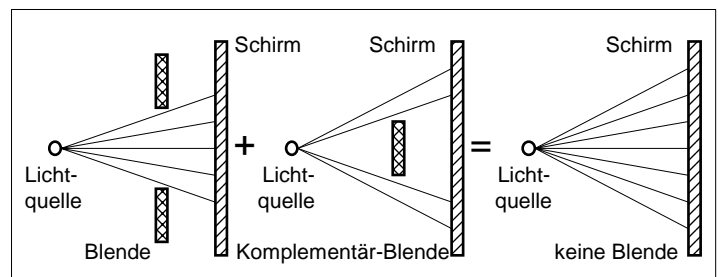


Bild 12 Babinetsches Theorem

Wird das Babinetsche Prinzip erweitert und auf die vektorielle elektromagnetische Strahlung angewandt, gelten folgende Beziehungen:

$$\begin{aligned} E_e + E_m &= E_0 \\ H_e + H_m &= H_0 \end{aligned} \quad (45)$$

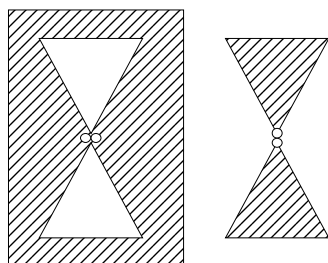


Bild 13 Schlitzantenne und dazu komplementärer Flächenstrahler

E_e, H_e bezeichnen die Felder hinter einer elektrischen Blende und E_m, H_m die hinter einer dazu komplementären magnetischen Blende. E_0, H_0 kennzeichnen das Feld ohne Blende. Wird die nicht realisierbare magnetische Blende durch einen elektrischen Leiter gleicher Größe ersetzt, müssen auch die Größen U, I, Z, E und H durch I, U, Y, H und E ausgetauscht werden. Dann hat zum Beispiel ein ebener Flächenstrahler, der aus zwei dreieckigen Scheiben besteht, das gleiche Strahlungsverhalten wie zwei an den Spitzen gespeisten dreieckförmigen Öffnungen. Die Eingangsimpedanzen des Flächendipols und der komplementären Schlitzantenne haben zueinander die Beziehung [4], [6]

$$Z_F \cdot Z_S = \frac{Z_{F0}^2}{4}. \quad (46)$$

Aus dieser Gleichung ist zu ersehen, daß eine Antenne breitbandig ist, wenn deren komplementäre Antenne ebenfalls breitbandig ist. Ist eine Antenne selbstkomplementär, d.h. wenn deren Fläche in Form und ebenso in ihrer Größe gleich ihrer komplementären Fläche ist, so gilt folgender frequenzunabhängiger Ausdruck [4], [6]:

$$Z_F = Z_S = \frac{Z_{F0}}{2} \approx 60\pi \Omega \quad (47)$$

Es ist zu beachten, daß eine Struktur nur dann selbstkomplementär sein kann, wenn sie unendlich ausgedehnt ist. Bild 16 zeigt einige selbstkomplementäre Antennenformen.

2.3. Winkelprinzip

Die Strahlungscharakteristik und Eingangsimpedanz einer Antenne ist abhängig von der geometrischen Form und der Strahlerlänge bezogen auf die Wellenlänge. Bleiben jedoch die Abmessungen einer Antenne normiert auf die Wellenlänge gleich, so bleiben auch deren elektrischen Eigenschaften konstant. Eine Antenne deren Form bei einer Maßstabsänderung unverändert bleibt ist also frequenzunabhängig. Solch eine Struktur muß jedoch unendlich ausgedehnt sein und auch die Einspeisepunkte müssen unendlich nahe benachbart sein (Bild 14). Diese Forderungen sind dann erfüllt, wenn das Objekt nur durch die Angabe von Winkeln definiert werden kann. Beispiele für solche Gleichwinkelantennen sind Kegel- bzw. Konusdipole sowie ebene Ausführungen wie die Schmetterlingsantenne.

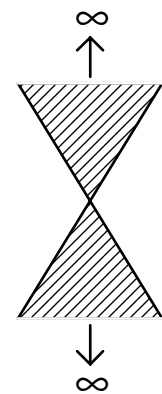


Bild 14

Dem Winkelprinzip gehorcht auch die logarithmische Spiralantenne. Die Kanten eines Spiralarms werden in Polarkoordinaten (r , φ) durch folgende Gleichungen beschrieben:

$$\begin{aligned} r_1 &= ke^{a\varphi} \\ r_2 &= ke^{a(\varphi-\delta)} = Kr_1 \\ K &= e^{-a\delta} < 1 \\ a &= \text{konst.}; \delta = \text{konst.} \end{aligned} \quad (48)$$

Der Winkel φ zwischen der Radiuskoordinate r und der Spiraltangente ist konstant (Bild 15). Es wird daher von einer winkelkonstanten Spiralantenne gesprochen. Bei einer ebenen Spirale ergibt das Verhältnis des Radius eines Spiralarmrandes, bezogen auf den Radius nach einer vollen Umdrehung, ebenfalls eine Konstante.

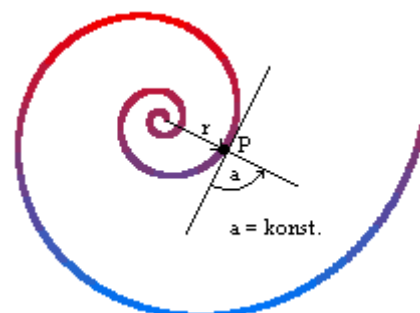


Bild 15 Logarithmische Spirale

$$\frac{r_{n+1}}{r_n} = \frac{ke^{a(\varphi+(n+1)2\pi)}}{ke^{a(\varphi+n2\pi)}} = e^{a2\pi} = \varepsilon \quad (49)$$

Dabei bezeichnet man ε als den Ausdehnungskoeffizient [14] einer Spiralantenne.

Wird bei einer zweiarmigen Spirale δ in Formel 48 zu 90° gewählt, erhält man eine selbstkomplementäre Struktur mit einer Eingangsimpedanz von $60\pi \Omega$.

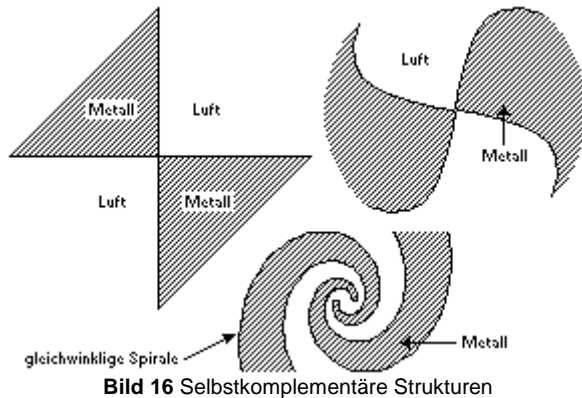


Bild 16 Selbstkomplementäre Strukturen

Die Gleichwinkelantennen sind wie die selbstkomplementären Antennen frequenzunabhängig, solange sie eine unendliche Ausdehnung besitzen. In der Praxis führen die jeweiligen Minimal- und Maximalabmessungen jedoch zu einer oberen und unteren Grenzfrequenz.

Die obere Frequenzgrenze wird durch die Form der Speisestelle bestimmt. Wird die Frequenz weiter erhöht, treten höhere Schwingungsformen auf, welche die Anpassung und Strahlungscharakteristik beeinflussen.

Die endliche Länge der Antenne verursacht bei tiefen Frequenzen an der Strukturbegrenzung Feldstörungen. Dieser Endeffekt wirkt sich auf Anpassung, Strahlung und bei Spiralantennen auch auf die Polarisation aus. Er legt damit die untere Frequenzgrenze fest.

Um die Rückwirkungen des Endeffektes zu verringern, muß entlang der Antennenstruktur eine starke Abstrahlung erfolgen. Dadurch ist der Strombelag der eingespeisten Leitungswelle bis zum Strukturende soweit abgesunken, daß keine oder nur geringe Reflexion auftritt. Antennen mit dieser Eigenschaft besitzen eine hohe Strahlungsdämpfung. Der Bereich der Antennenstruktur, der für die Abstrahlung sorgt, wird als aktive Zone bezeichnet (s. Kap. 4.1.2.). Da für große Strahlungsdämpfung kleine Wellenwiderstände erforderlich sind, müssen Antennen mit geringem Schlankheitsgrad verwendet werden.

2.4. Logarithmisch-periodisches Prinzip

Das logarithmisch-periodische Prinzip baut auf das Winkelprinzip des vorherigen Kapitels auf.

Um die Endeffekte bei den Gleichwinkelantennen abzuschwächen, und damit eine größere Bandbreite zu erreichen, muß die Strahlungsdämpfung dieser Antennen weiter erhöht werden. Dieses kann durch den Einbau von resonanzfähigen Elementen in die Winkelstruktur erfolgen. Solche Resonanzstellen erhält man z.B. durch periodisch über die Antennenstruktur eingefügten Schlitzten oder gezahnten Strukturändern (Bild 17). Da diese Resonanzelemente jedoch frequenzabhängig sind, müssen sie ausreichend eng benachbart angelegt werden.

Analog zum Ausdehnungskoeffizienten der Spiralantenne (Gleichung 49) wird hier das Verhältnis dieser Abstände (bezogen auf den Scheitelpunkt) durch den Stufungsfaktor τ festgelegt.

$$\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{R_n}{R_{n-1}} < 1 \quad (50)$$

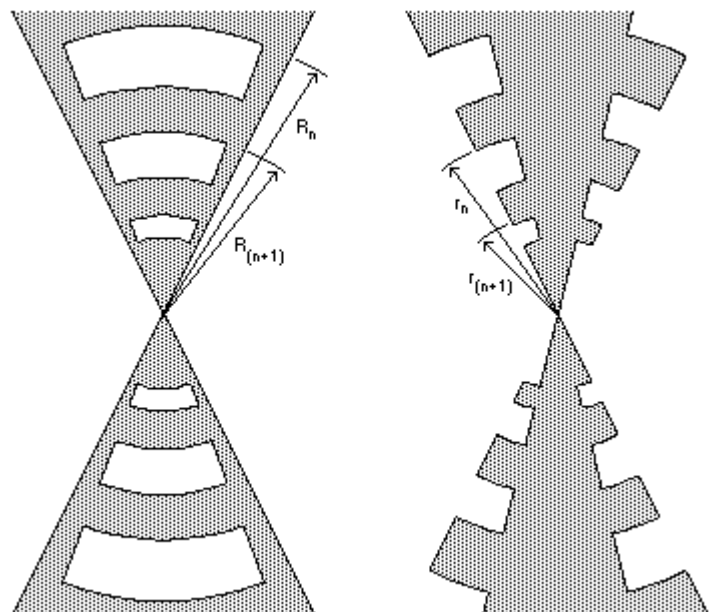


Bild 17 Ebene logarithmisch-periodische Strukturen

Besitzt ein Resonanzelement die Länge L_0 , so ist das nächst kleinere τL_0 lang, das dritte $\tau^2 L_0$, usw. Es gilt

$$L_n = L_0 \cdot \tau^n. \quad (51)$$

Werden beide Seiten logarithmiert, erhält man:

$$\ln L_n = \ln L_0 + n \ln \tau \quad (52)$$

Da $\ln L_0$ und $\ln \tau$ konstant sind, erhöht sich bei verschiedenen Werten von n der Logarithmus von L_n in gleichen periodischen Schritten. Eine solche Struktur nennt man daher logarithmisch-periodisch.

Die Bandbreite einer Periode beträgt dabei

$$\frac{f_n}{f_{n+1}} = \tau \quad \text{mit} \quad f_n < f_{n+1}. \quad (53)$$

Entsprechend gilt:

$$\ln f_{n+1} = \ln f_n - \ln \tau \quad (54)$$

Die elektrischen Eigenschaften einer logarithmisch-periodischen Antenne wiederholen sich also periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz, da sich in demselben Maße auch die Struktur wiederholt.

Wählt man die Kontur der Antenne und die Periode $\ln \tau$ so, daß die Änderungen von Richtdiagramm und Scheinwiderstand innerhalb einer Periode klein bleiben, dann sind auch für alle übrigen Perioden diese Schwankungen klein. Trägt man den Betrag der Eingangsimpedanz gegen $\ln f$ auf, so schwankt dieser um einen Mittelwert der Periode $0,5 \ln 1/\tau$. Auch das Richtdiagramm verändert seine Form periodisch mit der Änderung der Frequenz. Die Formen wiederholen sich bei f und $\tau \cdot f$, da die Resonanzelemente nur bei bestimmten Frequenzen genau $\lambda_0/4$ lang sind. Der Stufungsfaktor τ sollte deshalb nur wenig vom Wert 1 abweichen.

Wegen den Schwankungen kann man selbst bei unendlicher Ausdehnung nicht von einer frequenzunabhängigen Antenne sprechen. Antennen, die nach dem logarithmisch-periodischen Prinzip arbeiten, werden daher als pseudofrequenzunabhängige Antennen bezeichnet.

2.5. Zusammenfassung

Die ideale Breitbandantenne besitzt eine Struktur, die jeden der oben genannten Prinzipien gehorcht.

Eine solche Antenne muß einen Querschnitt besitzen, der vom Speisepunkt aus proportional mit der Entfernung zunimmt. Ein solcher dicker Strahler kann dabei ein flaches oder ein kreisförmiges Profil besitzen. Ferner muß die Strahlerlänge bezogen auf die Betriebsfrequenz lang sein, um Reflexionen am Antennenende zu vermeiden. Entlang dieser Strecke muß die Antenne eine fortschreitende Welle führen oder eine hohe Strahlungsdämpfung besitzen welche durch Eingliedern von Stoßstellen positiv beeinflusst werden kann.

3. Ausführungsformen von Breitbandantennen

3.1. Stabantennen und Dipole

3.1.1. Kegelantenne

Der Wellenwiderstand eines zylinderförmigen Dipols ist entlang seiner Achse nicht konstant und nimmt nach außen hin stetig zu (s. Kapitel 1.3.6.). Die dadurch entstehenden Teilreflektionen können verhindert werden, wenn die Antennenform an den Energieniveauflächen des Dipols angepaßt wird [3]. Günstig sind dabei kegelförmige oder tropfenförmige Antennenstrukturen.

So ist bei der Doppelkegelantenne der Wellenwiderstand konstant und nur vom Öffnungswinkel 2α des Kegels abhängig [3], [6]:

$$Z_A = 120 \ln\left(\cot \frac{\alpha}{2}\right) \Omega \quad (55)$$

Wird die Kegelantenne als Unipol über einer leitenden Ebene betrieben, so halbiert sich der Wert des Wellenwiderstandes.

Die bei tiefen Frequenzen entstehenden Feldstörungen am Kegelende kann man durch Aufsetzen eines kugelförmigen Daches reduzieren. Der Übergang vom Kegel zur Kuppel sollte möglichst fließend sein, um Stoßstellen zu vermeiden. Bild 18 zeigt die Welligkeit eines Kegels mit ebenem Dach im Vergleich zu Kegelantennen mit Ellipsoid- und Kegeldach.

Bild 18 Welligkeit von Kegelantennen

Die Welligkeit kann noch weiter verringert werden, in dem der obere Kegel einer Doppelkegelantenne durch eine runde Scheibe ersetzt wird. Dieser Antennentyp wird entsprechend Discone-Antenne [14] genannt und kann ein Eckfrequenzverhältnis von 1:8 aufweisen. Innerhalb dieses großen Frequenzbereiches sind die elektrischen Eigenschaften recht konstant. Lediglich der Erhebungswinkel nimmt mit steigender Frequenz zu.

Die Discone-Antenne kann sehr einfach und ohne Symmetrierglied mit einem Koaxial-Kabel gespeist werden, wenn es durch den feldfreien Kegelinnenraum geführt wird.

3.1.2. Gefalteter Dipol

Wird parallel zu einem Dipol ein weiterer Leiter angebracht und deren Enden miteinander verbunden, so erhält man einen Faltdipol [3], [13]. Der Abstand D der beiden Leiter darf jedoch nicht größer als ein Zehntel der Wellenlänge betragen.

Die elektrischen Eigenschaften entsprechen denen des gestreckten Dipols. Lediglich der Antenneneingangs-widerstand ist um ein vielfaches höher. Bei gleichen Stabradien gilt:

$$R_F = 4 \cdot R_D \quad (56)$$

Sind die Radien unterschiedlich groß, so gilt folgende Gleichung [10], [13]:

$$R_F = R_D \left(\frac{\log \frac{D^2}{r_1 \cdot r_2}}{\log \frac{D}{r_2}} \right)^2$$

mit $\frac{r_2}{r_1} \gg 1$ und $\frac{D}{r_2} \geq 2,5$ (57)

oder $\frac{r_2}{r_1} < 1$ und $\frac{D}{r_1} \geq 2,5$

Beim Faltdipol existieren zwei verschiedene Ausbreitungsarten. Es überlagert sich eine zum zylindrischen Dipol äquivalente symmetrische Welle mit einer unsymmetrischen Welle die von der Doppelleitung des Faltdipols ausgeht. Aus dieser Gegebenheit resultiert eine höhere Bandbreite im Vergleich zum gestreckten Dipol.

Wird der gespeiste Stab dicker ausgelegt (Radius r_1) als der parasitäre Stab (Radius r_2), so kann die Bandbreite weiter erhöht werden (Bild 19). Für optimales Breitbandverhalten wurden folgende Beziehungen ermittelt [3]:

$$\frac{l}{r_1} = 12,5$$

$$\frac{D}{r_1} = 1,5$$

$$\frac{r_1}{r_2} = 8$$
(58)

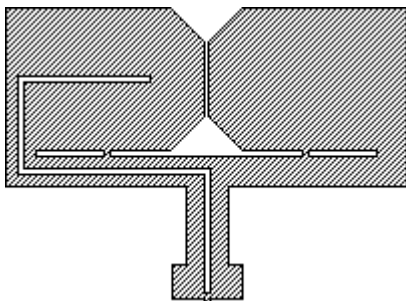


Bild 19 Flacher symmetrischer Faltdipol

Die Dipollänge muß dabei 3/10 der größten Betriebswellenlänge betragen. Ein gefalteter Dipol mit diesen Abmessungen kann ein Eckfrequenzverhältnis von 1:2 erreichen.

Im Vergleich zum gewöhnlichen Dipol tritt beim Faltdipol eine geringere Kopplung zu einem eventuell vorhandenen Reflektor auf. Selbst bei Verwendung einer ebenen Reflektorwand mit nicht allzu großer Abmessung können die elektrischen Eigenschaften innerhalb einer Oktave konstant gehalten werden.

3.2. Abgeschlossene Langdrahtantenne

Im Kurzwellenbereich werden oft Langdrahtantennen [10], [13] verwendet. Dabei ist die Drahtlänge des Strahlers größer als eine Betriebswellenlänge und die Antenne wird mittels ihrer harmonischen Resonanzen erregt.

Bild 20 Bemessungskurven für Rhombusantennen

Um im Strahlungsdiagramm eine Vorzugsrichtung zu erhalten, kann der Strahler mit einem Lastwiderstand abgeschlossen werden (Bild 21). Solche Antennen nennt man abgeschlossene oder aperiodische Antennen. Der Wert des Abschlußwiderstandes muß reell und gleich dem Wellenwiderstand der Antenne sein. Es bilden sich dann, wie bei einer angepaßt abgeschlossenen Leitung, vom Speisepunkt in Richtung Abschlußwiderstand fortschreitende Wellen aus.

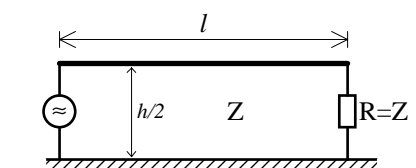


Bild 21 Abgeschlossene Langdrahtantenne

Um Abstrahlung zu erhalten, müssen die beiden Leiter (Antennendraht und Erde) so weit von einander entfernt werden, daß sich die entgegengesetzten magnetischen Felder nicht aufheben. Da die nicht abgestrahlte Energie im Abschlußwiderstand geschluckt wird und sich keine stehenden Wellen ausbilden können, ist der Eingangswiderstand weitgehend frequenzunabhängig. Er beträgt je nach Aufbauhöhe und Leiterdurchmesser 500 bis 600 Ω - bei Rhombusantennen sogar bis zu 800 Ω . Ist die Antennenlänge genügend groß ($l/\lambda_0 > 4$), ändert sich auch die Richtung der Hauptkeule über einen breiten Frequenzbereich nur wenig. Es können Bandbreiten mit einem Frequenzverhältnis von 1:4 erreicht werden.

Zu den Antennentypen, die in erster Näherung eine einzelne fortschreitende Welle führen, gehören auch eine lange, in axialer Richtung strahlende Wendelantenne und ein langer, dicker linearer Leiter. Obwohl sie keine Abschlußwiderstände besitzen, verhalten sie sich in gleicher Weise wie abgeschlossene Antennen [6].

So hat ein dicker linearer Strahler eine ähnliche Stromverteilung wie ein dünner abgeschlossener linearer Leiter. Ist der Strahlerdurchmesser nicht allzu groß, dann ist auch die Strahlungscharakteristik gleichartig.

Die Resultate der fortschreitenden Welle bei linearen Leitern können auf die Wendelantenne übertragen werden, wenn man sich diese aus mehreren kurzen linearen Segmenten zusammengesetzt denkt.

3.3. Wendelantenne

Die Wendelantenne [6] kann als Querstrahler oder als Längsstrahler angeregt werden.

Ist die Windungslänge L sehr viel kleiner gegenüber der Wellenlänge λ_0 , so liegt die Hauptstrahlungsrichtung in der Ebene senkrecht zur Spulenchse. Wendelantennen in diesem Strahlungszustand werden jedoch selten verwendet und sind zudem sehr schmalbandig, da sich auf der Wendel stehende Wellen ausbilden.

Wird die Windungslänge L so gewählt, daß sie in die Größenordnung einer Wellenlänge fällt, strahlt die Antenne zirkular polarisierte Wellen in Richtung der Wendelachse aus. Dazu müssen sich die abgestrahlten Felder von zwei in Achsrichtung hintereinander liegender Spulenelemente gleichphasig überlagern. Die Phasenverzögerung der Welle entlang einer Windung vermindert um die Phasennacheilung der sich mit Lichtgeschwindigkeit zwischen den Wendeelementen ausbreitenden Raumwelle muß daher 2π bzw. 360° ergeben.

$$\frac{2\pi f}{v} \cdot L - \frac{2\pi f}{c_0} \cdot S = 2\pi \quad (59)$$

Dabei ist S die Ganghöhe bzw. der Windungsabstand der Wendel.

Für das Breitbandverhalten der Wendelantenne ist der Verlauf der relativen Phasengeschwindigkeit von Bedeutung. Nach umstellen der Gleichung 59 erhält man:

$$\frac{v}{c_0} = \frac{L}{S + \lambda_0} = \frac{L_\lambda}{S_\lambda + 1} \quad (60)$$

Verwendet man den Steigungswinkel α der Wendel und den relativen Umfang

$$C_\lambda = \frac{D \cdot \pi}{\lambda_0}, \quad (61)$$

so folgt:

$$\frac{v}{c_0} = \frac{C_\lambda}{\cos \alpha + C_\lambda \sin \alpha} \quad (62)$$

Der Funktionsverlauf ist in Bild 22 für drei Steigungswinkel abgebildet.

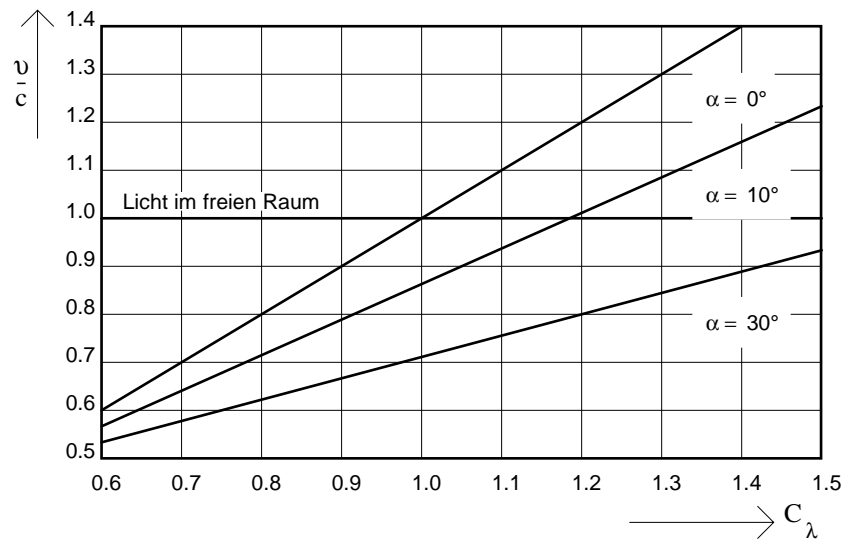


Bild 22 Abhängigkeit der Phasengeschwindigkeit vom relativen Umfang

Da C_λ bei konstantem Durchmesser D der Frequenz proportional ist, gibt die Kurve gleichzeitig die Abhängigkeit der Phasengeschwindigkeit von der Frequenz an.

Wird z.B. die Frequenz erhöht, so wird auch die Phasengeschwindigkeit auf der Wendel größer. Die Phasengeschwindigkeit stellt sich also in einem größeren Frequenzbereich von selbst so ein, daß die einzelnen Windungen phasengleiche Strahlungsbeiträge liefern.

Die obere Frequenzgrenze liegt bei einer Antenne mit 3 Windungen bei $C_\lambda = 1,35$ und nimmt mit zunehmender Windungszahl auf $C_\lambda = 1,0$ bei 50 Windungen ab. Die untere Frequenzgrenze liegt bei $C_\lambda = 0,77$ und ist unabhängig von der Windungszahl. Werden diese Grenzen überschritten, entstehen neue Wellentypen mit verschiedenen Phasengeschwindigkeiten.

Die Antenneneingangsimpedanz ist nur wenig frequenzabhängig und beträgt im genannten Frequenzbereich [6]

$$Z_A = 140 C_\lambda \Omega. \quad (63)$$

Dabei muß die Windungszahl größer 3 betragen, um genügend Strahlungsdämpfung zu erhalten.

Die Polarisation bleibt im Frequenzbereich von 1:1,8 nahezu konstant und wird mit steigender Windungszahl günstiger.

Bild 23 Funktionsbereiche einer Wendelantenne

Bild 23 zeigt die Funktionsbereiche einer Wendelantenne mit einer Windungslänge von $1,6 \cdot \lambda$ bei der Mittenfrequenz. Für optimale Bandbreite sollte demnach $\alpha = 14^\circ$, $S_\lambda = 0,24$ und $D_\lambda = 0,31$ betragen.

3.4. Trichterantenne

Einen Trichterstrahler erhält man durch trichterförmiges Aufweiten eines Hohlleitungsrohres an dessen Ende. Durch das allmählich weiter werdende Rohr wird die Hohlleitungswelle stoßstellenfrei an den Wellenwiderstand Z_{F0} des freien Raumes angepaßt. Da nur sehr geringe Reflexion auftritt und die Antennenstruktur keine Resonanzstellen besitzt, haben Trichterantennen eine Bandbreite mit einem Eckfrequenzverhältnis von 1:3 und größer.

Die untere Frequenzgrenze ist allein durch die kritische Frequenz f_c des Hohlleiters [7] festgelegt. Diese ist abhängig vom Wellentyp und von den Innenabmessungen des Hohlleiters.

Die obere Frequenzgrenze ist durch das Auftreten von Wellen höherer Ordnung bedingt. Es entstehen dann Nebenzipfel im Richtdiagramm.

Nebenzipfel entstehen ebenfalls durch den Phasenunterschied zwischen den Wellen, die an die Trichteröffnung in Achsrichtung ankommen und denen, die am Trichterrand entlang ankommen. Bei einer Trichterantenne mit großem Öffnungswinkel entsteht so durch die unterschiedliche Wegstrecke eine Kugelwelle. Die Wegdifferenz sollte deshalb in der E-Ebene $0,25 \cdot \lambda_0$ und in der H-Ebene $0,4 \cdot \lambda_0$ nicht überschreiten [6].

Durch Anbringen von Stegen längs des Trichters kann die Bandbreite noch weiter vergrößert werden. So kann ein Eckfrequenzverhältnis von 1:6 erreicht werden. Wird ein Doppelsteg verwendet und dieser über eine Koaxial-Leitung gespeist, können Frequenzverhältnisse von 1:12 und größer erzielt werden. Die kleinste nutzbare Wellenlänge ist durch den Abstand d der beiden Stege am Speisepunkt und die größte Wellenlänge durch den Abstand D der Stege am offenen Ende des Trichters bestimmt:

$$\lambda_{\min} = 10 \cdot d \quad (64)$$

$$\lambda_{\max} = 2 \cdot D \quad (65)$$

Die Stege sollten einen exponentiellen Verlauf besitzen und außerhalb der Trichteröffnung nach hinten kreisförmig gebogen werden, um Reflexionen zu vermeiden.

Die durch Reflexion entstandenen Welligkeiten können durch Abgleichschrauben am Trichterhals oder durch dielektrische Platten breitbandig kompensiert werden.

Die hier beschriebenen Trichterantennen besitzen alle einen relativ konstanten Eingangswiderstand. Ihr Gewinn wird jedoch mit steigender Frequenz größer und entsprechend die Halbwertsbreite des Richtdiagramms kleiner.

3.5. Spiralantenne

3.5.1. Winkelkonstante Spiralantenne

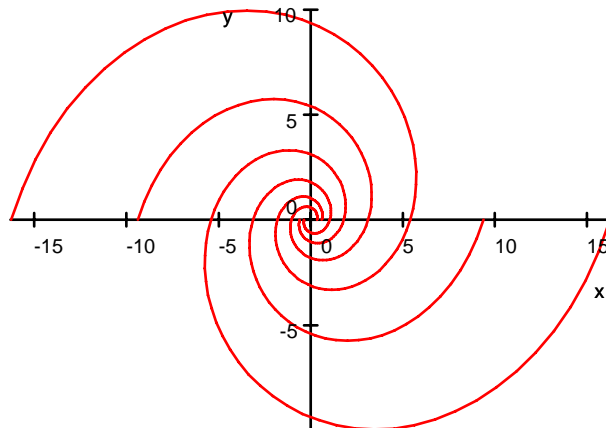
Die winkelkonstante logarithmische Spiralantenne [3], [4], [6], [8], [14], deren Geometrie die Gleichung 48 in Kapitel 2.3. beschreibt, gehört zu den frequenzunabhängigen Antennenstrukturen (Bild 24).

Entlang der Spiralarms bildet sich eine aktive Strahlungszone aus, deren Länge proportional zur Betriebswellenlänge ist. Je länger die Arme sind, um so tiefer ist die untere Grenzfrequenz. Diese ist auch abhängig von der Armbreite und der Wickeldichte. Das Strahlungsdiagramm ist



Bild 24 Zweiarmige Spiralantenne

um so konstanter, je dicker die Spiralarms sind und um so dichter die Spiralanordnung ist. Da diese Parameter jeweils voneinander abhängig sind, gibt es keine Optimalwerte. Lediglich für die Winkelbreite δ des Spiralantennenarms mit 90° gibt es ein Optimum; denn dann erhält man eine selbstkomplementäre Struktur. In der Praxis liegen die Werte für α zwischen 0,1 und 0,5 sowie für k zwischen 0,4 und 0,9. Die Windungszahl n liegt im Bereich zwischen 1,25 und 1,5 (Bild 25).



MuPAD-Arbeitsblatt:

```
k:=0.6: a:=0.35: d:=PI/2: n:=3*PI:
r1:=k*E^(a*phi): r2:=k*E^(a*(phi-d)):
s1:=plot::polar([ r1, phi], phi = [0, n]):
s2:=plot::polar([ r2, phi], phi = [0, n]):
s3:=plot::polar([-r1, phi], phi = [0, n]):
s4:=plot::polar([-r2, phi], phi = [0, n]):
plot(s1, s2, s3, s4)
```

Bild 25 Gleichwinklige Spiralantenne mit $k = 0,6$; $\alpha = 0,35$; $\delta = 90^\circ$ und $n = 1,5$

Die obere Grenzfrequenz ist von der Ausbildung der Speisestelle abhängig. Der Abstand zwischen dem Spiralzentrum und dem Spiralarmanfang muß klein gegenüber der Wellenlänge sein:

$$r_0 < \frac{\lambda}{20} \quad (66)$$

Die Spiralantenne strahlt in beiden Richtungen senkrecht zur Antennenfläche und ist zirkular polarisiert. Soll eine einseitige Richtwirkung erzielt werden, kann die Spirale auf der Oberfläche eines Kegels angebracht werden (Bild 26 und 27). Diese Antennenart wird konische logarithmische Spirale genannt.

Bild 26 Konische Spiralantenne

Bild 27 Richtdiagramm einer konischen Spiralantenne

Die Bandbreite von winkelkonstanten Spiralantennen ist sehr groß und kann ein Eckfrequenzverhältnis von 1:20 erreichen.

Die Eingangsimpedanz liegt zwischen 60Ω bei der ebenen Spiralantenne und zwischen 100 und 160Ω bei der konischen Spiralantenne. Sogar bei der selbstkomplementären Ausführung ist die Antenneneingangsimpedanz kleiner als der theoretische Wert von $60\pi \Omega$.

In der Praxis werden Spiralen mit zwei oder vier Armen verwendet, die entweder als Leiter oder als Schlitze in einer leitenden Ebene ausgebildet werden.

3.5.2. Archimedische Spiralantenne

Die archimedische Spiralantenne [3] gehört nicht zu den frequenzunabhängigen Antennenstrukturen, da sie nicht ausschließlich durch Winkel definiert ist. Die zwei Spiralarms liegen zueinander parallel und sind wie nachstehend definiert:

$$\begin{aligned} r_1 &= r_0 + c\phi \\ r_2 &= r_0 + c(\phi - \pi) \\ c &= \text{konst.} \end{aligned} \quad (67)$$

Nahe des Speisepunktes sind die Ströme der beiden Spiralarme zueinander gegenphasig, und es wird nur wenig Energie abgestrahlt. Der Phasenunterschied wird um so geringer, je weiter man auf den Windungen nach außen hin fortschreitet. In dem Bereich, wo der Windungsumfang etwa eine Wellenlänge entspricht, sind die benachbarten Ströme praktisch phasengleich und die Antenne kann dort Leistung abstrahlen. Das Verhalten entspricht dem der Wendelantenne; Es kann jedoch mit der archimedischen Spiralanterie ein Eckfrequenzverhältnis von 1:10 erreicht werden. Die Eingangsimpedanz liegt bei diesem Antennentyp um 120Ω .

3.6. Logarithmisch-periodische Antenne

Die logarithmisch-periodische Antenne [1], [2], [4], [5], [11], [12], [15], [16] ist aus der logarithmischen Spiralanterie entstanden. Man wollte eine linear polarisierte Struktur entwickeln, welche die gleichen guten Breitbandeigenschaften der Spiralanterie besitzt. Dazu wurden die geradlinigen Schenkel einer selbstkomplementären Dreieckflächenantenne durch eine Zahnstruktur ersetzt. Der Abstand der Zähne zueinander wurde dabei so gewählt, daß das Radienverhältnis τ dieser Zähne dem Ausdehnungskoeffizienten der logarithmischen Spiralanterie entspricht (s. Kapitel 2.4.).

Die Länge und Breite von aufeinanderfolgenden Zähnen sind also jeweils um den Stufungsfaktor $\tau < 1$ kürzer. Da sich im logarithmischen Maßstab die Zahnstruktur mit der konstanten Periode $\ln \tau$ wiederholt, wird diese Antennenform logarithmisch-periodische Antenne genannt.

Die oben beschriebene logarithmisch-periodische Antenne wird speziell logarithmisch-periodische Kreisringsektor-Zahnantenne genannt. Das Grenzfrequenzverhältnis dieser Antenne beträgt 1:10 und die Eingangsimpedanz beläuft sich auf etwa 150Ω . Sie strahlt doppelseitig senkrecht zur Antennenfläche.

Bild 28 Zweistöckige Kreisringsektor-Zahnantenne

Faltet man die beiden Strahlerhälften am Speisepunkt zweistöckig übereinander, so daß sie einen Winkel ψ einschließen, dann erhält man eine einseitige Strahlung in Richtung der Spitze (Bild 28). Diese Antenne strahlt also wie die konische logarithmische Spirale in die entgegengesetzte Richtung des Speisestromes. Die Antennenimpedanz wird um so kleiner, je geringer der Spreizwinkel ψ wird und wird größer, je tiefer die Zähne ausgespart werden (Winkel β). Er kann zwischen 100 und 170Ω betragen.

Bild 29 Logarithmisch-periodische Trapez-Zahn-Antennen

Um lineare Polarisation zu erhalten, müssen die kreisförmigen Zähne durch zueinander parallel angeordneten Zähne ersetzt werden. Man erhält eine logarithmisch-periodische Trapez-Zahn-Antenne (Bild 29) deren elektrischen Eigenschaften annähernd gleich geblieben sind, aber dessen E_φ -Feld parallel zu den Zähnen polarisiert ist. Bei der dazu komplementären Schlitzantenne ist das E_φ -Feld entsprechend senkrecht zu den Zähnen polarisiert. Günstige Werte für den Strukturöffnungshalbwinkel α liegen bei dieser Antenne zwischen 20° und 30° .

Bild 30 Logarithmisch-periodische Dreiecks-Zahn-Antennen

Bild 31 Logarithmisch-periodische Antennentypen

Bild 32 Trapez-Zahn-Antenne für Kurzwelle

Bild 33 Speisung der Trapez-Zahn-Antenne

Die Metallflächen der logarithmisch-periodischen Antenne können durch Drahtgebilde ersetzt werden. Bei diesen Drahttypen wird dann meistens noch $\alpha = \beta$ gewählt, so daß beide Strukturhälften über je eine Speiseleitung versorgt werden (Bilder 31, 32, 33). Die logarithmisch-periodische Drahtantenne weist gegenüber der Vollmetallausführung eine geringere Eingangsimpedanz und eine etwas größere Halbwertsbreite auf.

Eine einfachere Bauweise mit geringerem Materialbedarf erhält man, wenn die trapezförmigen Zähne durch dreieckförmige Zähne ersetzt werden (Bild 30). Eine Antenne dieser Art wird logarithmisch-periodische Dreiecks-Zahn-Antenne oder logarithmisch-periodische Sägezahn-Antenne genannt. Sie besitzt eine günstigere Richtcharakteristik und einen etwa doppelt so großen Eingangswiderstand gegenüber der logarithmisch-periodischen Trapez-Zahn-Antenne.

Bei dieser Ausführung kann zudem die mittige Speiseleitung weggelassen werden, ohne daß sich die Dimensionierungs-Parameter ändern. Man erhält sodann die logarithmisch-periodische Zick-Zack-Antenne (Bild 31 Mitte).

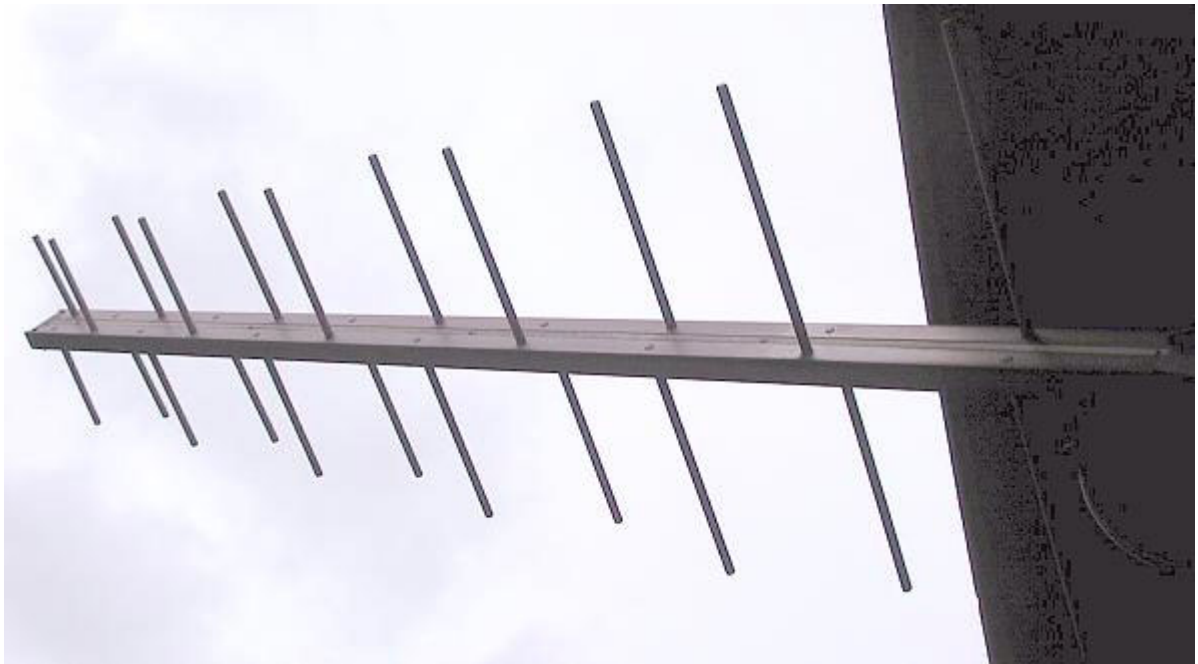
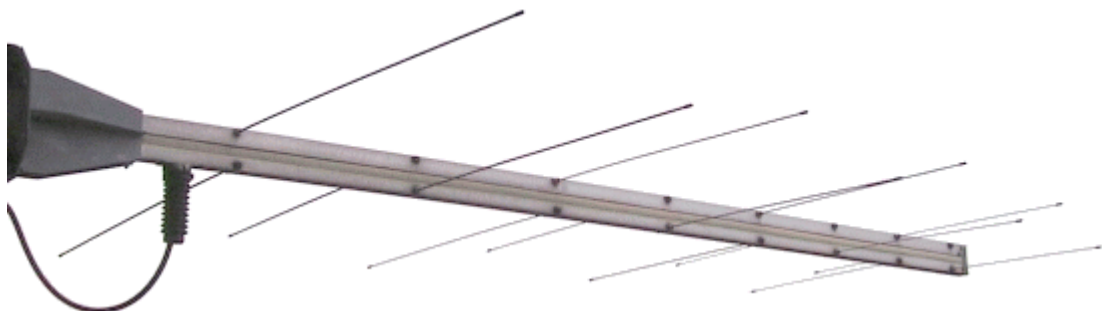


Bild 34 Logarithmisch-periodische Dipol-Antenne

Bild 35 Log.-per. Dipol-Antenne über leitender Ebene

Bild 36 Log.-per. Dipol-Antenne für Kurzwellen

Den Antennentyp mit der größten Bedeutung stellt jedoch die logarithmisch-periodische Dipolantenne dar. Sie besteht aus einer Dipolzeile mit logarithmisch-periodischen Längen und Abständen, die über eine Zweidrahtleitung gespeist wird (Bild 34 und 36).



Die Doppelleitung wird dabei von Dipol zu Dipol gekreuzt (Kommutierung). Dadurch führen aufeinanderfolgende Dipole jeweils um 180° phasenverschobene Ströme die in Richtung kleinerer Dipole nacheilen. Durch diese Phasennacheilung ist die Strahlung zum Speisepunkt hin gerichtet, läuft also der Leitungswelle entgegen (Rückwärtswellenanregung). Um die Kreuzungen der Speiseleitung zu vermeiden, muß die Doppelleitung so angebracht werden, daß die einzelnen Dipolhälften alternierend an den einen und an den anderen Leitungsweig angeschlossen werden können (Bild 34 und 35).

Die Impedanz der logarithmisch-periodischen Dipolantenne ist im ganzen Betriebsfrequenzbereich konstant und kann unabhängig von der Strahlungscharakteristik zwischen 50 und 300 Ω eingestellt werden. Ein weiterer wichtiger Vorteil der logarithmisch-periodischen Dipolantenne ist, daß sie vollständig mathematisch berechenbar ist.

Bild 37 Logarithmisch-periodische V-Antenne

Bild 38 Verhalten der V-Antenne bei höheren Wellenmoden

Eine Weiterentwicklung der logarithmisch-periodischen Dipolantenne ist die logarithmisch-periodische V-Antenne. Bei ihr werden die Dipole an den Einspeisestellen V-förmig in Strahlungsrichtung eingeknickt (Bild 37). Dadurch werden höhere Wellenmoden angeregt, die zu größerer Bandbreite und höherem Gewinn bei gleicher Baulänge führen. Die Werte für Gewinn und Impedanz sind jedoch nicht konstant, da sie mit den jeweiligen Wellenmoden springen (Bild 38).

Bild 39 Vertikale log.-per. Dipol-Antenne

Bild 40 Bifilare log.-per. Unipol-Antenne

Bild 41 Monofilare log.-per. Unipol-Antenne

Bild 42 Log.-per. Trapez-Unipol-Antenne

Bild 43 Log.-per. Trapez-Unipol-Antenne

Bild 44 Trapez-Zahn-Antenne für zirkulare Polarisierung

Von geringerer Bedeutung ist die logarithmisch-periodische Unipolantenne über einer leitenden Ebene. Es gibt von diesem Typ recht viele Ausführungsformen, die jedoch in Entwicklung und Leistung sehr kritisch sind (Bilder 39 bis 43).

Bild 45 Log.-periodische Drehkreuz-Antenne

Abschließend sei noch die logarithmisch-periodische Drehkreuzantenne erwähnt, die ein zirkular-polarisierter Rundstrahler darstellt (Bild 45). Sie entsteht aus zwei zueinander senkrecht zusammengesetzten ebenen logarithmisch-periodischen Strukturen. Damit sich eine 90° Phasenvariation ergibt, muß hier zwischen den senkrecht zueinander stehenden Strahlern ein Abstand von $\sqrt[4]{\tau}$ bestehen.

Der Gewinn und die Richtschärfe von logarithmisch-periodischen Antennen können durch Gruppieren mehrerer identischer Strukturen erhöht werden. Die einzelnen Antennen müssen dabei so angeordnet werden, daß deren Strukturspitzen kongruieren. Sie müssen also entweder kreisringförmig nebeneinander oder aber in einem bestimmten Winkel übereinander montiert werden.

Eine breitbandige Antenne mit guten elektrischen Eigenschaften erhält man zudem, wenn eine logarithmisch-periodische Struktur als Erreger einer konventionellen Yagi-Uda-Antenne verwendet wird.

3.7. Speisung von Breitbandantennen

Ist die Antennenimpedanz Z_A nicht identisch mit dem Wellenwiderstand Z_L der Speiseleitung, so treten stehende Wellen auf. Dadurch sinkt der Wirkungsgrad, und im Sendebetrieb können Überspannungen auftreten. Um dieses zu vermeiden, muß die Antenne über den gesamten verwendeten Frequenzbereich an die Speiseleitung angepaßt sein. Bei abweichenden Wellenwiderständen muß ein Impedanzwandler zwischen Antenne und Speiseleitung geschaltet werden. Ist das eine der beiden Übertragungsglieder symmetrisch, während das andere von unsymmetrischer Form ist, so wird zusätzlich ein Symmetriewandler benötigt.

Diese Transformationsglieder sind jedoch sehr schmalbandig oder in breitbandiger Ausführung sehr aufwendig und teuer. Damit auf solche Anpassungsschaltungen verzichtet werden kann, sollte möglichst eine Antennenkonstruktion verwendet werden, deren Fußpunktwiderstand bereits dem Wellenwiderstand der Speiseleitung entspricht oder leicht auf diesen justiert werden kann.

So kann die Impedanz des Dipols weitläufig variiert werden, durch

- Änderung des Leiterdurchmessers (Gleichung 40),
- Ausführung als Halbwellen- oder Ganzwellendipol (Gleichung 37),
- Ausführung als gestreckter oder gefalteter Dipol (Gleichung 57),
- Ausführung als Leiter oder Schlitzantenne (Gleichung 46).

Bei der Kegelantenne ist die Antennenimpedanz direkt vom Öffnungswinkel abhängig (Gleichung 55), bei der Wendelantenne vom Durchmesser einer Windung (Gleichung 63).

Die Spiralantenne und die logarithmisch-periodische Dipolantenne kann über ein Koaxial-Kabel gespeist werden, ohne daß ein Symmetrierglied verwendet werden muß.

Dazu wird bei der Spiralantenne das Koaxial-Kabel, dessen Mantel abisoliert wurde, entlang eines Spiralarms aufgelötet. Um die Symmetrie der Antenne zu wahren, wird auch auf dem zweiten Spiralarm ein Koaxial-Kabel als Dummy angebracht.

Bei der logarithmisch-periodischen Dipolantenne wird das Koaxial-Kabel durch eines der Trägerrohre zum Speisepunkt geführt. Aufgrund der Rückwärtsstrahlung der Antenne ist das Speisekabel so gegen Mantelwellen abgeschirmt.

3.7.1. Frequenzgangkompensation

Antennen mit selbstkomplementärer Struktur, und viele andere der hier beschriebenen Antennentypen, weisen eine recht konstante Antennenimpedanz innerhalb eines größeren Frequenzbandes auf. Bei schmalbandigen Dipolantennen und Stabantennen mit hohem Schlankheitsgrad ändert sich jedoch der Blindwiderstand der Antennenimpedanz recht stark (s. Kapitel 2.1.1.).

Diese frequenzabhängige Blindwiderstandsänderung kann in gewissen Grenzen durch eine Kompensationsschaltung verringert werden [13]. Dazu muß diese Schaltung einen der Antenne entgegengesetzten Blindwiderstandsverlauf aufweisen. Zu den Antennenklemmen eines Halbwellendipols, der ja einen Impedanzverlauf eines Serienresonanzkreises besitzt, muß also eine Kompensationsschaltung mit dem Verhalten eines Parallelkreises zugeschaltet werden. Entsprechend kann ein Ganzwellendipol mittels eines Serienresonanzkreises im Frequenzgang kompensiert werden.

Die Kompensationsglieder können mit konzentrierten Schaltelementen oder durch $\lambda_0/2$ - bzw. $\lambda_0/4$ -Stichleitungen realisiert werden.

3.7.2. Impedanzwandler

Um einen vom Wellenwiderstand der Speiseleitung abweichenden Antenneneingangswiderstand frequenzunabhängig anzupassen, muß auf konzentrierte Schaltelemente oder $\lambda_0/4$ -Stichleitungen verzichtet werden. Demgegenüber muß eine Transformationsleitung zwischengeschaltet werden, deren Wellenwiderstand ortsabhängig vom Eingang zum Ausgang langsam ansteigt bzw. abfällt (Bild 46). Dieses Verfahren (Taperung) funktioniert nur, wenn die Transformationsleitung lang genug und die Impedanzdifferenz nicht allzu groß ist. Für eine 2:1 Impedanzwandlung sollte die Länge $\lambda_{\max}/2$ nicht unterschreiten [12].

So wie die Trichterantenne die Leitungswelle langsam an den Freiraum-Wellenwiderstand anpaßt, wird hier die Leitungswelle allmählich an den Eingangswiderstand der jeweiligen Antenne transformiert. Analog zur Trichterantenne ist auch hier ein exponentieller Verlauf der Transformationsleitung am günstigsten.

Die Taperung kann dabei kontinuierlich oder in mehreren Stufen ausgebildet werden (Bild 47). Das Stufenintervall sollte dabei kleiner $\lambda_{\max}/18$ sein [12].

Bild 46 Exponentialleitung

Bild 47 Exponentialleitungen

3.7.3. Symmetrierglieder

Den einfachsten breitbandigen Symmetriewandler erhält man durch Aufwickeln einer symmetrischen Bandleitung auf einen Spulenkörper [10]. Die aufgewickelte Zweidrahtleitung wirkt für unsymmetrische Ströme wie eine Drossel, schwächt aber die symmetrischen Ströme nur wenig. Die Länge der Doppelleitung sollte etwa $\lambda/4$ betragen und kann zwischen $1/10 \lambda$ und $3/8 \lambda$ schwanken.

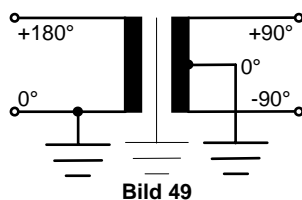


Bild 49

Symmetrierglieder mit gekoppelten Spulen können so gefertigt werden, daß sie zusätzlich zur Impedanzwandlung verwendet werden können. Leichte und kleine Symmetriewandler entstehen bei Verwendung von Ringkern-Übertagern aus Ferrit [10], [13]. Sie können mit

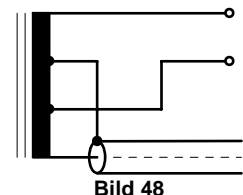


Bild 48

Übersetzungsverhältnissen von 1:1 bis 10:1 hergestellt werden und weisen ein Grenzfrequenzverhältnis von 1:10 auf.

Symmetrierglieder aus Spulen sind im Sendebetrieb nicht unbeschränkt belastbar. Als Behelf kann eine mittels Taperung modifizierte Koaxial-Leitung verwendet werden [12]. Dazu wird das Kabel auf einer Länge von $\lambda_{\max}/2$ diagonal aufgeschlitzt, so daß an einem Ende der Außenleiter den gleichen Durchmesser besitzt wie der Innenleiter (Bild 50).

Bild 50 Koaxial-Symmetriewandler

Bild 51 Erhebungswinkel in Abhängigkeit von der Masthöhe

3.8. Epilog zu den Breitbandantennen

In Analogie zum Schwingkreis gilt: Je breitbandiger eine Antenne ist, um so geringer ist ihre Güte und entsprechend kleiner ihr Gewinn.

Soll mangelnder Gewinn und zu geringe Richtwirkung mit Hilfe eines Reflektors verbessert werden, so wirkt sich das immer negativ auf die Bandbreite aus, da Größe und Abstand zum Strahler nur für eine Frequenz optimal sein können.

Die Breitbandeigenschaften einer Antenne können mittels Einfügen von aktiven Elementen in die Antennenstruktur erheblich verbessert werden [3].

Zu den aktiven Elementen gehören Transistoren, Tunneldioden, Varaktoren und auch gyromagnetische Stoffe wie Ferrite. Mit ihnen kann die empfangene bzw. abgestrahlte Welle verstärkt werden, eine Frequenzänderung hervorgerufen werden oder der Eingangswiderstand und die Stromverteilung verändert werden.

Wird bei Wendelantennen und logarithmisch-periodischen Antennen die Frequenz variiert, so wandert auch das Phasenzentrum entlang der Antennenstruktur.

Dieses muß im Mikrowellenbereich beachtet werden, wenn eine solche Struktur als Erreger einer Spiegelantenne verwendet werden soll.

Entsprechend muß eine logarithmisch-periodische Antenne im Kurzwellenbereich schräg zum reflektierenden Erdboden gerichtet werden, um einen konstanten Strahlungswinkel zu erreichen.

4. Entwicklung einer log.-per. Dipolantenne

In diesem Kapitel wird die Entwicklung einer logarithmisch-periodischen Dipolantenne (LPDA) für das VHF-Band beschrieben.

Für diese Antenne wurden nachstehende Spezifikationen vorgegeben:

- Frequenzbereich: 30 bis 300 MHz
- Eingangsimpedanz: 50Ω
- Strukturlänge: $\leq 3,50$ m

Die logarithmisch-periodische Dipolantenne soll drei vorhandene Rundfunkantennen der Bereiche VHF-I, UKW und VHF-III ersetzen.

4.1. Elektrische Dimensionierung

4.1.1. Geometrie der LPDA

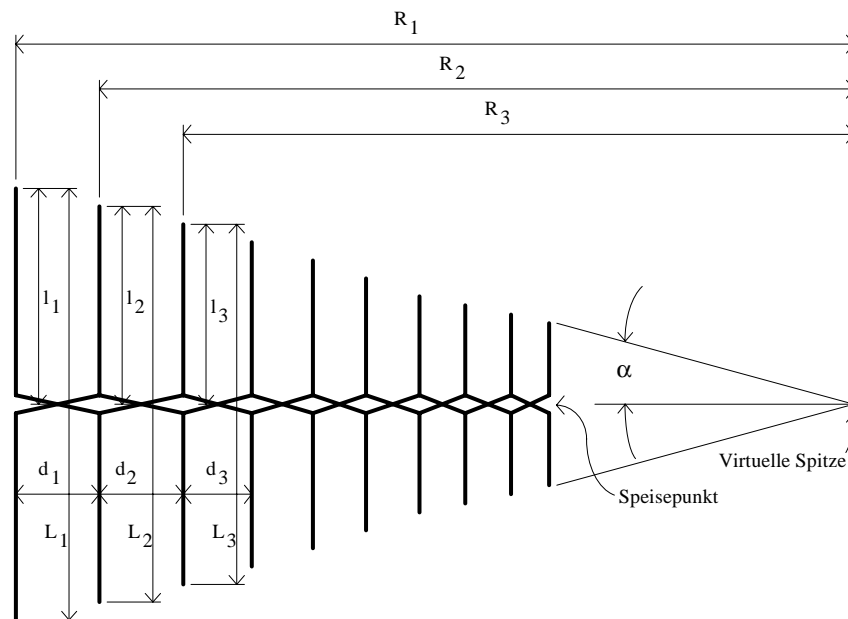


Bild 52 Bemaßung der Strukturelemente einer LPDA

Die Strahlungseigenschaften der logarithmisch-periodischen Dipolantenne sind abhängig von dem Strukturöffnungswinkel α und dem Stufungsfaktor τ (s. Kapitel 2.4.). Zwischen α , τ , der Dipollänge L_n , den Elementabständen d_n , und den Entfernungen R_n zur Spitze bestehen einfache geometrische Beziehungen (s. Bild 52):

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{R_n}{L_n} = \frac{1}{2 \tan \alpha} \quad (68)$$

Das Verhältnis der Strecken R_n von der Spitze zu den einzelnen Elementen ist der Stufungsfaktor $\tau < 1$:

$$R_2 = \tau \cdot R_1; \quad R_3 = \tau \cdot R_2; \quad R_n = \tau \cdot R_{n-1} \quad (69)$$

Daraus folgt weiter, daß

$$R_3 = \tau(\tau \cdot R_1) = \tau^2 R_1; \quad R_4 = \tau^3 R_1; \quad R_n = \tau^{n-1} R_1. \quad (70)$$

Die gleichen Beziehungen gelten auch für die Dipollängen L_n :

$$L_2 = \tau \cdot L_1; \quad L_3 = \tau \cdot L_2; \quad L_n = \tau \cdot L_{n-1} \quad (71)$$

$$L_3 = \tau(\tau \cdot L_1) = \tau^2 L_1; \quad L_4 = \tau^3 L_1; \quad L_n = \tau^{n-1} L_1. \quad (72)$$

In gleicher Weise sind die Abstände d_n zwischen den Elementen festgelegt:

$$d_1 = R_1 - R_2 = R_1 - \tau \cdot R_1 = R_1(1 - \tau) \quad (73)$$

$$d_2 = R_2 - R_3 = R_2 - \tau \cdot R_2 = R_2(1 - \tau) \quad (74)$$

$$d_n = R_n - R_{n+1} = R_n - \tau \cdot R_n = R_n(1 - \tau) \quad (75)$$

$$d_{n+1} = R_{n+1} - R_{n+2} = R_{n+1} - \tau \cdot R_{n+1} = R_{n+1}(1 - \tau) \quad (76)$$

Das Verhältnis d_{n+1} zu d_n ergibt wiederum τ , da

$$\frac{d_{n+1}}{d_n} = \frac{R_{n+1}(1 - \tau)}{R_n(1 - \tau)} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \tau \quad (77)$$

So erhält man ebenfalls für d_n die Beziehungen

$$d_2 = \tau \cdot d_1; \quad d_3 = \tau \cdot d_2 = \tau^2 d_1; \quad d_n = \tau^{n-1} d_1. \quad (78)$$

Für die weitere Betrachtung ist es bequemer, d_n auf die Wellenlänge zu beziehen. So ist die Freiraumwellenlänge λ_1 der Resonanzfrequenz des ersten Dipols annäherungsweise das Vierfache von l_1 (Elementlänge = Dipol-Halblänge):

$$\lambda_1 \cong 4 \cdot l_1 \quad (79)$$

λ_1 würde gleich $4 \cdot l_1$ sein, wenn die Phasengeschwindigkeit der Welle auf der Speiseleitung gleich der der Freiraumwelle wäre.

Gleiches gilt für alle anderen Elemente:

$$\lambda_2 \cong 4 \cdot l_2; \quad \lambda_3 \cong 4 \cdot l_3; \quad \lambda_n \cong 4 \cdot l_n \quad (80)$$

Die Abstände d_n , ausgedrückt in Wellenlängen der Resonanzfrequenzen der jeweils benachbarten Elemente, sind

$$\frac{d_1}{\lambda_1} \cong \frac{d_1}{4 \cdot l_1}; \quad \frac{d_2}{\lambda_2} \cong \frac{d_2}{4 \cdot l_2}; \quad \frac{d_n}{\lambda_n} \cong \frac{d_n}{4 \cdot l_n}. \quad (81)$$

Es gilt ferner für jeden Wert von n :

$$\frac{d_n}{l_n} = \frac{\tau^n d_1}{\tau^n l_1} = \frac{d_1}{l_1} \quad (82)$$

Man erhält schließlich folgenden Ausdruck:

$$\sigma = \frac{d_1}{4 \cdot l_1} = \frac{d_2}{4 \cdot l_2} = \frac{d_n}{4 \cdot l_n} \cong \frac{d_n}{\lambda_n} \quad (83)$$

Diese Gleichung besagt, daß die Abstände zwischen den Elementen überall auf der Antenne gleich sind, wenn sie auf die Wellenlänge der Frequenz bezogen werden, die diesen Teil der Antenne erregt [1].

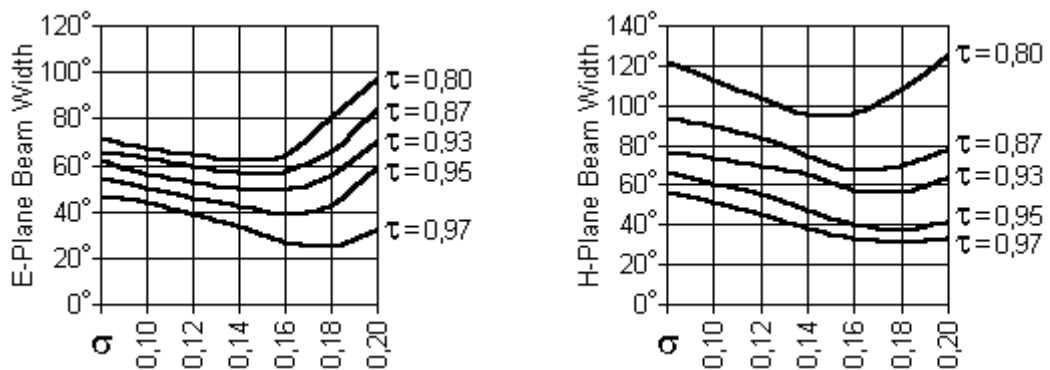
σ wird elektrische Periodizität oder relativer Abstand genannt. Sie nimmt wie die Parameter τ und α starken Einfluß auf die elektrischen Eigenschaften der Antenne.

Zwischen σ , τ und α besteht nachfolgender Zusammenhang:

$$\sigma = \frac{d_n}{4 \cdot l_n} = \frac{R_n(1-\tau)}{4 \cdot l_n} = \frac{R_n(1-\tau)}{4(R_n \tan \alpha)} = \frac{1-\tau}{4 \tan \alpha} \quad (84)$$

Bild 53 Nomogramm zu Gleichung 84

Bild 54 Gewinn in Abhängigkeit von σ und τ



Bilder 55 und 56 Halbwertsbreite für E- und H-Ebene

Bild 53 stellt ein Nomogramm für Gleichung 84 dar. Die Abhängigkeit von Antennengewinn und Halbwertsbreite von der elektrischen Periodizität σ ist in den Bildern 54, 55 und 56 zu ersehen. Es ist zu erkennen, daß für jedes τ ein optimaler Wert für σ existiert und daß sich die elektrischen Eigenschaften mit steigendem τ verbessern.

4.1.2. Aktive Zone der LPDA

Bild 57 Spannungsverlauf entlang der Speiseleitung

Bild 58 Fußpunktströme der Elemente

In Bild 57 ist die Amplitude und Phase der Spannung auf der Speiseleitung als Funktion der Entfernung zur Strukturspitze aufgezeichnet. Dabei wurde die Frequenz so gewählt, daß der Dipol Nr. 4 eine halbe Wellenlänge lang ist.

Bis zum Dipol Nr. 6 hat die Amplitude und die Phase einen recht konstanten Verlauf. Die Antenne wirkt in diesem Bereich wie eine abgeschlossene Leitung. Innerhalb einer Strecke, die ein Viertel der Freiraum-Wellenlänge entspricht, ändert sich die Phase um etwa 150° . Die Phasengeschwindigkeit auf der Speiseleitung ist also langsamer als im freien Raum. Dieses resultiert von den kleineren parasitären Elementen, welche die Speiseleitung kapazitiv belasten.

Der Spannungswert fällt nach dem Dipol mit der Nr. 6 sehr stark ab. Damit sind hohe Ströme in den einzelnen Elementen verbunden. In Bild 58 ist zu sehen, daß die Ströme in den Elementen Nr. 4 bis Nr. 7 mehrfach größer sind als in den anderen Elementen. In dieser aktiven Zone strahlt die Antenne Energie ab. Die aktive Zone umfaßt also mehrere Elemente und wird durch den Dipol mit der Ausdehnung einer halben Wellenlänge begrenzt. Die Breite der aktiven Zone wird im allgemeinen durch ein Abfall der Stromamplitude um 10 dB festgelegt.

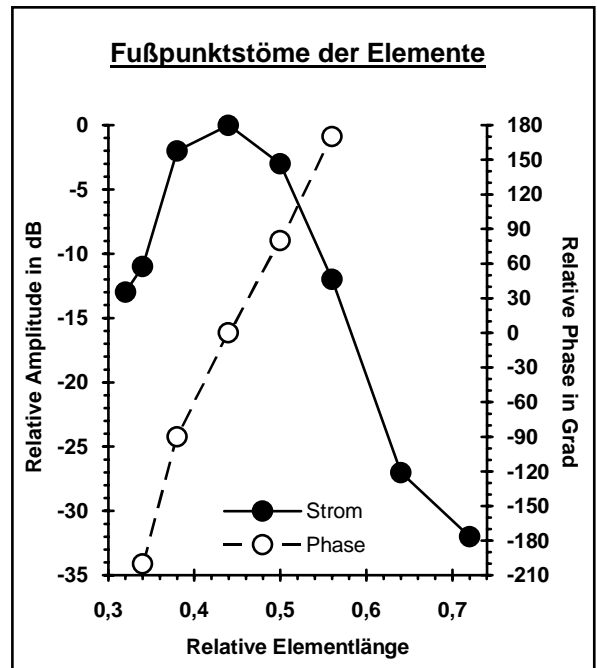


Bild 59

In der Zeichnung ist auch zu sehen, daß die Phasen der Ströme in Richtung der kleineren Elemente hin nacheilen. Diese, für die Rückwärtsstrahlung erforderliche Bedingung, wurde durch die Kommutierung der Elemente erzwungen.

Bild 60 Aktive Zone und LPDA-Schema

Bild 61 Stromverteilung bei verschiedenen Frequenzen

Bild 62 Element-Fußpunktströme gegen relativer Elementlänge

Für die Dimensionierung der logarithmisch-periodischen Dipolantenne ist die Breite der aktiven Zone und die Anzahl der Elemente innerhalb dieser Zone von großer Bedeutung.

Je höher der Antennengewinn sein soll, um so mehr Elemente müssen sich in der aktiven Zone befinden. Dieses kann durch Erhöhen des Stufungsfaktors τ erreicht werden. Es ist zu beachten, daß die Breite der aktiven Zone mit steigendem τ kleiner wird; denn durch die höhere Anzahl der wirkenden Elemente tritt eine höhere Strahlungsdämpfung auf, und die Spannungsamplitude auf der Speiseleitung fällt schneller ab.

Damit die elektrischen Eigenschaften an den Bereichsgrenzen der logarithmisch-periodischen Dipolantenne die gleichen sind, wie denen bei jeder anderen Frequenz innerhalb dieses Bereiches, muß die Antennenstruktur dort die komplette aktive Zone unterstützen.

In den Bildern 58 und 62 ist zu sehen, daß sich das Zentrum der aktiven Zone vor dem Dipol mit der Resonanzlänge ($\lambda/2$) befindet. Ferner verschiebt sich die aktive Zone, aus oben aufgeführten Grund, mit steigendem τ weiter zur Strukturspitze hin.

Die Breite der aktiven Zone und deren Verlauf bestimmt also die Ausdehnung des längsten und des kürzesten Dipols der Antenne.

$$L_1 = K_1 \cdot \lambda_1 \approx \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad (85)$$

$$L_x = K_2 \cdot \lambda_x \approx \frac{\lambda_{\min}}{3} \quad (86)$$

K_1 ist die Struktur-Kürzungskonstante für die unterste Grenzfrequenz und K_2 entsprechend für die obere Grenzfrequenz. Ihre Werte, die von τ und σ abhängen, können dem Bild 63 entnommen werden. Sie beziehen sich auf einen Abfall der Fußpunktströme um 10 dB vom Spitzenwert.

Bild 63 Struktur-Kürzungsfaktoren

Für die Dimensionierung unter Verwendung eines Rechners ergeben folgende Funktionen Näherungswerte:

$$K_1 = 0,9725 - 0,477 \cdot \tau \quad (87)$$

$$K_2 = 7,1\tau^3 - 21,3\tau^2 + 21,98\tau - 7,3 + \sigma(21,82 - 66\tau + 62,12\tau^2 - 18,29\tau^3) \quad (88)$$

Die Bandbreite der aktiven Zone ergibt sich aus dem Verhältnis der beiden Struktur-Kürzungskonstanten:

$$B_a = \frac{K_1}{K_2} \quad (89)$$

In der Literatur wird jedoch meistens eine andere Funktion zur Bestimmung von B_a angegeben:

$$B_a = 1,1 + 30,8(1 - \tau)\sigma \quad (90)$$

Allerdings ist nicht klar, auf welchem Amplitudenabfall der Fußpunktströme sie sich bezieht und in welchem Wertebereich von τ und σ sie genau ist. Gleichung 90 ergibt kleinere Bandbreiten für die aktive Zone als Gleichung 89 und bezieht sich für die untere Bandgrenze immer auf den Dipol mit der Resonanzlänge $\lambda/2$ (also $K_1 = 0,5$).

4.1.3. Physikalische Kenngrößen

Die Länge der einzelnen Dipole berechnet sich nach Gleichung 72 zu

$$L_n = \tau^{n-1} L_1. \quad (91)$$

Dabei wird n soweit erhöht, bis $L_n \leq L_x$ wird, um die volle Breite der aktiven Zone auch bei der größten Frequenz zu unterstützen. Das Verhältnis des längsten zum kürzesten Dipol stellt die Strukturbandbreite dar:

$$B_s = \frac{L_1}{L_N} = \tau^{1-N} \quad (92)$$

Diese kann aber wegen der endlichen Breite der aktiven Zone nicht voll ausgenutzt werden. Die effektive Bandbreite ist daher nur

$$B_{\text{eff}} = \frac{B_s}{B_a}. \quad (93)$$

Um die Elementabstände berechnen zu können, muß Gleichung 75 aufgelöst werden zu

$$d_n = R_n (1 - \tau) = \frac{L_n}{2 \tan \alpha} (1 - \tau) = 2 \sigma L_n. \quad (94)$$

$$d_1 = 2 \sigma K_1 \lambda_1 \quad (95)$$

$$d_n = \tau^{n-1} d_1 \quad (96)$$

Aus Gleichung 92 kann die Anzahl der benötigten Dipole berechnet werden:

$$N = 1 + \frac{\log B_s}{\log \frac{1}{\tau}} = 1 + \frac{\log(B \cdot B_a)}{\log \frac{1}{\tau}} = 1 + \frac{\log \left(B \frac{K_1}{K_2} \right)}{\log \frac{1}{\tau}} \quad (97)$$

Bild 64 zeigt ein Nomogramm für diesen mathematischen Satz.

Bild 64 Nomogramm für die Anzahl der Elemente

Die notwendige Baulänge der Antenne ergibt sich aus der Geometrie der LPDA zu

$$S = R_1 - R_x = \frac{L_1 - L_x}{2 \tan \alpha} = (L_1 - L_x) \frac{2 \sigma}{1 - \tau} \quad (98)$$

oder

$$S = \frac{L_1}{2} \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cot \alpha. \quad (99)$$

4.1.4. Impedanz der LPDA

Wie in Kapitel 4.1.2. beschrieben, wirkt die logarithmisch-periodische Dipolantenne wie eine abgeschlossene symmetrische Zweidrahtleitung die zusätzlich durch die kleineren Elemente vor der aktiven Zone kapazitiv belastet wird.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (100)$$

$$R_0 = \sqrt{\frac{L'}{C' + C_n'}} \quad (101)$$

Z_0 ist der mittlere Wellenwiderstand der Paralleldrahtleitung ohne kapazitive Belastung und R_0 die Antenneneingangsimpedanz mit dem zusätzlichen Kapazitätsbelag C_n' .

Dieser Kapazitätsbelag ist vom Speisepunkt entlang der Doppelleitung bis zur abschließenden aktiven Zone konstant, da mit länger werdenden Elementen auch deren Abstände größer werden. Der Wert von C_n' ist nicht nur von der Elementlänge und dem Elementabstand abhängig, sondern auch noch vom mittleren Wellenwiderstand Z_a der einzelnen Dipole [12].

$$C'_n = \frac{l_n \sqrt{\tau}}{c d_n Z_a} = \frac{\sqrt{\tau}}{4 c Z_a \sigma} \quad (102)$$

$$Z_a = 120 \Omega (\ln s - 2,25) = 120 \Omega \left(\ln \frac{l}{d} - 2,25 \right) \quad (103)$$

Der Funktionsverlauf von Z_a kann aus Bild 65 entnommen werden.

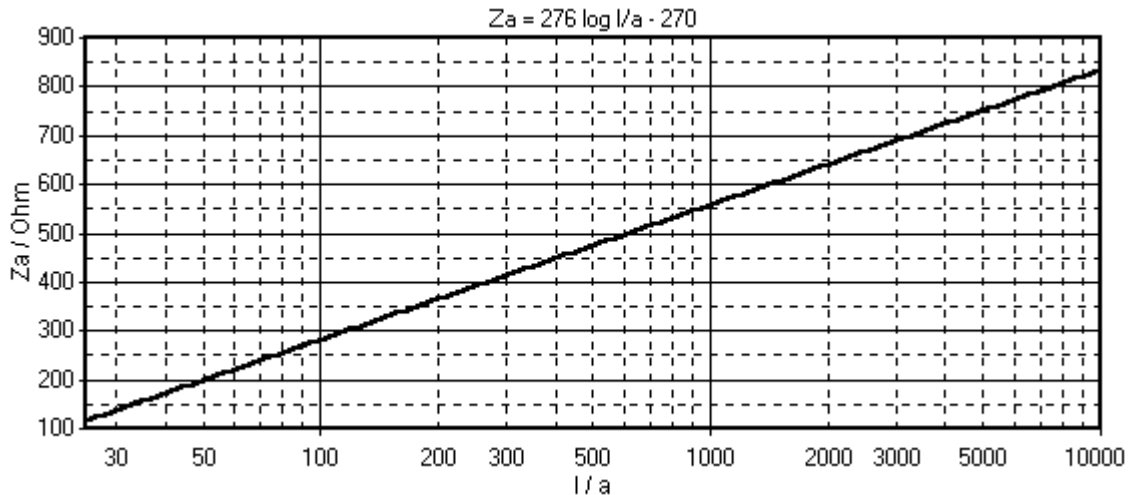


Bild 65 Mittlerer Wellenwiderstand der LPDA-Elemente

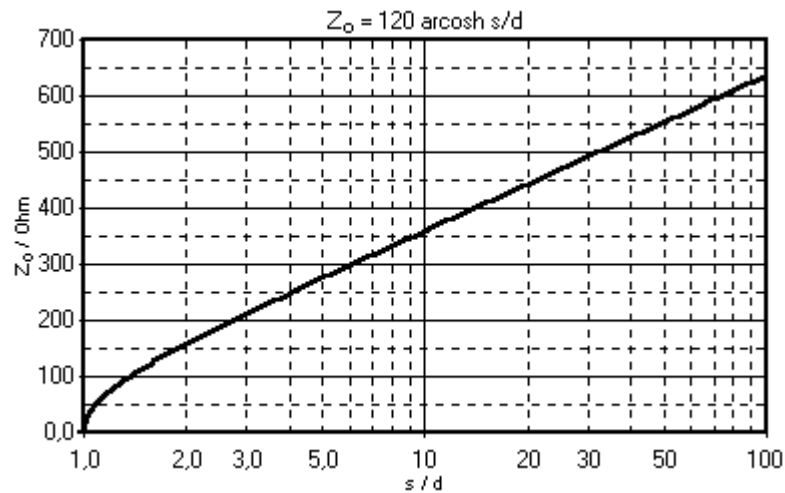


Bild 66 Impedanz einer symmetrischen Zweidrahtleitung

Wird für jedes Element der gleiche Schlankheitsgrad s verwendet (längere Elemente mit größerem Durchmesser), so bleibt C'_n konstant und damit auch die Antenneneingangsimpedanz R_0 .

Wird Gleichung 102 in Gleichung 101 eingesetzt, erhält man

$$R_0 = \frac{Z_0}{\sqrt{1 + \frac{Z_0 \sqrt{\tau}}{4 \sigma Z_a}}}. \quad (104)$$

Um die charakteristische Impedanz der Speiseleitung als Funktion des Eingangswiderstandes zu erhalten, muß die Gleichung umgestellt werden zu:

$$Z_0 = R_0 \left(\frac{R_0 \sqrt{\tau}}{8 \sigma Z_a} + \sqrt{1 + \left(\frac{R_0 \sqrt{\tau}}{8 \sigma Z_a} \right)^2} \right) \quad (105)$$

Der benötigte Wert für Z_0 kann nun durch entsprechende Wahl von Abstand und Durchmesser der beiden Leiter der symmetrischen Speiseleitung eingestellt werden.

Für eine Paralleldrahtleitung mit rundem Leiterprofil gilt (Bild 66):

$$Z_0 = 120 \Omega \cdot \operatorname{arcosh} \frac{s}{d} \quad (106)$$

Dabei ist s der Abstand zwischen den Leitern und d der Durchmesser der Leiter. Wird nach s umgestellt, ergibt sich:

$$s = d \cdot \cosh \frac{Z_0}{120 \Omega} \quad (107)$$

Die Antenneneingangsimpedanz der logarithmisch-periodischen Dipolantenne kann durch einfaches Ändern dieses Abstandes zwischen 50 und 300 Ω eingestellt werden.

4.1.5. Hinweise zur Dimensionierung

Die Dimensionierung der LPDA ist nicht einfach, da die einzelnen Antennenparameter voneinander abhängig sind und nicht einzeln bestimmt werden können (s. Gleichung 84 und 98).

Im Allgemeinen beginnt man die Dimensionierung, indem zwei Werte für den Stufungsfaktor τ und der elektrischen Periodizität σ gewählt werden. Daraufhin können alle anderen Parameter, wie Strukturöffnungswinkel, Dipolanzahl und Baulänge ermittelt werden. Wurde aufgrund einer Dimensionierungsvorschrift (z.B. min. Gewinn oder Richtschärfe) ein Wert für τ bzw. σ gefunden, so gibt es einen optimalen Wert für den anderen Parameter (Bilder 54, 55 und 56). Dieser kann jedoch meistens nicht verwendet werden, weil dadurch die Antenne viel zu lang oder die Anzahl der Dipole zu groß wird. Es muß also ein Kompromiß gefunden werden, wodurch mehrere Rechengänge erforderlich sind.

Um die beste Lösung zu erhalten und zu sehen, wie stark sich die einzelnen Dimensionierungs-Parameter beeinflussen, wurde ein Computerprogramm entwickelt. Das Listing dazu, ist im Anhang A zu finden.

Mit der nachstehenden Schrittfolge erhält man am schnellsten brauchbare Dimensionierungswerte:

1. Festlegen von Gewinn, Halbwertsbreite, Baulänge und Ausdehnung des längsten Elementes.
2. Auswählen von τ und σ für den gewünschten Gewinn unter Verwendung des optimalen Wertes von σ (Bild 54).
3. Prüfen, ob die gewählten Werte von τ und σ den gewünschten Halbwertsbreiten genügen (Bilder 55 und 56).
4. Schritte 2 und 3 mit kleinerem Wert von σ wiederholen, falls die Anforderungen bezüglich der Halbwertsbreiten nicht erfüllt sind.
5. Mit Hilfe von Gleichung 98 prüfen, ob die Baulänge den Höchstwert nicht überschreitet.
6. Falls erforderlich, Schritte 4 und 5 wiederholen.
7. Die Längen der Elemente mit Hilfe der Gleichungen 85 und 91 bestimmen.
8. Die Abstände der Elemente mit den Gleichungen 95 und 96 berechnen.
9. Konzipieren der Speiseleitung für die gewünschte Eingangsimpedanz (Gleichungen 105 und 107).

Bei der Wahl der Dimensionierungs-Parameter müssen diverse Punkte berücksichtigt werden:

Der Stufungsfaktor τ sollte nicht kleiner als 0,80 gewählt werden, da sich sonst nur noch ein Dipol in der aktiven Zone befindet. Strukturen mit $\tau > 0,975$ sind im Mikrowellenbereich schwierig zu konstruieren und bei kleinen Frequenzen sehr lang, schwer und teuer.

Die elektrische Periodizität σ darf nicht kleiner als 0,05 werden, da sonst der Gewinn steil abfällt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß mit kleiner werdendem $d_n = 2\sigma l_n$ infolge der von Element zu Element sich wiederholenden Phasenumkehr die Phase zwischen benachbarten Dipole sich dem Wert π nähert. Wird σ größer 0,25 gewählt, entstehen große Nebenkeulen im Strahlungsdiagramm.

Für eine brauchbare Dimensionierung sollten sich die LPDA-Parameter innerhalb der folgenden Grenzen befinden:

$$\begin{aligned} 0,81 &\leq \tau \leq 0,95 \\ 0,1 &\leq \sigma \leq 0,2 \\ 4^\circ &\leq \alpha \leq 20^\circ \\ 50 \Omega &\leq R_0 \leq 300 \Omega \end{aligned} \tag{108}$$

Es ist zu beachten, daß diese Bereiche nur für die LPDA gelten. Bei anderen logarithmisch-periodischen Antennentypen, wie z.B. bei der logarithmisch-periodischen Trapez-Zahn-Antenne, können diese Wertebereiche anders liegen. Selbst bei völlig gleichen Dimensionierungs-Parameter unterscheiden sich oft die elektrischen Eigenschaften der jeweiligen Antennentypen.

Die Speiseleitung wird am niederfrequenten Ende im Abstand l_s kurzgeschlossen. Dieser Stub liegt in der Größenordnung

$$\frac{\lambda_{\max}}{10} \leq l_s \leq \frac{\lambda_{\max}}{8} \tag{109}$$

Bei einer Speiseleitung aus Rohren vergrößert sich also die Baulänge um die Ausdehnung dieses Abschlusses. Im Kurzwellenbereich genügt eine Leiterschleife der gestreckten Länge $l_s \approx 200$ mm.

Der Mittenabstand s der beiden Leiter der symmetrischen Speiseleitung muß kleiner sein als

$$s < \frac{\lambda_{\min}}{10} \tag{110}$$

Die Ausdehnung g der beiden Pole am Speisepunkt der LPDA (Bild 67) ist ebenso begrenzt auf

$$g < \frac{\lambda_{\min}}{16} \tag{111}$$

Alle in diesem Kapitel aufgeführten Formeln beziehen sich auf elektrische Längen. Endeffekt-Korrekturen und Verkürzungsfaktoren dürfen erst dann auf die Elementlängen angewandt werden, wenn die komplette Dimensionierung abgeschlossen ist.

4.1.6. Berechnung der LPDA-Parameter

Da für den extrem großen Frequenzbereich von 30 bis 300 MHz eine sehr große Baulänge zu erwarten war und keine Anforderungen bezüglich Gewinn und Richtschärfe vorlagen, wurden für den ersten Rechengang die Mindestwerte für τ und σ gewählt.

Das Computerprogramm ergab mit $\tau = 0,81$ und $\sigma = 0,1$ dennoch eine zu große Baulänge von 6 Metern. Der Frequenzbereich mußte also eingeschränkt werden. Es wurde der Bereich zwischen 54 MHz (Kanal 3 im VHF-I Band) und 230 MHz (Kanal 12 im VHF-III Band) gewählt.

Ein erneuter Rechengang ergab dann eine Baulänge von 3,12 m und blieb somit unter dem Maximalwert von 3,50 m. Daraufhin konnten die Antennen-Parameter mit höheren Werten von τ und σ optimiert werden.

Die günstigsten Werte und Abmessungen zeigen sich mit $\tau = 0,84$ und $\sigma = 0,1$:

Stufungsfaktor	$\tau =$	0,840
elektrische Periodizität	$\sigma =$	0,100
untere Frequenzgrenze	$f_u =$	54,0MHz
obere Frequenzgrenze	$f_o =$	230,8MHz
effektive Bandbreite	$B =$	4,27
Strukturbandbreite	$B_s =$	6,81
Bandbreite der aktiven Zone	$B_a =$	1,59
Öffnungshalbwinkel der Struktur	$\alpha =$	21,8°
Erforderliche Dipolanzahl	$N =$	12
Antennenbaulänge (ohne Stub)	$S =$	2,96m
Antennenbaulänge (mit Stub)	$A =$	3,52m
Länge der kleinsten Dipolhälfte	$L_{12} =$	195mm
Länge der größten Dipolhälfte	$L_1 =$	1325mm
kleinster Dipolabstand	$d_{11} =$	97mm
größter Dipolabstand	$d_1 =$	556mm
kleinster Dipoldurchmesser	$a_{12} =$	2,6mm
größter Dipoldurchmesser	$a_1 =$	17,9mm
Mittenabstand der Doppelleitung	$s =$	24,0mm
Wellenwiderstand der Dipole	$Z_a =$	335,2 Ω
Wellenwiderstand der Doppelleitung	$Z_o =$	59,3 Ω

Dipol	Länge	Abstand	Durchmesser
1	1325 mm	0 mm	17,9 mm
2	1113 mm	556 mm	15,1 mm
3	935 mm	467 mm	12,6 mm
4	785 mm	392 mm	10,6 mm
5	660 mm	329 mm	8,9 mm
6	554 mm	277 mm	7,5 mm
7	465 mm	232 mm	6,3 mm
8	391 mm	195 mm	5,3 mm
9	328 mm	164 mm	4,4 mm
10	276 mm	138 mm	3,7 mm
11	232 mm	116 mm	3,1 mm
12	195 mm	97 mm	2,6 mm

Um genügend Stabilität zu erreichen, wurden für die beiden Leiter der symmetrischen Speiseleitung zwei Vierkantrohre mit einer Kantenlänge von 20 mm angegeben. Damit der Durchmesser des kürzesten Elementes nicht zu klein und der des längsten nicht größer als die Kantenlänge der Trägerrohre wird, wurde ein Schlankheitsgrad von 155 gewählt.

Der Gewinn der Antenne kann aus Bild 54 ermittelt werden und beträgt 8 dB. Die Halbwertsbreite in der E-Ebene beträgt etwa 65° und in der H-Ebene zirka 100°.

Der Rechengang mit den endgültigen Ergebnissen soll hier noch einmal detailliert aufgeführt werden.

Aus τ und σ kann mit Hilfe von Gleichung 84 der Strukturöffnungswinkel bestimmt werden:

$$\alpha_{\text{rad}} = \arctan \frac{1 - \tau}{4\sigma} = \arctan \frac{1 - 0,84}{4 \cdot 0,1} = 0,38 \quad (112)$$

$$\alpha = \alpha_{\text{rad}} \frac{180^\circ}{\pi} = 0,38 \frac{180^\circ}{\pi} = 21,8^\circ \quad (113)$$

Da am höherfrequenten Ende der Antenne immer ein Dipol mehr angesetzt wird, um die komplette aktive Zone zu unterstützen, ist die resultierende Bandbreite immer etwas größer. In diesem Fall reichte für die gewünschte obere Frequenzgrenze ein Wert von 216 MHz aus.

$$B = \frac{f_o}{f_u} = \frac{216 \text{ MHz}}{54 \text{ MHz}} = 4 \quad (114)$$

Die Bandbreite der aktiven Zone beträgt nach Gleichung 90:

$$B_a = 1,1 + 30,8(1 - \tau)\sigma = 1,1 + 30,8(1 - 0,84)0,1 = 1,59 \quad (115)$$

Die Strukturbandbreite ist nach Gleichung 92:

$$B_s = \tau^{1-N} = 0,84^{1-12} = 6,81 \quad (116)$$

Daraus ergibt sich eine effektive Bandbreite $B_{\text{eff}} > B$ von:

$$B_{\text{eff}} = \frac{B_s}{B_a} = \frac{6,81}{1,59} = 4,28 \quad (117)$$

Die obere Grenzfrequenz beträgt also genau:

$$f_o = f_u \cdot B_{\text{eff}} = 54 \text{ MHz} \cdot 4,28 = 231 \text{ MHz} \quad (118)$$

Mit Gleichung 97 wird die Anzahl der Dipole berechnet:

$$N = 1 + \frac{\log(B_s)}{\log \frac{1}{\tau}} = 1 + \frac{\log(6,81)}{\log \frac{1}{0,84}} = 12 \quad (119)$$

Die Ausdehnung des längsten Dipols (elektrische Länge) ergibt sich aus Gleichung 85:

$$\lambda_{\text{max}} = \frac{c}{f_u} = \frac{300 \cdot 10^6 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{54 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{s}}} = 5,56 \text{ m} \quad (120)$$

$$L_1 = \frac{\lambda_{\text{max}}}{2} = \frac{5,56 \text{ m}}{2} = 2,78 \text{ m} \quad (121)$$

Der größte Elementabstand und Elementdurchmesser kann aus L_1 bestimmt werden:

$$d_1 = 2\sigma L_1 = 2 \cdot 0,1 \cdot 2,78 \text{ m} = 556 \text{ mm} \quad (122)$$

$$a_1 = \frac{L_1}{s} = \frac{2,78 \text{ m}}{155} = 17,9 \text{ mm} \quad (123)$$

Die Größen der anderen Elemente erhält man jeweils durch die Multiplikation mit z .

Mit Gleichung 98 und 109 kann die Baulänge bestimmt werden:

$$S = \frac{L_1}{2} \left(1 - \frac{1}{B_s} \right) \cot \alpha = \frac{2,78 \text{ m}}{2} \left(1 - \frac{1}{6,81} \right) \cot 0,38 = 2,97 \text{ m} \quad (124)$$

$$A = S + \frac{\lambda_{\max}}{10} = 2,97 \text{ m} + \frac{5,56 \text{ m}}{10} = 3,53 \text{ m} \quad (125)$$

Mit einem Schlankheitsgrad von $s = 155$ erhält man den mittleren Wellenwiderstand der Dipole:

$$Z_a = 120(\ln s - 2,25) \Omega = 120(\ln 155 - 2,25) \Omega = 335 \Omega \quad (126)$$

Die charakteristische Impedanz der Speiseleitung beträgt:

$$\begin{aligned} Z_0 &= R_0 \left(\frac{R_0 \sqrt{\tau}}{8 \sigma Z_a} + \sqrt{1 + \left(\frac{R_0 \sqrt{\tau}}{8 \sigma Z_a} \right)^2} \right) \\ &= 50 \Omega \left(\frac{50 \Omega \sqrt{0,84}}{8 \cdot 0,1 \cdot 335 \Omega} + \sqrt{1 + \left(\frac{50 \Omega \sqrt{0,84}}{8 \cdot 0,1 \cdot 335 \Omega} \right)^2} \right) = 59,3 \Omega \end{aligned} \quad (127)$$

Bei der Berechnung des Mittenabstandes der Trägerrohre (Kantenlänge = 20 mm) muß in der Gleichung 107 ein Korrekturfaktor k berücksichtigt werden, da die Leiter hier statt eines runden Querschnitts ein Vierkantprofil aufweisen:

$$\begin{aligned} s &= d \cosh \frac{Z_0 + k}{120 \Omega} \\ &= 20 \text{ mm} \cdot \cosh \frac{59,3 \Omega + 15 \Omega}{120 \Omega} = 24 \text{ mm} \end{aligned} \quad (128)$$

Damit ist die logarithmisch-periodische Dipolantenne dimensioniert.

4.2. Mechanischer Aufbau

Die Antenne ist mit einer Länge von 3,53 m und der größten Breite von 2,65 m ein recht gewaltiges Gebilde. Als Baumaterial kam daher nur Aluminium (AlMgSi05) in Frage.

Für die beiden Trägerrohre wurde ein Vierkantprofil mit einer Kantenlänge von 20 mm und einer Wandstärke von 2 mm gewählt.

Das Material für die Elemente konnte nicht jeweils mit dem errechneten Durchmesser erworben werden. Es wurden für die einzelnen Positionen folgende Abmessungen verwendet:

Dipol	berechneter Durchmesser	verwendeter Durchmesser
1	17,9 mm	15,0 mm
2	15,1 mm	15,0 mm
3	12,6 mm	12,0 mm
4	10,6 mm	10,0 mm
5	8,9 mm	8,0 mm
6	7,5 mm	8,0 mm
7	6,3 mm	6,0 mm
8	5,3 mm	6,0 mm
9	4,4 mm	6,0 mm
10	3,7 mm	6,0 mm
11	3,1 mm	6,0 mm
12	2,6 mm	6,0 mm

Die Dipole 1 bis 6 sind Aluminiumrohre, während die dünneren Dipole 7 bis 12 aus Vollmaterial bestehen. Die Elementrohre mußten an die beiden Trägerrohre angeschweißt werden, da es aufgrund der Kommutierung keine einfache Möglichkeit gibt, die langen Elemente stabil zu befestigen. Schließlich muß zur Selbstsymmetrierung ein Koaxial-Kabel durch eines der Trägerrohre geführt werden.

Da die beiden Trägerrohre als symmetrische Speiseleitung wirken, müssen sie zueinander isoliert fixiert werden. Dazu wurden vier 25 mm breite Kunststoffärmel gefertigt, die entlang der Antenne verteilt angebracht wurden. In der Mitte dieser Kunststoffärmel wurde waagrecht eine Kunststoffschraube der Größe M5 durchgeführt, um den Abstand der beiden Trägerrohre gegeneinander zu justieren. Der Abstand ist damit 1 mm größer als berechnet (Gleichung 128).

Die Antenne muß zusätzlich zum Antennenmast isoliert werden. Auch dafür wurde eine Halterung aus Kunststoff gefertigt.

Die Ausführung des Speisepunktes stellt die letzte Problematik bei der Konstruktion der logarithmisch-periodischen Dipolantenne dar. Eine elektrisch ideale Realisierung ist in Bild 67 zu sehen. Bei der praktischen Verwirklichung muß neben der elektrischen Funktion auch die Korrosionsfestigkeit gewährleistet sein:

Für beide Vierkant-Trägerrohre sind Aluminiumwürfel gefertigt worden, die in die Rohre eingepaßt wurden. In einem dieser Klötze wurde zusätzlich zentriert ein Loch gebohrt. Darin wurde dann eine BNC-Buchse so eingesetzt, daß der Buchsenverschluß in das Rohr hineinragt, während der Mittelkontakt nach außen frei absteht. Mittels eines Steges wurde dann von diesem Kontakt eine Verbindung zum anderen Trägerrohr geschaffen. Das Koaxial-Kabel kann so über ein BNC-Stecker wettergeschützt innerhalb des Rohres mit der BNC-Buchse verbunden werden. Die beiden Klötze und der Verbindungssteg wurden mit kleinen Edelstahlschrauben gesichert.

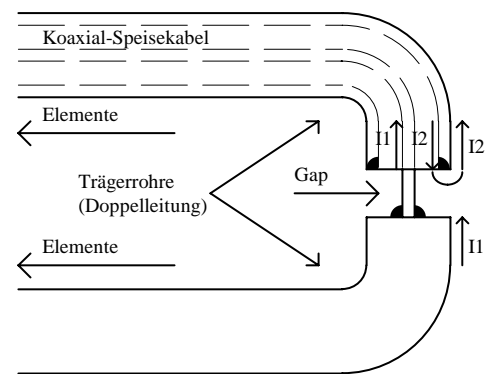


Bild 67 Speisepunkt der LPDA

4.3. Meßergebnisse

Zur Messung der Antenneneingangsimpedanz und des Stehwellenverhältnisses wurde die logarithmisch-periodische Dipolantenne senkrecht an einen Mast montiert, so daß diese ins Firmament strahlte. Dadurch konnten etwaige Beeinflussungen durch die Umgebung und den Erdboden weitgehend vermieden werden. Die Messungen wurden mit einem Network-Analyser durchgeführt und ausgeplottet. Ein Teil der Meßkurven ist im Anhang C zu finden.

Die erste Messung wurde im Bereich von 30 bis 300 MHz durchgeführt. In der Meßkurve war deutlich eine Fehlanpassung im unteren Frequenzbereich zu sehen. Um einen besseren Überblick zu erhalten, wurden weitere Meßdurchgänge mit kleineren Frequenzintervallen vorgenommen. Es zeigte sich, daß die Meßwerte unter 55 MHz und über 370 MHz gegen Unendlich liefen. Dieser Bereich entspricht in etwa der berechneten Strukturbandbreite von 6,81. Auffallend im Smith-Diagramm waren zwei große Schleifen im Bereich 50 bis 100 MHz und 100 bis 150 MHz. Es war ebenfalls deutlich zu sehen, daß die Meßwerte nicht um den Diagramm-Mittelpunkt (50Ω) verliefen. Sie hatten einen leichten Versatz nach links; Die Antenne war also zu niederohmig (etwa 43Ω).

Die Eingangsimpedanz der logarithmisch-periodischen Dipolantenne kann durch Vergrößern des Abstandes zwischen den beiden Trägerrohren erhöht werden. Dieser Abstand (5 mm) war bereits größer als berechnet. Er wurde dann auf 6 mm verbreitert.

Eine neue Meßreihe ergab dann den korrekten Wert von 50Ω . Die Schleifen im Smith-Diagramm wurden kleiner und verliefen um den Mittelpunkt. Es waren jedoch noch zwei Stellen bei 90 MHz und 125 MHz geblieben, an denen Fehlanpassung herrschte. Durch Verkürzen des Stubs konnten die Orte dieser Fehlanpassungen verändert werden, jedoch nicht deren Werte. Lediglich bei offener Speiseleitung (ohne Stub) verbesserte sich das Stehwellenverhältnis an diesen Stellen etwas. Nachteilig war jedoch, daß ohne Stub die untere Grenzfrequenz anstieg.

Im Idealfall müßten alle Strukturgrößen einer Breitbandantenne dem Winkelprinzip gehorchen. Bei der logarithmisch-periodischen Dipolantenne ist dieses aber nur bei der Elementlänge und deren Durchmesser gegeben. Die Ausdehnungen der Speiseleitung (Leiterdurchmesser und Abstand der Leiter) sind bei der LPDA jedoch konstant.

Da der Durchmesser der Trägerrohre nicht geändert werden konnte, wurde versucht, die elektrischen Eigenschaften der logarithmisch-periodischen Dipolantenne durch stetiges Vergrößern des Zwischenraumes der Trägerrohre zu verbessern.

Am Speisepunkt wurde der Abstand bei 6 mm belassen, um die Anpassung an 50Ω zu gewährleisten. Der Trägerrohr-Abstand am niederfrequenten Ende wurde jedoch auf 9 mm aufgestockt. Durch diese Anordnung ergaben sich sodann deutlich bessere Meßergebnisse (siehe Anlage C). Weitere Ausdehnungen ergaben keine günstigeren Werte. Das Stehwellenverhältnis blieb in dieser Ausführung bis auf zwei schmale Stellen unter 1:1,5.

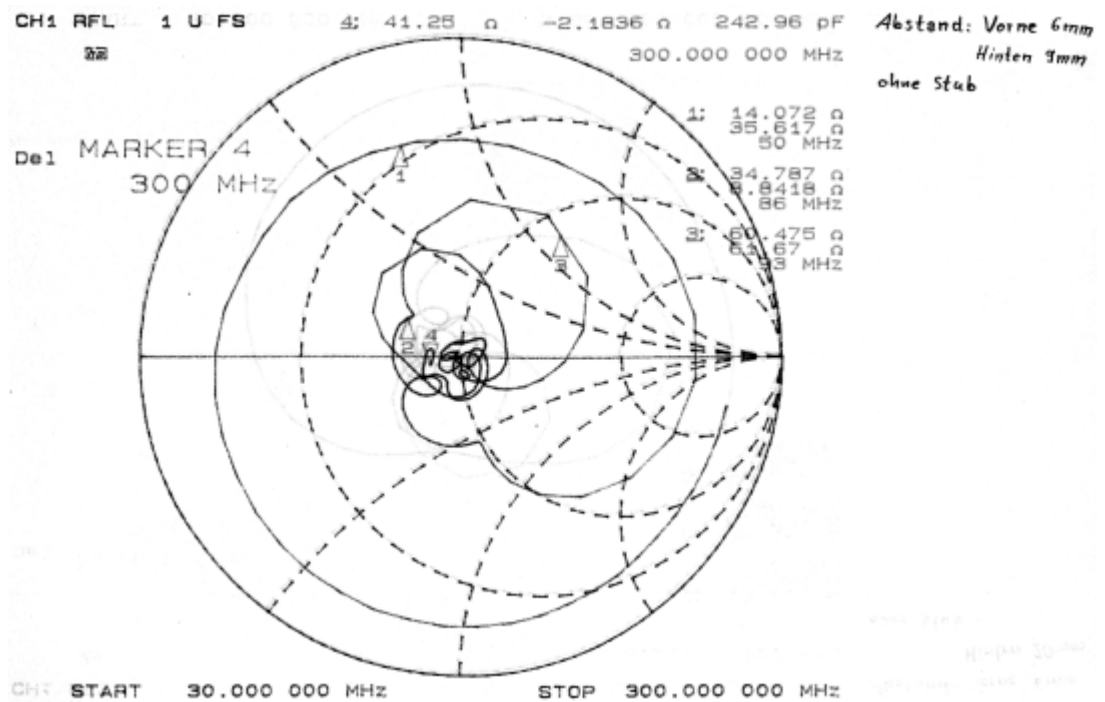
Um zu testen, ob sich die Meßwerte noch weiter verbessern ließen, wurde der Abstand der Trägerrohre weiter auf konstante 12 mm erhöht. Wie zu erwarten war, ergab sich dadurch eine Antenneneingangsimpedanz größer 50Ω .

Die beste Lösung wäre jedoch gewesen, den Kapazitätsbelag am niederfrequenten Ende dadurch zu reduzieren, indem man den Durchmesser der langen Elemente verkleinern würde. So haben auch jeweils sämtliche Elemente der auf dem Markt erhältlichen logarithmisch-periodischen Dipolantennen eine gleiche Stärke (siehe z.B. Bild 34).

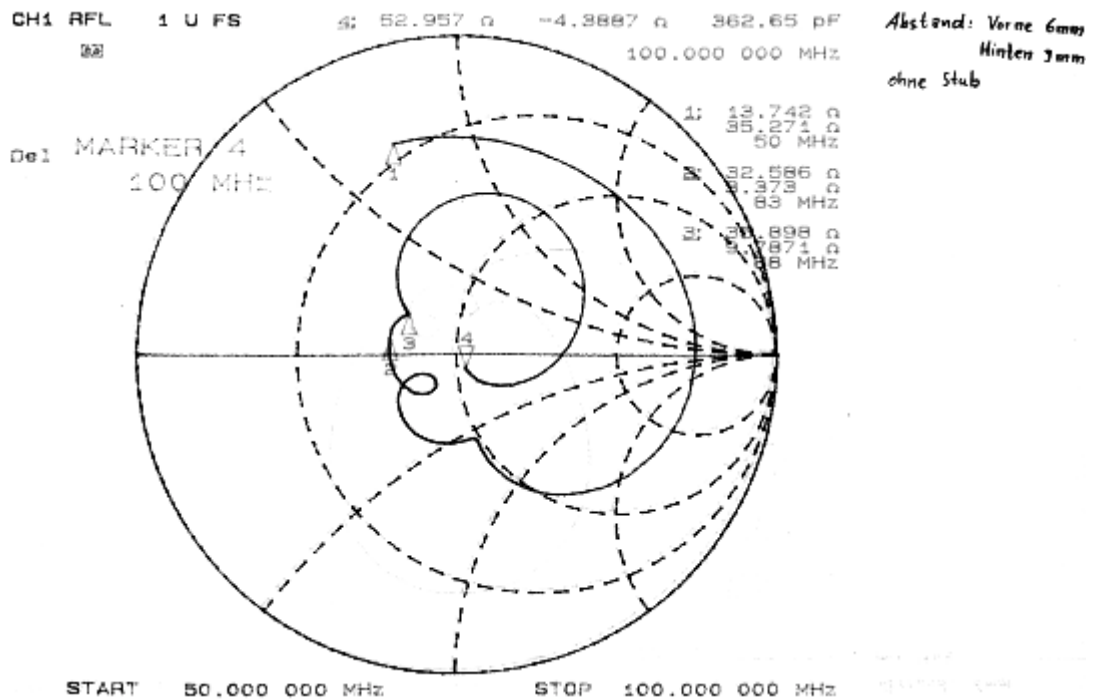
Anhang B: Literaturverzeichnis

- [1] CARREL, R.: THE DESIGN OF LOG.-PERIODIC DIPOLE ANTENNAS. IRE INT. CONV. REC. VOL. 9, PT. I, 1961, S. 61–75
- [2] DU HAMEL, R. H., ORE, F.R.: LOGARITHMICALLY PERIODIC ANTENNA DESIGNS. IRE NAT. CONV. REC. VOL. 6, PT. I, 1958, S. 139–151
- [3] DUBOST, G., ZISLER, S.: BREITBAND-ANTENNEN. R. OLDENBOURG VERLAG, MÜNCHEN, 1977, 355 S.
- [4] HEILMANN, A.: ANTENNEN III. BIBLIOGRAPHISCHES INSTITUT AG, MANNHEIM, 1970, 184 S.
- [5] JASIK, H.: ANTENNA ENGINEERING HANDBOOK. MCGRAW-HILL, NEW YORK, 1961, S. 18.1–18.31
- [6] KRAUS, J. D.: ANTENNAS. MCGRAW-HILL, NEW YORK, 1988, 892 S.
- [7] KRUG, J.: VORLESUNG IMPULSTECHNIK, FH NIEDERRHEIN KREFELD, 1989/90
- [8] KÜHN, R.: MIKROWELLEN ANTENNEN. VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN, 1964, S. 650–664
- [9] MEINKE, H., GUNDLACH, F. W.: TASCHENBUCH DER HOCHFREQUENZTECHNIK. SPRINGER-VERLAG, BERLIN, 1986
- [10] ROTHAMMEL, K.: ANTENNENBUCH. FRANCKH-KOSMOS VERLAG, STUTTGART, 10. AUFLAGE
- [11] RUMSEY, V. H.: FREQUENCY-INDEPENDENT ANTENNAS. ACADEMIC PRESS, NEW YORK, 1966
- [12] SMITH, C. E.: LOG-PERIODIC ANTENNA DESIGN HANDBOOK. SMITH-ELECTRONICS PRESS, CLEVELAND, OHIO, 1966, 375 S.
- [13] STIRNER, E.: ANTENNEN BAND 2: PRAXIS. ALFRED HÜTHIG VERLAG, HEIDELBERG, 1980, 215 S.
- [14] STUTZMAN, W. L., THIELE, G. A.: ANTENNA THEORY AND DESIGN. JOHN WILEY & SONS, NEW YORK, 1981, 598 S.
- [15] WEEKS, W. L.: ANTENNA ENGINEERING. MCGRAW-HILL, NEW YORK, 1968, 370 S.
- [16] WOHLLEBEN, R.: DIE TYPEN LINEAR-POLARISierter LOGARITHMISCH-PERIODISCHER ANTENNEN. NTZ, 1969, HEFT 9, S. 531–542

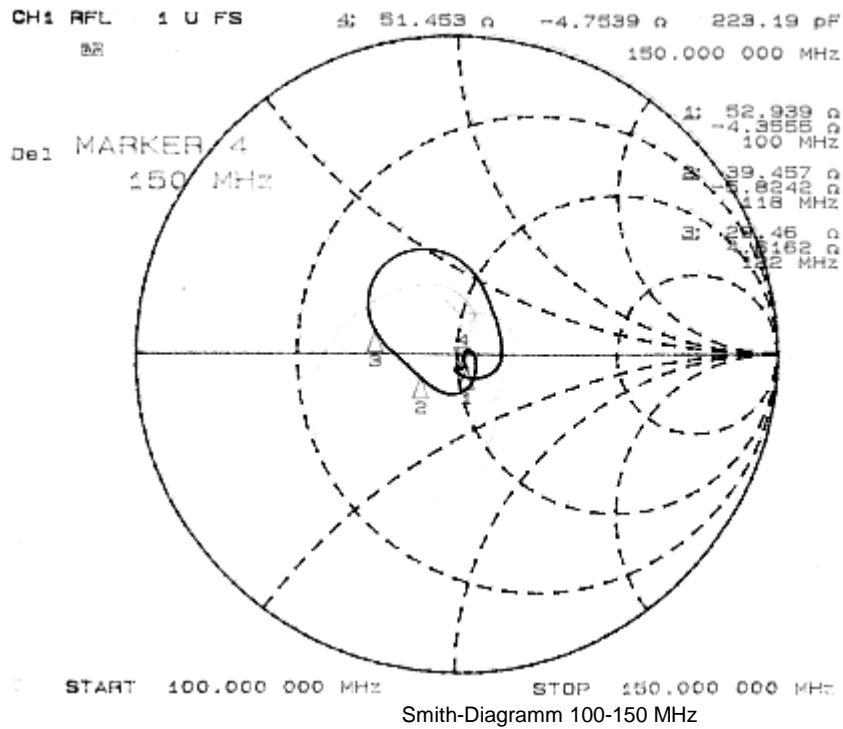
Anhang C: Meßkurven



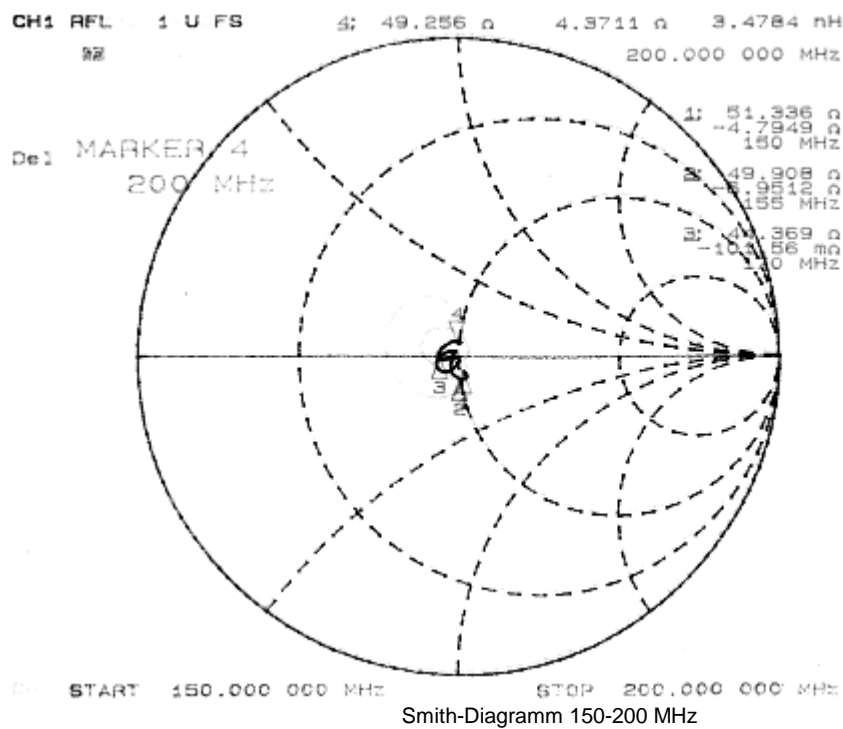
Smith-Diagramm 30-300 MHz



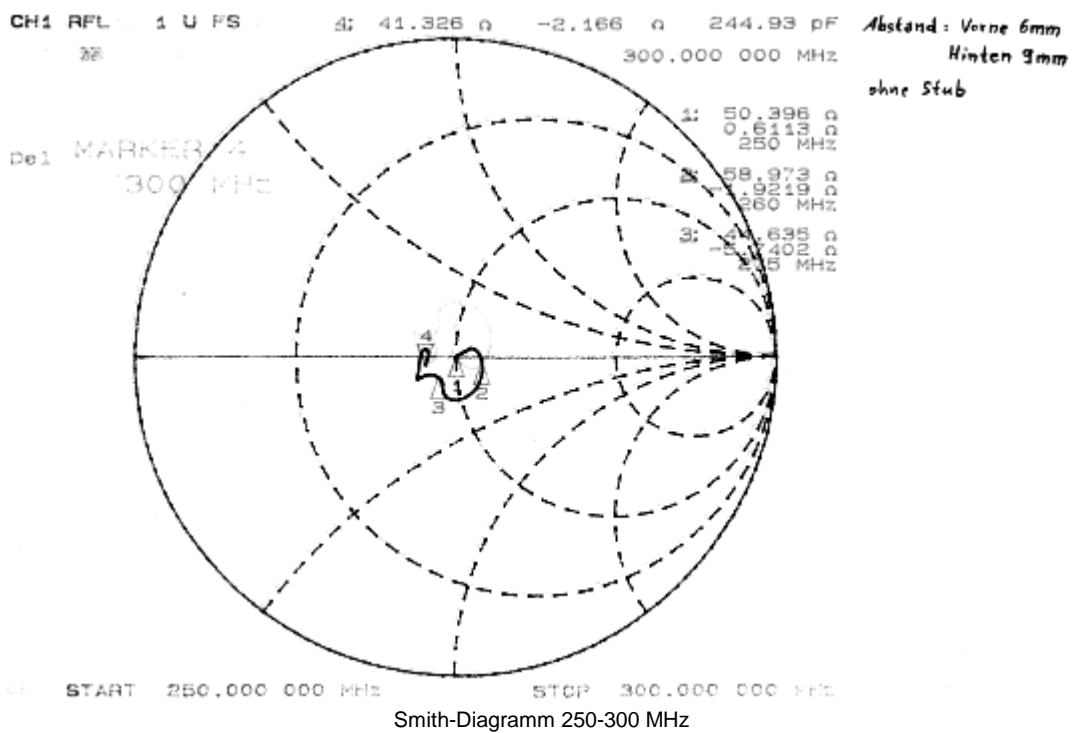
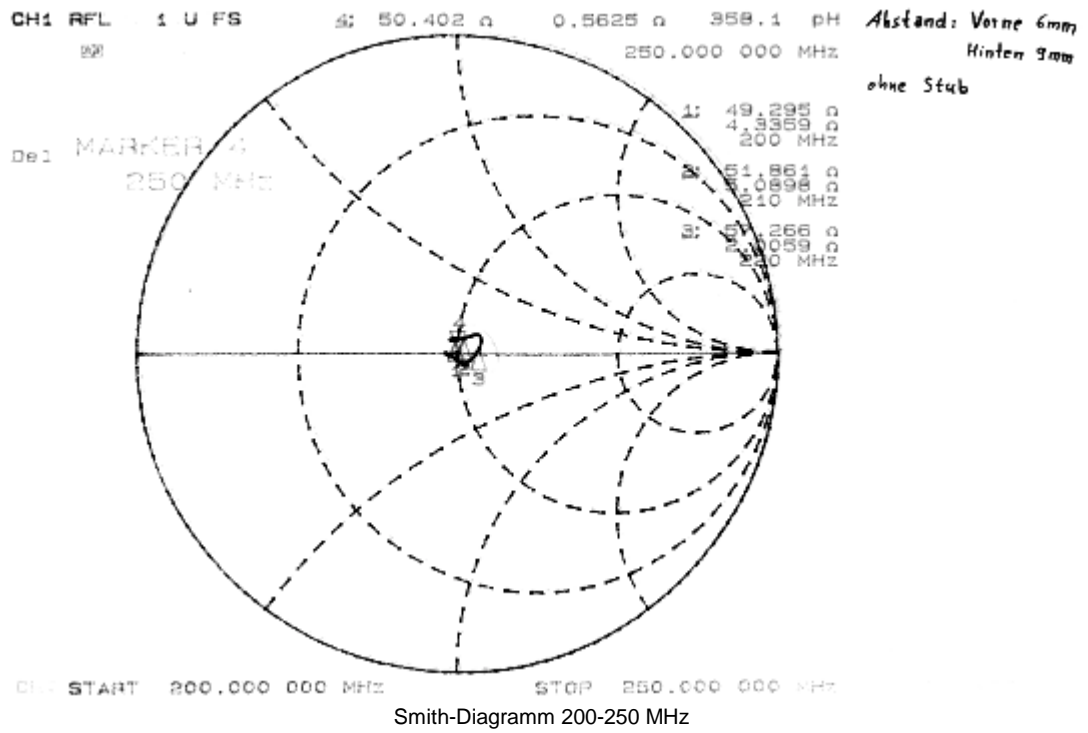
Smith-Diagramm 50-100 MHz

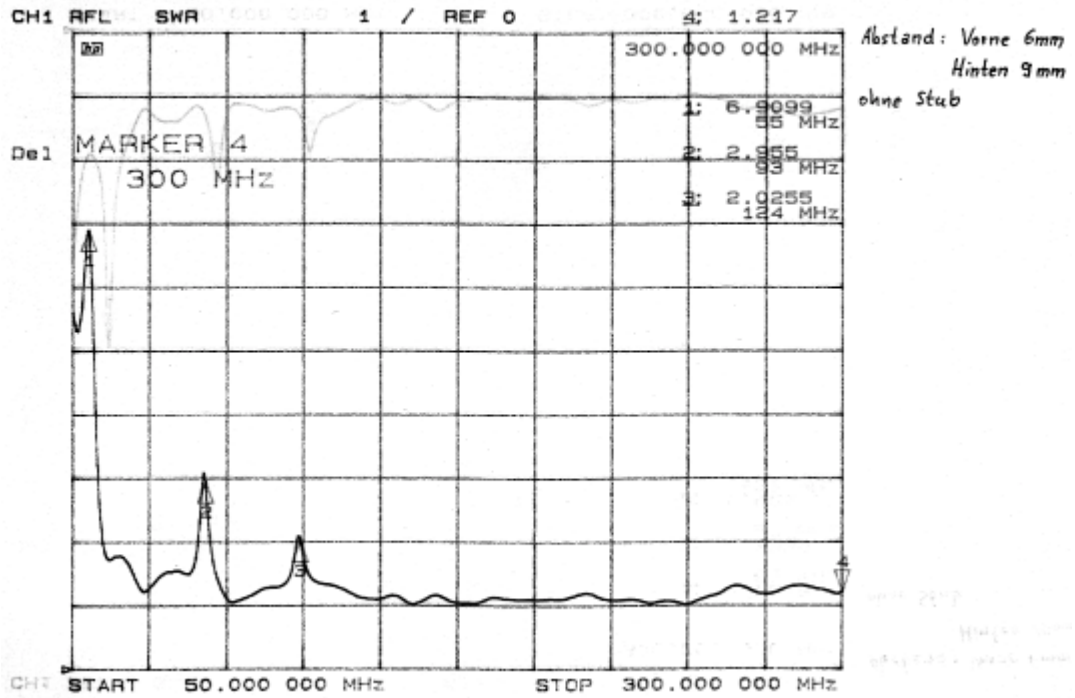


Abstand: Vorne 6mm
 Hinten 9mm
 ohne Stub

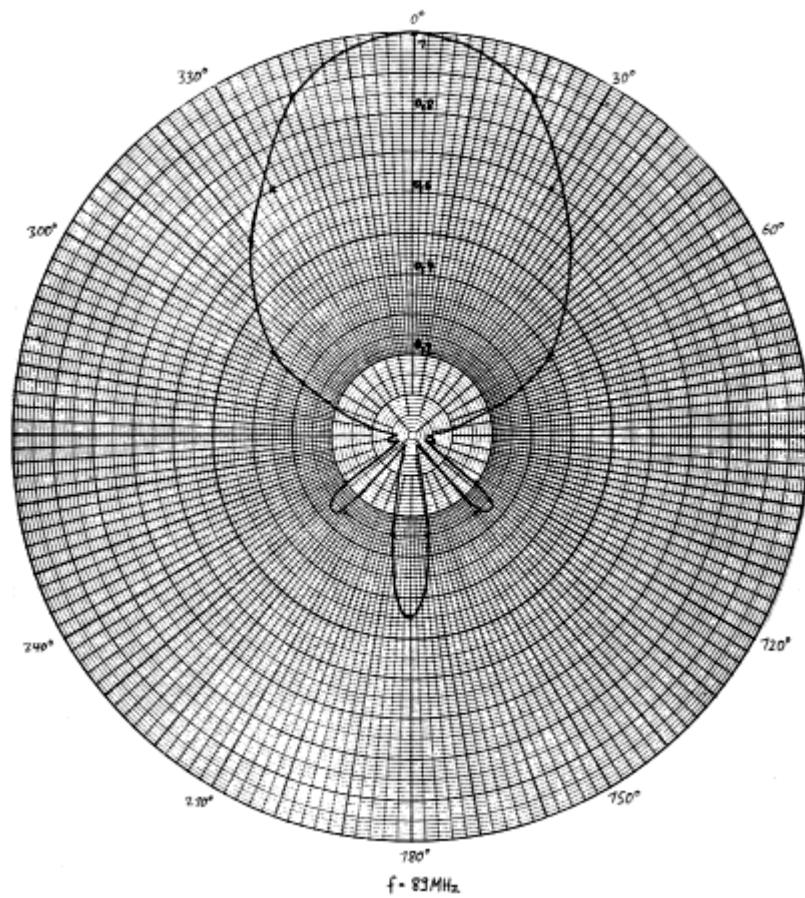


Abstand: Vorne 6mm
 Hinten 9mm
 ohne Stub

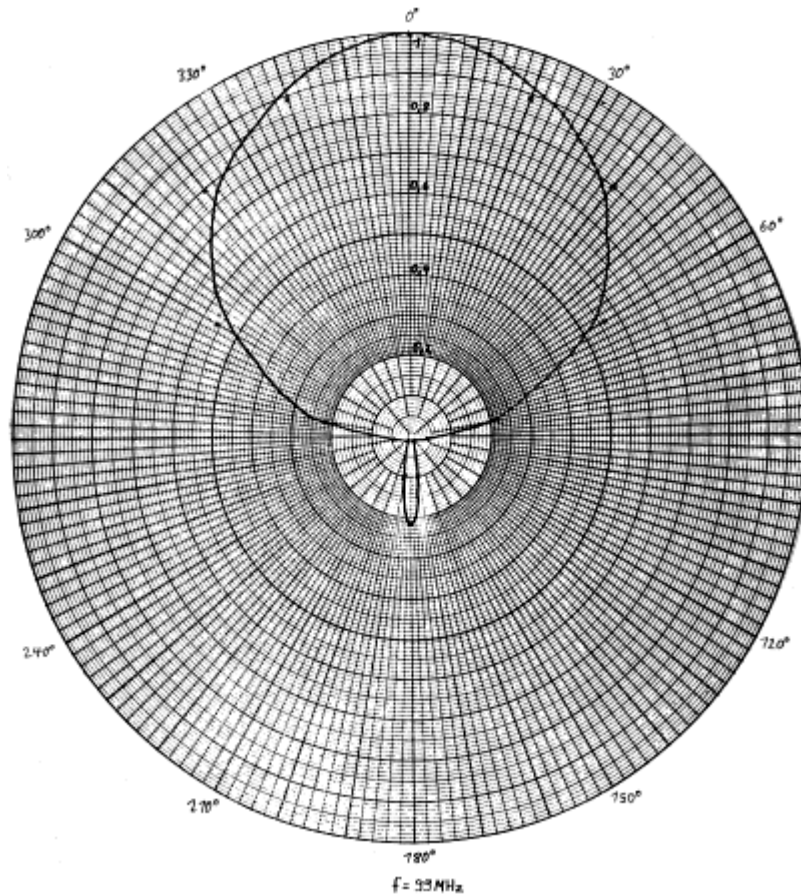




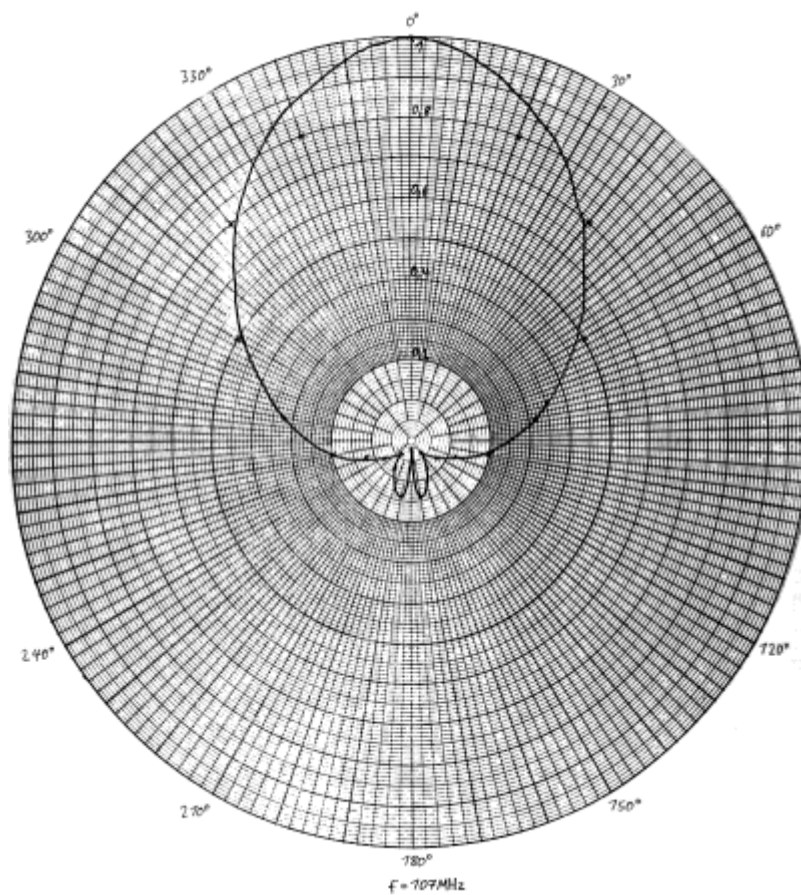
Stehwellenverhältnis 30-300 MHz



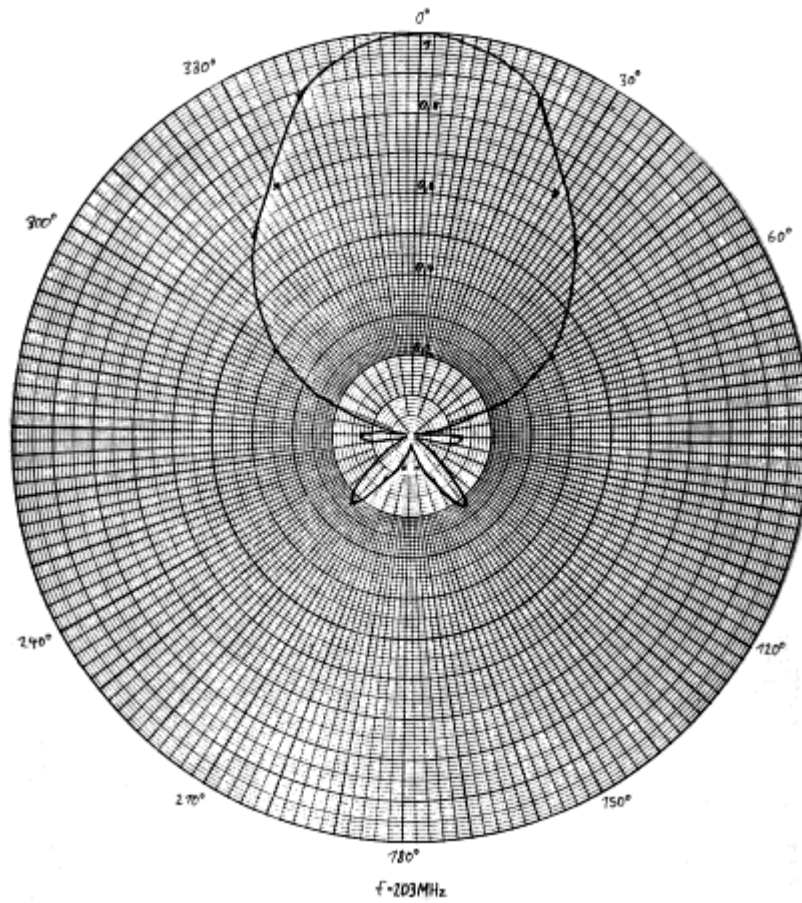
Horizontaldiagramm 89 MHz



Horizontaldiagramm 99 MHz



Horizontaldiagramm 107 MHz



Stand: 16. Mai 2003