

Praxis der Zweidrahtleitung im KW-Bereich

**Mitteilungen aus dem Institut
für Umwelttechnik
Nonnweiler-Saar
Dr. Schau
DL3LH**

Vorwort:

Verluste in der Antennenanlage vermindern die von der Antenne abgestrahlte Leistung und die von der Gegenstation empfangene Signalstärke.

Will der Amateur Mehrfrequenz- und Mehrbandbetrieb machen, muss als Zuleitung zur Antenne entweder eine Doppell- oder bei längeren Distanzen zur Antenne, eine Einzelleitung verwendet werden /2/. Auch diese haben, entgegen der landläufigen Meinung, enorme Verluste, wenn ein hohes VSWR auf der Leitung vorhanden ist. Das VSWR auf der Zuleitung wird wesentlich durch die Antennenimpedanz bestimmt. Sie ist damit verantwortlich für die Verlustsituation auf der Zuleitung und im Anpassnetzwerk, weil die Verluste der Anpassschaltung von der Lastimpedanz abhängig sind. Da die Eingangsimpedanz der Zuleitung und die Lastimpedanz des Anpassnetzwerkes identisch sind, bestimmt die Antennenimpedanz die Verluste in der gesamten Antennenanlage.

Die Eingangsimpedanz einer Leitung wird auch von deren Länge bestimmt, die so gewählt werden muss, dass die Anpassschaltung geringe Verluste hat. Nach /5/ hat eine Transformationsschaltung immer nur dann geringe Verluste, wenn der Weg im Smith-Chart kurz ist oder einfacher ausgedrückt: „Die Verluste einer Anpassschaltung sind immer dann gering, wenn diese wenig zu transformieren hat“.

Das ist immer nur dann der Fall, wenn die Lastimpedanz des Anpassnetzwerkes niederohmig reell oder in ganz seltenen Fällen identisch mit der Quellimpedanz ist (Bild 1).

Hochohmige Lastimpedanzen erfordern in der Anpassschaltung immer entsprechend große Blindelemente zur Kompensation. Besonders Spulen sind, da deren Güte nicht beliebig gesteigert werden kann, *die* Verlustbringer. Je weniger Spulen in einer Anpassschaltung verwendet werden, umso geringer die Verluste.

Die Länge der Zuleitung ist also nicht frei wählbar, will man hohe Verluste im Gesamtsystem vermeiden /1/. Kochrezepte über die „Länge der Zuleitung plus Länge der halben Dipol-Antenne“ sind reine Spekulation und gehören in den Bereich der Fabel.

Damit die Frage exakt beantwortet werden kann, welche Verluste bei verschiedenen Längen der

symmetrischen Antennenzuleitung auftreten, betrachten wir in dieser Abhandlung nur Dipole üblicher Längen und Frequenzen in 10 m Höhe über realen Grund mit $\mu_r = 5$ und einer Leitfähigkeit $S = 20 \text{ mS/m}$ sowie einem Drahtdurchmesser von 2 mm.

Als Anpassschaltung wird die verlustarme, unsymmetrische Tiefpass LC/CL-Anordnung mit den Güten $Q_L = 100$ und $Q_C = 500$ angenommen. Die Symmetrierung auf die 600Ω Leitung erfolgt mit einem 1:1 Luft-Balun, dessen Verluste dann am geringsten sind, wenn primär und sekundär reelle Verhältnisse vorliegen /8/. Die hochinteressante, aber selten verwendete Einzelleitung bleibt einer gesonderten Behandlung vorbehalten.

Für die gesetzlich vorgeschriebene Selbsterklärung müssen der Antennengewinn und die Verluste im Antennensystem berechnet werden. Ohne Berechnung sind im Allgemeinen die Sicherheitsabstände viel zu groß, weil die abgestrahlte Leistung nicht der Realität entspricht.

Ausgangspunkt für alle nachfolgenden Berechnungen ist die Fußpunktimpedanz des Dipols als Funktion der Antennenhöhe, des Durchmesser und des Materials der Antenne, der Länge der Dipolschenkel, die Eigenschaften des Bodens und der Zuleitung.

Die Werte sind in Tabellen zusammengefasst, damit der Amateur in einfacher Weise die Verluste seiner Dipol-Antennenanlage übersehen kann. Oberhalb des 40 m Bandes werden meistens andere Antennen betrieben. Daher muss für andere Antennenformen und Frequenzen oberhalb 7 MHz eine gesonderte Rechnung durchgeführt werden.

Die Digitaltechnik hält gerade Einzug im Amateurfunk. Besonders wichtig wird dann die Berechnung der Antennenanlage, da wegen der kleinen Leistungen jedes Zehntel dB zählt.

Besonders der Blitzschutz ist bei Außenantennen von Bedeutung, haben wir Amateure doch die Über - spannung oder den Blitz direkt im Wohnzimmer. Nur nach DIN 14675 und EN 54 sowie den TÜV Richtlinien ausgebaute und zertifizierte Antennenanlagen genießen Versicherungsschutz /10/.

1. Berechnung der Verluste einer Antennenanlage mit Dipolen normierter Länge

1.1 160 m Band

Verluste einer KW-Antennenanlage mit Dipolen verschiedener Länge über realem Grund und diversen Längen der symmetrischen 600 Ω Zuleitung

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Zuleitung | | | | | | | | | |
| 0 m | 15.22 | 10.71 | 7.36 | 4.74 | 3.32 | 1.53 | 0.16 | 0.47 | 0.87 |
| 5 m | 2.07 | 1.10 | 0.66 | 0.44 | 0.34 | 0.24 | 0.17 | 0.12 | 0.08 |
| | 16.46 | 11.38 | 7.56 | 4.56 | 2.95 | 1.01 | 0.44 | 0.83 | 1.11 |
| 10 m | 4.79 | 2.61 | 1.54 | 0.96 | 0.73 | 0.48 | 0.32 | 0.20 | 0.13 |
| | 16.94 | 11.50 | 7.34 | 4.08 | 2.33 | 0.52 | 0.88 | 1.10 | 1.26 |
| 15 m | 7.31 | 4.19 | 2.49 | 1.52 | 1.13 | 0.71 | 0.44 | 0.26 | 1.15 |
| | 16.89 | 11.16 | 6.74 | 3.92 | 1.50 | 1.14 | 1.25 | 1.30 | 1.32 |
| 20 m | 9.41 | 5.65 | 3.41 | 2.07 | 1.50 | 0.90 | 0.53 | 0.29 | 0.15 |
| | 16.37 | 10.37 | 5.72 | 2.35 | 1.88 | 1.67 | 1.52 | 1.40 | 1.31 |
| 25 m | 11.01 | 6.89 | 4.23 | 2.55 | 1.82 | 1.06 | 0.59 | 0.31 | 0.15 |
| | 15.34 | 9.07 | 4.48 | 3.13 | 2.66 | 2.09 | 1.71 | 1.44 | 1.25 |
| 30 m | 12.46 | 7.92 | 4.92 | 2.96 | 2.08 | 1.17 | 0.62 | 0.31 | 0.16 |
| | 13.71 | 8.16 | 5.69 | 4.03 | 3.27 | 2.39 | 1.80 | 1.40 | 1.15 |
| 35 m | 13.52 | 8.73 | 5.47 | 3.27 | 2.27 | 1.24 | 0.63 | 0.31 | 0.19 |
| | 14.15 | 9.79 | 6.80 | 4.71 | 3.72 | 2.58 | 1.82 | 1.33 | 1.03 |

Tab. 1: Verluste einer Dipolanlage im 160 m Band mit symmetrischer Antennenzuleitung

Der obere Wert in Tab. 1 ist der Verlust der Zweidrahtleitung, der untere Wert der Gesamtverlust Leitung inkl. des LC-Anpassnetzwerkes und der Symmetrierung. Alle Werte in dB.

Für die Dipollängen nach Tab. 1 ergibt sich eine optimale Länge der 600 Ω Leitung für geringste Gesamtverluste, die in Tab. 2 zusammengefasst sind.

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Optimale Feeder-Länge m | 32 | 29 | 25.10 | 20.50 | 16.50 | 9.50 | 1.00 | 68 | 60.3 |
| Gesamtlänge m | 42 | 44 | 45.10 | 45.50 | 46.50 | 44.50 | 41.00 | 113 | 110.3 |
| Gesamtverlust dB | 13.13 | 7.88 | 4.46 | 2.27 | 1.38 | 0.56 | 0.11 | 0.86 | 0.74 |

Tab. 2: Optimale Länge der Feeder-Leitung im 160 m Band bei verschiedenen Längen der Dipole

Beispiel 1.1:

Verwendung der Tabelle 1:

Ein Dipol der Länge 2 x 20 m wird im 160 m Band in 10 m Höhe über realem Grund betrieben. Die symmetrische 600 Ω Zuleitung habe eine Länge von $l = 20$ m. Nach Tab. 1 hat die Zuleitung alleine einen Verlust von $L_L = 3.41$ dB. Der Gesamtverlust inkl. der Anpassschaltung ist $T_L = 5.72$ dB. Ist bei $S = 1$ die Eingangsleistung in das LC-Filter $P_{in} = 600$ W,

erreichen gerade noch $P_{ant} = 160.75$ W die Antenne. Der Verlust in der LC-Anordnung ist die Differenz zwischen Gesamtverlust und Verlust der reinen Leitung. In unserem Beispiel ist der Verlust im Anpassnetzwerk nebst Balun $L = (5.72 - 3.41)$ dB = 2.31 dB – oder umgerechnet in Leistung $P_v = 247.50$ W. Die Leistung am Eingang der Zuleitung ist daher

$P_{in} = (600 - 247.50) \text{ W} = 352.50 \text{ W}$. Der Verlust der reinen Zuleitung berechnet sich aus der Differenz zu $P_L = (352.50 - 160.75) \text{ W} = 191.75 \text{ W}$. Setzt man die Antennenleistung und die in die Leitung eingespeiste Leistung ins Verhältnis, so erhält man natürlich $L_L = 10 \log (160.75/352.50) = 3.41 \text{ dB}$.

In Tab. 1 ist auch der Verlust der Anpassschaltung berechnet, wenn diese direkt an der Antenne betrieben wird (erste Zeile $l = 0 \text{ m}$). Da die Resonanzlänge der Antenne bei $f = 1.8 \text{ MHz}$ $l = \lambda/2 = 166.66/2 = 83.33 \text{ m}$ ist, wird z.B. eine Antenne mit $2 \times 20 \text{ m}$ unterhalb der natürlichen Resonanz betrieben. Die Eingangsimpedanz hat einen kapazitiven Anteil, der durch eine verlustbehaftete Induktivität in der Anpassschaltung kompensiert werden muss. Der Verlust in unserem Beispiel ist $L = 7.36 \text{ dB}$, ohne Verluste der Koaxleitung zum Transceiver. Wird bspw. eine 25 m lange Zweidrahtleitung verwendet und die Anpassschaltung an deren Eingang betrieben, reduziert sich der Gesamt-Verlust auf $L = 4.48 \text{ dB}$! Das sind immerhin 2.88 dB .

Aus diesem einfachen Beispiel ist zu sehen, dass eine Anpassschaltung direkt an der Antenne nur unter bestimmten Voraussetzungen eine gute Lösung ist. Nur wenn die Antenne oberhalb der natürlichen

Resonanz betrieben wird – also länger ist als die nach Handbuch berechnete Länge – ist es sinnvoll das Anpassnetzwerk direkt an der Antenne zu betreiben /4/. Generell die Anpassschaltung an der Antenne zu betreiben ist aus Sicht der Verluste falsch. Für Antennen die unterhalb der Resonanz betrieben werden, ist es immer besser eine transformierende **Doppelleitung** (keine Koaxleitung) zwischen Antenne und Sender zu schalten. Die Länge der Zuleitung muss dann so gewählt werden, dass deren Eingangsimpedanz niederohmig reell ist und daher die Verluste in der Anpassschaltung gering bleiben. Die erforderliche Länge kann Einfacherweise aus dem Smith-Chart ermittelt werden /1,7/. Um nicht lange rechnen zu müssen, ist die optimale Feeder-Länge in Tab. 2 aufgelistet.

Das gilt natürlich nur für eine Frequenz. Wir berechnen deshalb noch die Antennenanlage nur für das 80 und 40 m Band, da bei höheren Frequenzen andere Antennenformen verwendet werden.

1.2 80 m Band

Verluste einer KW-Antennenanlage mit Dipolen verschiedener Länge über realem Grund und diversen Längen der symmetrischen 600Ω Zuleitung

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Zuleitung | | | | | | | | | |
| 0 m | 5.95 | 1.87 | 0.04 | 0.49 | 0.74 | 0.87 | 0.93 | 0.92 | 0.80 |
| 5 m | 0.78 | 0.26 | 0.09 | 0.03 | 0.01 | 0.002 | 0.010 | 0.030 | 0.062 |
| | 5.84 | 1.09 | 0.45 | 0.68 | 0.77 | 0.79 | 0.77 | 0.71 | 1.27 |
| 10 m | 1.92 | 0.55 | 0.16 | 0.04 | 0.02 | 0.025 | 0.062 | 0.118 | 0.183 |
| | 4.17 | 0.86 | 0.79 | 0.72 | 0.67 | 0.62 | 1.17 | 1.10 | 0.80 |
| 15 m | 2.99 | 0.78 | 0.18 | 0.05 | 0.04 | 0.092 | 0.167 | 0.255 | 0.333 |
| | 3.71 | 1.68 | 0.94 | 0.64 | 0.50 | 0.88 | 0.75 | 0.49 | 0.47 |
| 20 m | 3.73 | 0.92 | 0.19 | 0.06 | 0.11 | 0.195 | 0.299 | 0.401 | 0.465 |
| | 5.48 | 2.15 | 0.93 | 0.50 | 0.62 | 0.37 | 0.41 | 0.74 | 1.04 |
| 25 m | 4.10 | 0.95 | 0.20 | 0.11 | 0.19 | 0.305 | 0.417 | 0.510 | 0.546 |
| | 6.32 | 2.26 | 0.81 | 0.33 | 0.20 | 0.60 | 0.94 | 1.23 | 1.41 |
| 30 m | 4.20 | 0.96 | 0.23 | 0.18 | 0.27 | 0.388 | 0.490 | 0.564 | 0.572 |
| | 6.41 | 2.10 | 0.64 | 0.20 | 0.64 | 1.01 | 1.29 | 1.48 | 1.53 |
| 35 m | 4.21 | 1.00 | 0.30 | 0.25 | 0.33 | 0.428 | 0.514 | 0.574 | 0.574 |
| | 6.01 | 2.83 | 0.69 | 0.56 | 0.95 | 1.23 | 1.42 | 1.51 | 1.46 |

Tab. 3: Verluste einer Dipolanlage im 80 m Band mit symmetrischer Antennenzuleitung

Der obere Wert in Tab. 2 ist der Verlust der Zweidrahtleitung, der untere Wert der Gesamtverlust Leitung inkl. des LC-Anpassnetzwerkes und der Symmetrierung. Alle Werte in dB.

In Tab. 3 ist in der ersten Zeile der Verlust der Anpassschaltung direkt an der Antenne berechnet. Da die Resonanzlänge der Antenne bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ $l = \lambda/2 = 83.33/2 = 41.66 \text{ m}$ ist, wird mit $2 \times 20 \text{ m}$ die Antenne praktisch in der natürlichen Resonanz betrieben. Die Eingangsimpedanz ist nahezu reell. Der Verlust in diesem Beispiel ist $L = 0.04 \text{ dB}$, ohne Verluste der Koaxleitung zum Transceiver.

Wird bspw. eine 25 m lange Zweidrahtleitung verwendet, vergrößert sich der Gesamt-Verlust auf

$L = 0.81 \text{ dB}$. Auch aus diesem Beispiel ist ersichtlich, dass nur unter bestimmten Voraussetzungen eine Anpassschaltung direkt an der Antenne die optimale Lösung ist. Ist die Impedanz der Antenne reell oder mit induktivem Anteil – also länger ist als die nach Handbuch berechnete Länge – ist es sinnvoll das Anpassnetzwerk direkt an der Antenne zu betreiben.

Für die Dipollängen nach Tab. 3 ergibt sich wieder eine optimale Länge der 600Ω Leitung, die in Tab. 4 berechnet ist.

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Optimale Feeder-Länge m | 13 | 8 | Resonanz | 29.5 | 24.6 | 21.3 | 18.8 | 16.4 | 13.6 |
| Gesamtlänge m | 23 | 23 | - | 54.5 | 54.6 | 56.3 | 58.8 | 61.4 | 63.6 |
| Gesamtverlust dB | 2.64 | 0.50 | - | 0.20 | 0.21 | 0.27 | 0.32 | 0.35 | 0.36 |

Tab. 4: Optimale Länge der Feeder-Leitung im 80 m Band bei verschiedenen Längen der Dipole

Beispiel 1.2:

Verwendung der Tabelle 3:

Ein Dipol der Länge $2 \times 20 \text{ m}$ wird im 80 m Band in 10 m Höhe über realem Grund betrieben. Die symmetrische 600Ω Zuleitung habe eine Länge von $l = 25 \text{ m}$. Nach Tab. 2 hat die Zuleitung alleine einen Verlust von $L_L = 0.20 \text{ dB}$. Der Gesamtverlust inkl. der Anpassschaltung ist $T_L = 0.81 \text{ dB}$. Ist bei $S = 1$ die Eingangsleistung in das LC-Filter $P_{in} = 600 \text{ W}$, dann erreichen noch $P_{ant} = 497.91 \text{ W}$ die

Antenne. Der Verlust in der Antennenanlage beträgt $\Delta P = 102.08 \text{ W}$. Die Einzelverluste können entspr. Beispiel 1.1 berechnet werden.

Gesamtverluste bis maximal 1 dB sind gerade noch tolerabel und entsprechen immerhin etwa 20% Verlust. Geringere Verluste können nur durch Optimierung der KW Antennenanlage erreicht werden, siehe Abschnitt 2 ff.

Bemerkung:

Die Gesamtlänge in Tab. 4 ist die Länge eines Dipolschenkels plus Länge der Hühnerleiter. Wie Tab. 4 zeigt sind die Verluste selbst bei langen Feeder-Leitungen - wenn die Länge optimal gewählt wird – sehr niedrig. Die in den Tabellen berechneten optimalen Feeder-Längen sind die tatsächlichen geometrischen Längen für die praktische Ausführung. Der Verkürzungsfaktor der Doppelleitung ist mit eingerechnet. Da jede Antenne eine bestimmte Fußpunktimpedanz als Funktion von Höhe, Drahtdurchmesser usw. hat, gibt es für jede Antennenausführung eine ganz bestimmte Länge der Antennenzuleitung. Daher müssen sogenannte

„Patentrezepte“ versagen. Der Gesamtverlust ist der Verlust inkl. der LC – Anpassschaltung und Symmetrierung durch einen 1: 1 Luft-Balun. Der Verluste der Anpassschaltung kann praktisch auf Null reduziert werden, wenn die C-C Anpassung verwendet werden kann.

Für die Optimierung einer Antennenanlage auf geringste Gesamtverluste muss das VSWR auf der Leitung durch Rechnung oder Messung /13/ bekannt sein. Bei bekannter Länge der Feeder-Leitung kann sehr einfach das VSWR am Fußpunkt der Antenne gemessen /7/ und daraus das VSWR an der Antenne bestimmt werden.

1.3 40 m Band

Verluste einer KW-Antennenanlage mit Dipolen verschiedener Länge über realem Grund und diversen Längen der symmetrischen 600 Ω Zuleitung

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Zuleitung | | | | | | | | | |
| 0 m | 0.04 | 0.42 | 0.55 | 0.52 | 0.15 | 0.38 | 0.52 | 0.51 | 0.26 |
| 5 m | 0.051 | 0.004 | 0.016 | 0.051 | 0.058 | 0.006 | 0.011 | 0.037 | 0.059 |
| | 0.43 | 0.49 | 0.38 | 0.22 | 0.31 | 0.43 | 0.36 | 0.24 | 0.19 |
| 10 m | 0.064 | 0.026 | 0.077 | 0.136 | 0.085 | 0.021 | 0.003 | 0.109 | 0.101 |
| | 0.57 | 0.22 | 0.15 | 0.46 | 0.59 | 0.25 | 0.10 | 0.35 | 0.57 |
| 15 m | 0.076 | 0.071 | 0.131 | 0.173 | 0.090 | 0.063 | 0.115 | 0.147 | 0.106 |
| | 0.40 | 0.32 | 0.74 | 0.78 | 0.51 | 0.18 | 0.52 | 0.70 | 0.59 |
| 20 m | 0.126 | 0.096 | 0.141 | 0.179 | 0.127 | 0.093 | 0.126 | 0.151 | 0.131 |
| | 0.17 | 0.65 | 0.80 | 0.67 | 0.25 | 0.48 | 0.64 | 0.63 | 0.36 |
| 25 m | 0.173 | 0.099 | 0.159 | 0.233 | 0.183 | 0.097 | 0.140 | 0.192 | 0.190 |
| | 0.57 | 0.57 | 0.49 | 0.36 | 0.47 | 0.51 | 0.45 | 0.36 | 0.36 |
| 30 m | 0.183 | 0.124 | 0.221 | 0.313 | 0.205 | 0.115 | 0.193 | 0.261 | 0.226 |
| | 0.68 | 0.29 | 0.35 | 0.67 | 0.71 | 0.32 | 0.25 | 0.54 | 0.71 |
| 35 m | 0.197 | 0.168 | 0.270 | 0.344 | 0.211 | 0.157 | 0.241 | 0.293 | 0.231 |
| | 0.49 | 0.45 | 0.89 | 0.95 | 0.60 | 0.30 | 0.66 | 0.84 | 0.69 |

Tab. 5: Verluste einer Dipolanlage im 40 m Band mit symmetrischer Antennenzuleitung

Der obere Wert in Tab. 4 ist der Verlust der Zweidrahtleitung, der untere Wert der Gesamtverlust Leitung inkl. des LC-Anpassnetzwerkes und der Symmetrierung. Alle Werte in dB.

In Tab. 5 ist in der ersten Zeile der Verlust der Anpassschaltung direkt an der Antenne berechnet. Da die Resonanzlänge der Antenne bei $f = 7.05 \text{ MHz}$ $l = \lambda/2 = 42.55/2 = 21.27 \text{ m}$ ist, wird mit 2 x 10 m die Antenne praktisch in der natürlichen Resonanz betrieben. Die Eingangsimpedanz ist nahezu reell. Der Verlust in diesem Beispiel ist $L = 0.04 \text{ dB}$, ohne

Verluste der Koaxleitung zum Transceiver. Wird bspw. eine 25 m lange Zweidrahtleitung verwendet, vergrößert sich der Gesamt-Verlust auf $L = 0.57 \text{ dB}$. Auch aus diesem Beispiel ist ersichtlich, dass nur unter bestimmten Voraussetzungen eine Anpassschaltung direkt an der Antenne die optimale Lösung ist.

Für die Dipollängen nach Tab. 5 ergibt sich eine optimale Länge der 600-Ω Leitung, die aus Tab. 6 ersichtlich ist.

| Dipol | 2 x 10 m | 2 x 15 m | 2 x 20 m | 2 x 25 m | 2 x 30 m | 2 x 35 m | 2 x 40 m | 2 x 45 m | 2 x 50 m |
|-------------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| Optimale Feeder-Länge m | 0.3 | 32.5 | 29.1 | 26.6 | 21.7 | 33.2 | 49.2 | 27.2 | 23.2 |
| Gesamtlänge m | 10.30 | 47.5 | 49.1 | 51.6 | 51.7 | 68.2 | 89.2 | 72.2 | 73.2 |
| Gesamtverlust dB | 0.04 | 0.20 | 0.24 | 0.27 | 0.19 | 0.19 | 0.36 | 0.25 | 0.20 |

Tab. 6: Optimale Länge der Feeder-Leitung im 40 m Band bei verschiedenen Längen der Dipole

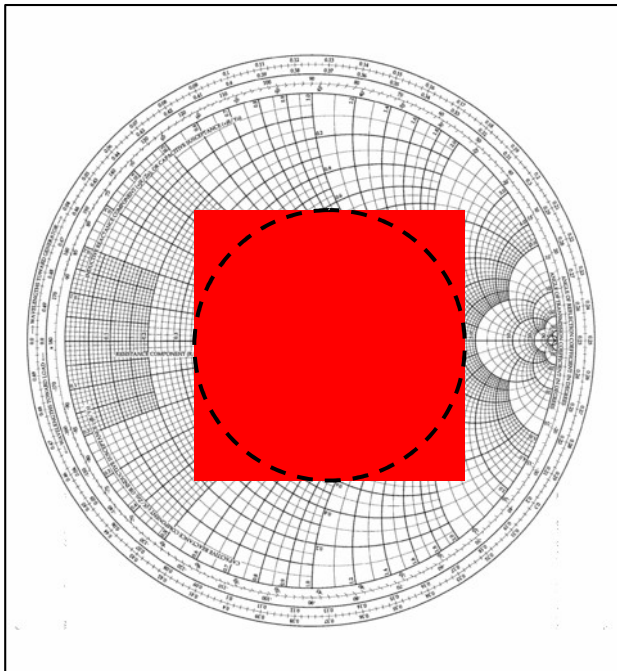


Bild 1. Transformationsbereich einer Leitung im Smith-Chart bei gegebener Lastimpedanz /5/

2. Optimierung der Antennenanlage auf geringste Verluste

2.1 Allgemeine Berechnung der Gesamtverluste auf einer Antennenzuleitung

Nach /2/ berechnet sich der Gesamtverlust zu

$$T_L = [(a^2 - |\underline{r}_2|^2) / a (1 - |\underline{r}_2|^2)] \quad (\text{Gl 2.0})$$

und da der Verlust meist in dB angegeben wird

$$T_L = 10 \log [(a^2 - |\underline{r}_2|^2) / a (1 - |\underline{r}_2|^2)] \quad (\text{Gl 2.1})$$

als Total-Loss in dB.

Dabei bezeichnet

$$a = 10^{ML/10} \quad (\text{Gl 2.2})$$

das "Matched-Line-Loss-ratio" in dB

und

$$|\underline{r}_2| = (VSWR_2 - 1) / (VSWR_2 + 1) \quad (\text{Gl 2.3})$$

als Betrag des Reflexionsfaktors am Ende der Leitung und es wird

$$\underline{r}_2 = (\underline{Z}_A - \underline{Z}_0) / (\underline{Z}_A + \underline{Z}_0) \quad (\text{Gl 2.4})$$

der komplexe Reflexionsfaktor am Ende der Leitung.

$VSWR_2$ ist das Stehwellenverhältnis am Fußpunkt der Antenne, \underline{Z}_0 der komplexe Wellenwiderstand der Antennenzuleitung, $\underline{Z}_A = R_A \pm j X_A$ die komplexe, frequenzabhängige Impedanz der Antenne. Beispiele dazu in /2/.

Der **Gesamtverlust** ist ausschließlich vom Dämpfungs-Faktor a und dem antennenseitigen Betrag des Reflexionsfaktors \underline{r}_2 abhängig ist. Dieser ergibt sich nach (Gl 2.3) aus dem antennenseitigen Stehwellenverhältnis $VSWR_2$ (Bild 1).

Die Gesamtverluste T_L nach (Gl 2.1) können daher bei gegebener Zuleitung zur Antenne **nur** durch Verringerung des Stehwellenverhältnisses am antennenseitigen Ende der Leitung verringert werden.

Wird in (Gl 2.0) der Reflexionsfaktor $\underline{r}_2 = 0$ (Anpassung) wird $T_L = a$, das ist der Verlust bei totaler Anpassung der im englischsprachigen Raum mit „Matched-Line-Loss-Ratio“ bezeichnet wird.

Dabei ist a die Dämpfung der Leitung bei vollständiger Anpassung am Leitungsende oder anders ausgedrückt – keine stehenden Wellen auf der Leitung, ein sehr seltener Zustand..

Ist der „Matched-Line-Loss“ gegeben, so errechnet sich der lineare Faktor a nach (Gl 2.2) zu

$$a = 10^{ML/10}.$$

Der so definierte Dämpfungsfaktor a ist größer als 1. (Manchmal wird in der Literatur der reziproke Wert als Dämpfungsfaktor benutzt, dann ist in (Gl 2.1) der reziproke Wert einzusetzen)

Aus dem Gesamt-Verlust T_L und dem Verlust bei Anpassung (M_L) kann der zusätzliche Verlust, verursacht durch eine Fehlanpassung (Additional-Loss), durch einfache Subtraktion der dB-Werte

$$A_L = T_L - M_L \text{ (dB)} \quad (\text{Gl 2.5})$$

erhalten werden (Bild 5).

Wird in (Gl 2.0) der Faktor $a = 1$ (verlustlose Leitung), sind auch die zusätzlichen Verluste durch stehende Wellen gleich Null. Wir können daher durch Verringerung des „Matched-Line-Loss“ auch die Gesamtverluste verkleinern.

Die (Gl 2.0) setzt den optimalen Gegentaktbetrieb voraus, d.h. die Ströme werden in beiden Leitungen dem Betrage nach als gleich angenommen /2/.

Besonders lohnend ist die Überlegung bei Verwendung kurzer Antennen im 160 m, 80 m und 40 m Band (siehe Tab. 1 bis 3). So ist bspw. bei Verwendung eines Dipols 2 x 20 m für das 160 m Band der Verlust auf der Doppelleitung $L = 3.41$ dB und der Gesamtverlust inkl. der LC Anpassschaltung $T_L = 5.72$ dB. Der Verlust in der LC-Anpassschaltung kann durch eine höhere Güte der verwendeten Spule verkleinert, der Verlust auf der Doppelleitung durch Optimierung und Senkung der VSWR reduziert

werden. Nach (Gl 2.4) berechnet sich der antennenseitige Reflexionsfaktor aus der Antennenimpedanz und dem komplexen Wellenwiderstand. Auch durch Wahl des Wellenwiderstandes und durch Kompensation der Blindanteile unmittelbar an der Antenne kann das VSWR und die Zusatzverluste auf der Zuleitung reduziert werden.

2.2 Die symmetrische Doppelleitung geringer Verluste

Man kann zeigen, dass der Belag der dielektrischen Dämpfung von der Art der Leitung sowie deren Leiterabmessungen unabhängig ist. Dagegen ist der Widerstandsbelag abhängig von den Leiterabmessungen, dem Skin- und Proximity-Effekt. Mit dem Abstand der beiden Doppelleiter D und deren Durchmesser d gilt für die Widerstandsdämpfung nach /2/

$$\alpha_R = R \sqrt{\epsilon_r} / (Z_0 D) * (k)^2 / A \quad (\text{Gl 2.6})$$

mit $k = (D / d)$

und

$$A = \sqrt{(k^2 - 1)} * \ln [k - \sqrt{(k^2 - 1)}] \quad (\text{Gl 2.7})$$

Ist der Abstand D der beiden Leiter fest vorgegeben, so hängt der Widerstandsdämpfung nur vom Verhältnis Abstand zu Durchmesser $k = D/d$ ab und besitzt für ein bestimmtes D/d ein Minimum. Durch Differenzieren der (Gl 2.6) nach D/d wird dieses Minimum für $D/d = 2.276$ erreicht.

Der zugehörige Wellenwiderstand für minimale Verluste berechnet sich daraus zu

$$Z_{0,\min} = 175.6 \Omega \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{Gl 2.7})$$

Mit einem Fehler von 5 % kann für minimale Verluste ein Wellenwiderstand von

$$Z_{0,\min} = 140 \dots 215 \Omega \text{ gewählt werden.} \quad (\text{Gl 2.8})$$

Wellenwiderstände dieser Größenordnung können durch entsprechende Wahl des Abstandes der beiden Leiter erzeugt werden.

Mit einem hohen VSWR steigt auch die Spannung auf der Leitung, die zu einem Überschlag führen kann /2/.

Aus einer ähnlichen Überlegung wie für (Gl 2.6) kann die Doppelleitung größter Spannungsfestigkeit und Leistungsübertragung berechnet werden.

Dabei ist der Wellenwiderstand für größte Spannungsfestigkeit

$$Z_{0,\max} = 208.6 \Omega \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{Gl 2.9})$$

und für beste Leistungsübertragung

$$Z_{0,\text{pmax}} = 167.7 \Omega \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{Gl 2.10})$$

Ein guter Kompromiss für kleinste Dämpfung, größte Spannungsfestigkeit und beste Leistungsübertragung ist /2/

$$Z_{\text{opt}} = 185 \Omega \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{Gl 2.11})$$

Die relative Permeabilität ϵ_r kann den Angaben der Hersteller oder dem Internet entnommen werden und ist für Luft $\epsilon_r = 1$. Ist der Verkürzungsfaktor durch Messung /7/ oder aus Tabellen bekannt, gilt für ihn

$$v_k = 1 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (\text{Gl 2.12})$$

Beispiel 2.1

Für eine Doppelleitung verwenden wir Aircell-7 Kabel dessen Kupfermantel entfernt wurde. Der Außendurchmesser beträgt $D_a = 7.3$ mm, der Innendurchmesser $d_i = 1.85$ mm. Der Verkürzungsfaktor wird mit $v_k = 0.83$ angegeben. Aus dem Verkürzungsfaktor berechnet sich nach (Gl 2.12) die relative Permeabilität $\epsilon_r = 1.451$.

Werden die beiden Leiter eng aneinander gehalten, ergibt sich mit einem Leiterabstand von $D = 7.3$ mm nach /2/ ein Wellenwiderstand von rund $Z_0 = 196 \Omega$, der nahezu im optimalen Bereich liegt.

Beispiel 2.2

Nehmen wir das Beispiel 1.1 und berechnen die Verluste mit dem Wellenwiderstand nach Beispiel 2.1. Mit (Gl 2.0) berechnet sich der Verlust der Leitung $L_L = 5.026$ dB und der Gesamtverlust $T_L = 10.40$ dB.

Vergleichen wir die Werte mit Beispiel 1.1 stellen wir eine enorme Erhöhung der Verluste fest, obwohl die Leitung für sich geringere Dämpfungswerte hat.

Berechnet man das VSWR am Fußpunkt der Antenne, so ist dieses durch die Verwendung der Doppelleitung mit dem Wellenwiderstand $Z_0 = 196 \Omega$ von 376 auf 969 gestiegen.

Wir haben also nichts gewonnen, wenn wir eine dämpfungsärmere Leitung bei einem hohen VSWR verwenden. Eine auf geringe Dämpfung optimierte Leitung lohnt nur bei einem VSWR auf der Zuleitung von $S \leq 10$ (Bild 5).

Soll im Beispiel eine Leistung von $P = 700$ Watt übertragen werden, so ist die Spitzenspannung nach /2/ immerhin $U = \sqrt{700 * 196 * 969} = 11530.25$ Veff und die Spitzenspannung $U_{\max} = 16306.24$ V. Die

Spitzenspannung tritt in diesem Fall in einer Entfernung von $l = 2.2$ m vom Fußpunkt der Antenne auf. Man kann sich vorstellen was passiert, wenn die Spannung genau an dem Ort auf der Leitung auftritt, an dem die Leitung gedankenlos durch ein Mauerwerk geführt wird. Was meistens ebenfalls nicht berücksichtigt wird, ist, das sich die übertragbare Leistung um den S-Wert, manchmal auf wenige Watt, reduziert /2/.

Der maximale Strom auf der Feeder-Leitung wird in diesem Beispiel $I_{\max} = U_{\max} / Z_0 = 16306.24 \text{ V} / 196 \Omega = 83.20 \text{ A}$. Unter Berücksichtigung des Skin-Effektes ist daher ein entsprechender Querschnitt für die Feeder-Leitung zu wählen.

Vorteilhaft ist eine Doppelleitung mit optimalem Wellenwiderstand nach (Gl 2.11) daher nur bei kleinem VSWR, etwa $S \leq 10$. Jedem Amateur sollte das Stehwellenverhältnis auf seiner Zweidrahtleitung durch Messung oder Rechnung bekannt sein /7/, um den Querschnitt richtig wählen zu können. Volldraht ist erheblich besser als Litze, da die Verluste wegen des Skin-Effektes geringer sind /14/.

3. Der Poynting-Vektor und die Energieübertragung auf einer symmetrischen Doppelleitung

Manchmal stellen wir uns die Energieströmung irgendwie so vor, wie ein in einem Rohr fließendes Wasser die Energie befördert. Bei einer hochfrequenten Leitung findet die Energieströmung außerhalb der Leiter, also im Dielektrikum, statt. Die Energie steht nicht mit dem Leiter und den darauf befindlichen elektrischen Ladungen im Zusammenhang, sondern mit den elektromagnetischen Feldstärken, die im Dielektrikum zwischen den beiden Leitern vorhanden sind und gemessen werden können. Gleichzeitig steht die Fortbewegung der Energie in keiner unmittelbaren Beziehung zur Stromstärke und Spannung, sondern hängt mit dem Poynting'schen Vektor der elektromagnetischen Strahlung, also mit den Feldstärken \underline{E} und \underline{H} eng zusammen.

Die Vorgänge auf der Leitung wurden in /2/ ausführlich behandelt und berechnet. Bei einer **idealen** Leitung ohne ohmschen Widerstand stehen die elektrischen Kraftlinien überall senkrecht auf der Leiteroberfläche. Die unmittelbar auf der Leitungsoberfläche vorhandene Energieströmung ist also der Leitung parallel. Im Innern des idealen Leiters existiert keine Feldstärke, da sonst wegen der Beziehung $\underline{J} = \kappa \underline{E}$ ein unendlicher hoher Strom fließen würde. Daher ist auch der Vektor der Energieströmung im Innern des Leiters gleich Null.

Bei der **realen** Leitung tritt im Innern eine Feldstärke auf, die gerade der Beziehung $\underline{E} = \underline{J} / \kappa$ entspricht. Die elektrischen Feldlinien stehen wegen der ohmschen Verluste nicht mehr senkrecht auf der Oberfläche der Leiter, sondern sind in Richtung der Energieströmung ein wenig geneigt (Bild 2).

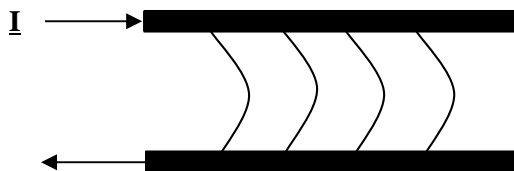


Bild 2: Elektrische Feldlinien zwischen einer hochfrequenten Doppelleitung

Untersuchen wir die Richtung der Energieströmung im Leiter, so liegt wegen des Durchflutungsgesetzes der Vektor der magnetischen Feldstärke in einer zur Leiterachse senkrechten Ebene. Der Vektor der elektrischen Feldstärke zeigt im Innern des Leiters in Stromrichtung. Da der Vektor der Energieströmung (Poynting-Vektor) senkrecht auf \underline{E} und \underline{H} steht, zeigt dessen Richtung in das Leiter-Innere.

Für einen langen Einzelleiter mit dem Radius r_0 gilt nach dem Durchflutungsgesetz

$$\underline{H} = \underline{I} / (2\pi r_0) \quad (\text{Gl 3.1})$$

und der Zusammenhang zwischen elektrischer Feldstärke \underline{E} und Stromdichte \underline{J}

$$\underline{E} = \underline{J} / \kappa. \quad (\text{Gl 3.2})$$

Der Betrag des Poynting-Vektors ist definiert als

$$S = |\underline{E} \times \underline{H}| = E * H \quad (\text{Gl 3.3})$$

und mit (Gl 3.1 / Gl 3.2) wird

$$S = I / (\kappa A) * I / (2\pi r_0) = 1 / (\kappa A) * I^2 / (2\pi r_0) \quad (\text{Gl 3.4})$$

die durch eine Einheit der Leiteroberfläche in den Leiter strömende Leistung.

Hat das Leitungsstück die Länge l , strömt durch die Oberfläche $O = 2 \pi r_0 l$ in der Zeiteinheit die Energie

$$P = 1 / (\kappa A) * I^2 = R I^2 \quad (\text{Gl 3.5})$$

ein. Das ist nichts anderes als die in einer Leitung der Länge l mit dem Widerstand R entstandene Verlustwärme.

Wir sehen also, dass durch den Leiterquerschnitt in axialer Richtung keinerlei Energie strömt. Diese bewegt sich im Dielektrikum fort. Selbst die zur Deckung des Energieverlustes der Leitung

notwendige Energie strömt von außen, vom Dielektrikum her, zum Inneren des Leiters, senkrecht zur Richtung der Leiterachse ein. Die Konsequenz daraus ist, dass das Einfügen eines verlustbehafteten Dielektrikum, wie eine Durchföhrung durch eine Mauer, zu ungewollten Verlusten föhrt.

4. Das magnetische Feld der symmetrischen Doppelleitung

Für einen einfachen stromdurchflossenen Draht gilt nach dem Durchflutungsgesetz für den Betrag der magnetischen Feldstärke im Abstand r außerhalb des Leiters

$$H = I / 2 \pi r \quad (\text{Gl 4.1})$$

und mit dem Feldwellenwiderstand $Z_F = | \underline{E} / \underline{H} |$ wird der Betrag der elektrischen Feldstärke

$$E = Z_F I / 2 \pi r \quad (\text{Gl 4.2})$$

E und H nehmen also mit $1/r$ ab, wie die Feldstärken im Fernfeld einer Antenne. Ein Einzeldraht strahlt wie eine Antenne. Dabei gelten die Zusammenhänge nach (Gl 4.1 und Gl. 4.2) auch im Dielektrikum.

Verläuft eine zweite Leitung mit entgegengesetzter Stromrichtung aber gleicher Stärke, dann addiert sich der Betrag der magnetische Feldstärke in der gemeinsamen Ebene zwischen beiden Leitungen im Abstand x zu (Bild 2)

$$H = I / 2\pi x + I / 2\pi (D - x) \quad (\text{Gl 4.3})$$

Entsprechend Abschnitt 3 haben wir zwischen den beiden Leitern ein elektromagnetisches Feld, das den Energietransport sicher stellt.

Außerhalb der Doppelleitung in der gleichen Ebene berechnet sich die magnetische Feldstärke aus der Differenz der von beiden Leitern erzeugten Feldstärken. Es gilt dann auch die (Gl 4.3), wenn das Vorzeichen für x richtig eingesetzt wird. Wir erhalten für den Betrag der magnetischen Feldstärke außerhalb der beiden Leiter

$$H = I / 2\pi x - I / 2\pi (x - D) = - I * D / [2 \pi x (x - D)] \quad (\text{Gl 4.4})$$

In großem Abstand $x \gg D$ wird aus (Gl 4.4)

$$H \approx - I D / (2 \pi x^2) \quad (\text{Gl 4.5})$$

d.h. das Magnetfeld nimmt mit dem Quadrat des Abstandes $1/r^2$ ab, also wesentlich stärker als bei der Einzelleitung und geht für größere Abstände gegen Null. Das negative Vorzeichen in (Gl 4.5) weist

darauf hin, dass die Richtung der Feldstärke der Richtung der Feldstärke im Gebiet zwischen den beiden Leitern entgegengesetzt ist.

Die magnetischen Feldlinien sind Kreise, die in einer zu beiden Leitern senkrechten Ebene liegen und deren Mittelpunkte sich auf der durch die Leitungen hindurchgehenden Geraden befinden.

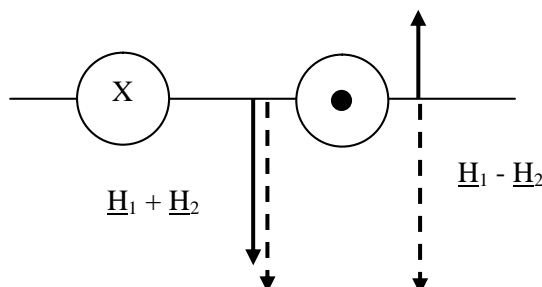
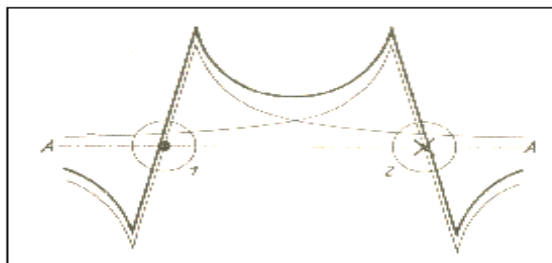


Bild 3: Magnetische Feldstärke zweier paralleler Leiter entgegengesetzter Stromrichtung,



außerhalb der Leiter.

Bild 4: Feld zweier paralleler Leiter in der durch die beiden Leiter bestimmten Ebene

Die Bilder 3 und 4 gelten für Gegentaktströme gleichen Betrages. Gleichtaktanteile verzerren das elektromagnetische Feld und föhren zu weiteren Verlusten /2/. Besonders metallische oder allgemein leitende Gegenstände in unmittelbarer Umgebung der Doppelleitung sind zu meiden.

Nach (Gl 4.5) nimmt das elektromagnetische Feld mit $1/r^2$ ab und ist daher nur im Nahfeld wirksam. Die Feeder-Leitung liefert daher keinen Beitrag zur Feldstärke im Fernfeld.

Das Feld kann weiter reduziert werden, wenn ein Sternvierer in Phatom-Betrieb verwendet wird. Das magnetische Feld nimmt mit $H \approx \text{Konst.} / r^3$ ab.

5. Weiteres Optimierungspotential durch Verbessern der Güte des Anpassnetzwerkes

Wenn man die Tabellen 1, 3 und 5 genauer betrachtet, lohnt sich eine Optimierung nur für die Bänder 160 und 80 m, da der hauptsächliche Verlustbringer auf der symmetrischen Zuleitung das hohe VSWR ist. Der Gesamtverlust kann daher durch Verkleinern des VSWR und Erhöhung der Spulengüte in der Anpassschaltung verringert werden

Wird bspw. die Güte von $Q = 100$ auf 300 erhöht, verringern sich die Verluste im Anpassnetzwerk um um $1/3$ und das ist erheblich weniger Wärmeentwicklung.

Nochmals zur Erinnerung /5/: Je weniger Spulen im Anpassnetzwerk, desto geringer die Verluste. Das Tiefpass LC-Netzwerk hat immer geringere Verluste als T- oder Pi- Netzwerke /2/. Besonders verlustarm ist das C-C- Anpassnetzwerk ohne jegliche Induktivitäten.

Beispiel 5.1

Ein Dipol der Länge 2×20 m wird im 160 m Band in 10 m Höhe über realem Grund betrieben. Die symmetrische 600Ω Zuleitung habe eine Länge von $l = 20$ m. Nach Tab. 1 hat die Zuleitung alleine einen Verlust von $L_L = 3.41$ dB. Der Gesamtverlust inkl. der Anpassschaltung ist $T_L = 5.72$ dB. Verbessern wir die Spulengüte der LC- Anpassschaltung von $Q = 100$ auf machbare 300 , so ergibt sich ein reduzierter Gesamtverlust von $T_L = 4.35$ dB, immerhin eine Verbesserung von 1.37 dB.

Ist bei $S = 1$ die Eingangsleistung in das LC-Filter $P_{in} = 600$ W, erreichen jetzt $P_{ant} = 220.37$ W die Antenne, d.h. rund 380 W werden immer noch nutzlos in Wärme gewandelt. Wir müssen also weitere Optimierungen durchführen.

Ist der Hauptverlustbringer auf der Leitung ein hohes VSWR (Bild 1, 5), können wir durch Verringern des VSWR die Verluste auf der Leitung wesentlich reduzieren /13/.

Antennen unterhalb der natürlichen Resonanz haben einen kapazitiven Anteil der Antennenimpedanz, die durch Messung oder Rechnung ermittelt werden kann /7/. Ist die Impedanz bekannt, kann durch Kompensation für eine reelle Last am Fußpunkt der Antenne gesorgt werden.

Wird die Antennenanlage nach Bsp. 5.1 mit den oben genannten Methode der Kompensation optimiert, kann ein minimaler Gesamtverlust $T_L \text{ opt} = 1.04$ dB erreicht werden! Das ist in diesem Beispiel ein Gewinn von $\Delta \text{dB} = 4.68$ dB und entspricht etwa der Leistung einer teuren Endstufe.

Eine weitere Methode das VSWR auf der Leitung zu reduzieren ist die Wahl einer passenden Antenne. Auch ein Faltdipol mit einer höheren

Fußpunktimpedanz und kleinerem VSWR kann, entgegen der landläufigen Meinung unter Amateuren, für alle Bänder sinnvoll genutzt werden /12/.

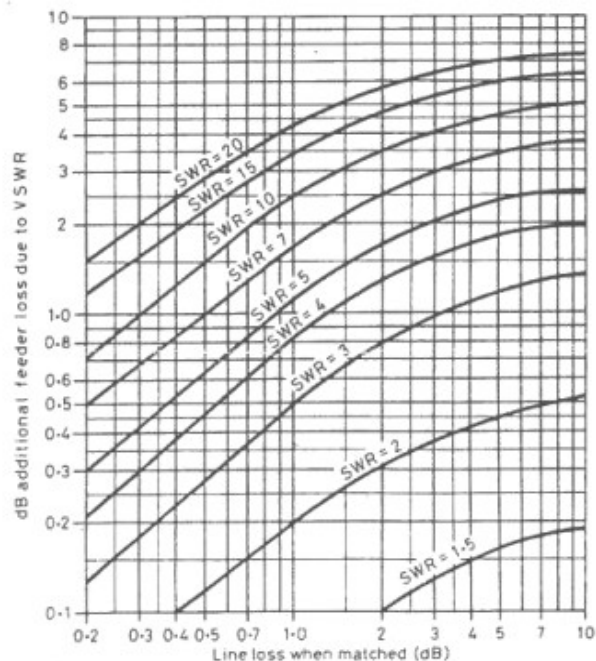


Bild 5: Zusätzlicher Verlust durch VSWR /2/

6. Besonderheiten einer hochfrequenten Zuleitung mit komplexem Wellenwiderstand

Das Stehwellenverhältnis ist nach (Gl 2.4) von der komplexen Antennenimpedanz und dem Wellenwiderstand abhängig. Da der reale Wellenwiderstand immer einen kapazitiven Anteil hat, führt (Gl 2.4) bei einer kapazitiven Last zu einem anderen Betrag des Reflexionsfaktors, als beim konjugiert komplexem Wert und damit zu anderen Verlusten auf der Leitung.

Allgemein kann man sagen, dass kapazitive Abschlussimpedanzen fast immer zu höheren Verlusten auf der Leitung führen, als deren konjugiert komplexe Lasten mit induktivem Anteil.

Die Konsequenz für uns Amateure ist die Tatsache, dass Abschlussimpedanzen möglichst im induktiven Bereich liegen sollten, wenn wir geringe Verluste auf einer hochfrequenten Leitung anstreben.

Deshalb führen Antennen, die oberhalb der Resonanzfrequenz betrieben werden fast immer zu geringeren Gesamtverlusten. Das beste Beispiel ist die 2×27 m Antenne für 80 m, die oberhalb ihrer natürlichen Resonanz betrieben wird. Hat die Zuleitung noch die richtige Länge, „geht“ diese verlängerte Antenne immer besser als eine resonante Antenne mit 2×20 m /2/.

Merke:

Die Optimierung einer Antennenanlage muss sich daher immer auf das Zusammenspiel aller beteiligten Komponenten beziehen /2/ und macht ein wenig Mühe bei der Berechnung.

So hat eine verkürzte Antenne in 10 m Höhe mit einer 20 m langen 600Ω Leitung mit der komplexen Impedanz $\underline{Z} = (5 - j 500) \Omega$ einen Verlust von $L_L = 2.01$ dB, während eine Leitung mit einer Antenne der konjugiert komplexen Impedanz $\underline{Z} = (5 + j 500) \Omega$ nur einen Gesamtverlust von $L_L = 0.63$ dB hat.

Berechnet man jetzt die Gesamtverluste inkl. der Anpassschaltung ($Q_L = 100$) ergibt sich allerdings ein völlig anderes Bild. Die kapazitive Antenne hat einen Gesamtverlust von $T_L = 2.40$ dB, während die induktive Antenne einen Verlust von $T_L = 3.05$ dB hat. Der größere Gesamtverlust wird durch die verlustbehaftete Anpassschaltung erzeugt, weil durch die Transformation der Leitung an der Anpassschaltung eine kapazitive Last vorliegt und diese mit einer verlustbehafteten Induktivität kompensiert werden muss. Hier führt nur eine Optimierung der Zuleitungslänge, wie in obigen Beispielen, zu geringeren Verlusten.

Auch an diesem Beispiel wird deutlich, dass eine Antennenanlage immer *berechnet* und *optimiert* werden sollte. Das ist besonders bei kleinen Leistungen in der fortschrittlichen Digitaltechnik wichtiger, als bei den großen, unwirtschaftlichen Leistungen der analogen Technik.

7. Abschließende Bemerkung

Für jede Antennenanlage, auch im Amateurfunk, gibt es bestimmte Parameter, die zu einem optimalen Signal und einer „Anerkennung“ bei der Gegenstation führen. Das ist bekanntermaßen das erklärte Ziel, fragt nicht jeder Amateur mindestens im zweiten Satz nach seinem Rapport.

Enttäuschung macht sich breit, wenn der Rapport nicht den Erwartungen des teuren Equipments entspricht. Erst jetzt beginnt der Amateur über Abhilfe nachzudenken. Meistens geht die Überlegung in Richtung Endstufe, je mehr Leistung umso besser.

Erst wenn sich mit einer Endstufe doch nicht der gewünschte Erfolg einstellt und die Bandschalter abgeraucht sind, wird über eine andere Antenne nachgedacht. Dabei begreift selbst der Newcomer, dass die teuerste Station **NICHTS** ist, ohne passende Antenne mit optimierter Anpassschaltung.

Eine neue Antenne wird dann auf dem Band mit „Ich glaube, dass die Antenne ganz gut funktioniert“ oder „Ich bin ganz zufrieden“ vorgestellt. Diese Formulierung zeigt sehr deutlich die Unsicherheit im Zusammenhang mit KW-Antennen. Warum nicht

vorher über eine optimierte Antennenanlage nachdenken, bevor man mit seiner Station in die „Luft“ geht und der Amateurfunk zum Frustfaktor wird?

Viel Erfolg mit den optimierten Dipol-Antennenanlagen nach Tab. 1 bis 6.

DL3LH, Walter
schau@rs-systems.info
www.rs-systems.info



Literatur auf ham-on-air.de:

- /1/ Antennen Tuning I, II, III, DL3LH
- /2/ Die Antenne macht die Musik
- /3/ Pi – Filter mit Verlusten, DL3LH
- /4/ Mythos der resonanten Antenne, DL3LH
- /5/ Passive Netzwerke zur Anpassung, DL3LH
- /6/ Das T-Filter, DL3LH
- /7/ Antennenmesstechnik I bis IV , DL3LH
- /8/ Gekoppelte Spulen, DL3LH
- /9/ Blitzschutz in Antennenanlagen, DL3LH,
- /10/ Blitzplaner als Grundlage zum Blitz- und Überspannungsschutz , DL3LH
- /11/ Mythos Faltdipol, DL3LH
- /12/ Stehwellenmessgeräte für symmetrische Leitungen, DL3LH
- /13/ Der Skin-Effekt, DL3LH
- /14/ Blitzplaner als Grundlage zum Blitz- und Überspannungsschutz, DL3LH
- /15/ Überspannungsschutz, DL3LH

This document was created with Win2PDF available at <http://www.win2pdf.com>.
The unregistered version of Win2PDF is for evaluation or non-commercial use only.