

Antennen Technik

**Sinn und Unsinn
von Anpassnetzwerken
in KW-Antennen-Systemen**

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

Vorwort:

Die Vorgänge auf einer Leitung sind in /1/ ausführlich behandelt. Will man maximale Leistung der Quelle entnehmen, muss an jeder Schnittstelle auf dem Weg zur Antenne konjugiert komplexe Anpassung herrschen. Dazu ist zwischen Sender und Antennenanlage ein Anpassnetzwerk erforderlich. Die Ohmschen Verluste auf dem Weg zur Antenne werden durch die Verluste der Leitung bei Anpassung, durch die Zusatzverluste durch stehenden Wellen, durch Ohmsche Verluste im Anpassnetzwerk und wenn vorhanden, im Balun verursacht.

Leitungen mit geringen Verlusten bei Anpassung haben auch geringe Zusatzverluste durch stehende Wellen, wenn ein bestimmtes VSWR nicht überschritten wird. Je kleiner die Verluste bei Anpassung, umso größer kann das VSWR auf der Leitung sein, ohne dass nennenswerte Zusatzverluste entstehen.

Die örtliche Geometrie bestimmt die Antenne und damit die Antennenimpedanz. Das Verhältnis von Antennenimpedanz zum Wellenwiderstand der verwendeten Antennenzuleitung bestimmt das VSWR auf der Antennenleitung. Die Antennenimpedanz ist die alles bestimmende Größe bei der Planung einer Antennenanlage. Durch Dämpfung der Leitung wird das VSWR längs der Leitung zum Eingang hin immer besser und der Reflexionsfaktor immer kleiner. Bei einer genügend langen Leitung ist immer Anpassung gegeben, dafür erreicht aber keine Leistung die Antenne.

Die Antennenzuleitung transformiert die Antennenimpedanz in eine Impedanz am Eingang der Leitung. Der Bereich dieser Eingangsimpedanz kann leicht abgeschätzt werden, wenn man berücksichtigt, dass der Reflexionsfaktor einer verlustlosen Leitung eine Konstante ist. Im Smith-Chart ist dieses ein Kreis um den Mittelpunkt mit dem Betrag des Reflexionsfaktors als Radiusstrahl. Alle Impedanzen am Eingang der Leitung liegen bei der verlustlosen Leitung auf dem Kreis und bei einer verlustbehafteten Leitung innerhalb dieses Kreises. Diese Impedanzen sind die Lastimpedanzen des Balun (wenn vorhanden) und damit die Lastimpedanzen des zwischen Sender und Antennenzuleitung eingefügten Anpassnetzwerkes.

Das Anpassnetz besteht aus Induktivitäten und Kapazitäten, wobei besonders die Ohmschen Verluste der Induktivitäten ins Gewicht fallen, da deren Güte selten größer als $Q = 100$ gemacht werden können.

Jede hochfrequente Quelle hat eine verfügbare Leistung, diese verfügbare Leistung ist eine Eigenschaft der Quelle. Je nach Grad der Anpassung zwischen Quelle und Last geht nur ein Teil dieser verfügbaren Leistung auf die Last über. Der Grad der Anpassung kann mathematisch durch einen Reflexionsfaktor beschrieben werden, der aber nur ein Maß für die der Quelle entnommene Leistung ist. Bei Anpassung wird $\rho = 0$ und die verfügbare Leistung geht auf den Realteil der Last über.

1. Verlustverhalten der Antennenzuleitung

Jede Antennenzuleitung hat Verluste durch Ohmsche Längs-Widerstände und durch das die Leiter isolierende Dielektrikum. Ohmsche Verluste sind gleichbedeutend mit der Umwandlung von Energie in Wärme. So bedeutet ein Verlust von 3 dB, dass nur 50 % der Leistung die Antenne erreicht und 6 dB, dass 75 % der Leistung in Wärme umgewandelt wird. Die HF-Leistung soll aber möglichst mit geringem Verlust zur Antenne gelangen. Das Prinzipbild einer Sender-Anlage zeigt Bild 1.

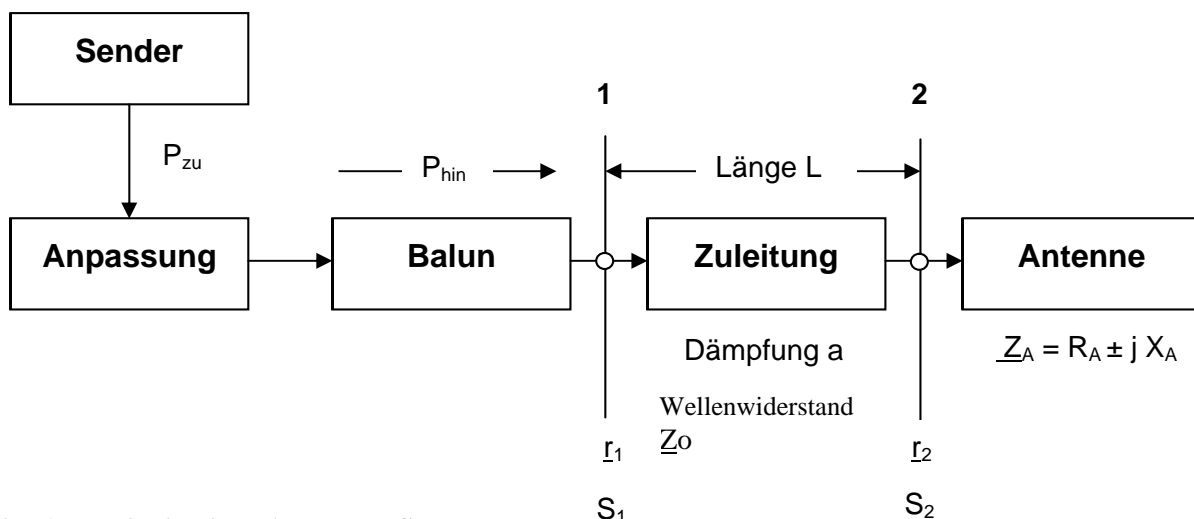


Bild 1: Prinzip eines Antennen-Systems

Zu Bild 1:

Im Sender wird Gleichleistung in hochfrequente Leistung gewandelt. Über eine Anpassschaltung und einer, wenn erforderlichen Symmetrierung, gelangt das hochfrequente Signal an den Eingang einer Antennenzuleitung an deren Ende die Antenne mit ihrer komplexen, frequenzabhängigen Impedanz \underline{Z}_A angeschlossen ist. Sinusförmige Vorgänge vorausgesetzt, wird die, der Antennenzuleitung zugeführte Wirkleistung auf dem Weg zur Antenne um den Faktor $a > 1$ gedämpft.

Bei Fehlanpassung am antennenseitigen Ende wird ein Teil dieser Leistung zum Leitungsanfang reflektiert und wieder auf dem Weg zurück zum Leitungsanfang mit dem Faktor a gedämpft wird. Am Eingang der Leitung ist die Leitung mit Impedanz der Anpassschaltung abgeschlossen. Da hier zwar Leistungsanpassung nicht aber Leitungsanpassung herrscht, wird ein Teil der Leistung wieder zum Leitungsende reflektiert. Diese Leistung wird wieder zum Leitungsende hin mit dem Faktor a gedämpft usw. Am Leitungsende und am Leitungsanfang ergeben sich nach unendlichen Durchläufen – im eingeschwungenen Zustand – jeweils resultierende Leistungen $\sum P_{zu}$ bzw. $\sum P_{ab}$.

Das Ergebnis dieser etwas längeren Rechnung ergibt als Grenzwert das Verhältnis aller hinlaufenden zu den an die Antenne gelieferten Wirkleistungen

$$T_L = [(a^2 - |\underline{r}_2|^2) / a (1 - |\underline{r}_2|^2)] \quad (\text{Gl 1.0})$$

und da der Verlust meist in dB angegeben wird

$$T_L = 10 \log [(a^2 - |\underline{r}_2|^2) / a (1 - |\underline{r}_2|^2)] = \text{Total - Loss in dB} \quad (\text{Gl 1.1})$$

mit $a = 10^{ML/10} = \text{Matched-line-loss-ratio in dB} \quad (\text{Gl 1.2})$

und $|\underline{r}_2| = (VSWR_2 - 1) / (VSWR_2 + 1) = \text{Betrag des Reflexionsfaktors am Ende der Leitung} \quad (\text{Gl 1.3})$

und $\underline{r}_2 = (\underline{Z}_A - \underline{Z}_0) / (\underline{Z}_A + \underline{Z}_0) = \text{der komplexe Reflexionsfaktor am Ende der Leitung} \quad (\text{Gl 1.4})$

$VSWR_2$ 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.

Die in die Antennenzuleitung eingespeiste Leistung geht also vollständig – abzüglich der Verluste auf der Antennenzuleitung – auf die Antenne über, egal welches VSWR auf der Antennenzuleitung vorhanden ist. Das VSWR bestimmt nur die Zusatzverluste durch stehende Wellen.

Bemerkenswert in (Gl 1.1) ist, dass der Gesamtverlust ausschließlich vom Dämpfungsfaktor a und dem antennenseitigen Betrag des Reflexionsfaktors $|\underline{r}_2|$ abhängig ist. Dieser ergibt sich nach (Gl 1.3) aus dem antennenseitigen Stehwellenverhältnis $VSWR_2$.

Wird in (Gl 1.0) 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.

Ist der Matched-Line-Loss gegeben, so errechnet sich der lineare Faktor a nach (Gl 1.2) zu

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

Der so definierte Dämpfungsfaktor a ist größer als 1!

Aus dem Gesamt-Verlust T_L und dem Verlust bei Anpassung (M_L) kann der zusätzliche Verlust durch stehende Wellen (Additional-Loss) durch einfache Subtraktion der dB-Werte

$$A_L = T_L - M_L \text{ (dB)} \quad (\text{Gl 1.5})$$

erhalten werden.

Ursache für diese Zusatzverluste sind stehende Wellen auf der Leitung und die damit verbundenen höheren Ströme \underline{I}_{max} und Spannungen \underline{U}_{max} . Zur Bildung stehender Wellen wird Energie verbraucht, die in den verteilten Induktivitäten und Kapazitäten der Leitung angehäuft wird. Die Gesamtleistung muss vom Generator geliefert und die Verluste immer nachgeliefert werden. Blindleistung für die Bildung stehender Wellen entsteht auf der Leitung durch den Wirkleistungstransport und pendelt zwischen Anpassschaltung und Lastimpedanz hin und her und verursacht ebenfalls Verluste.

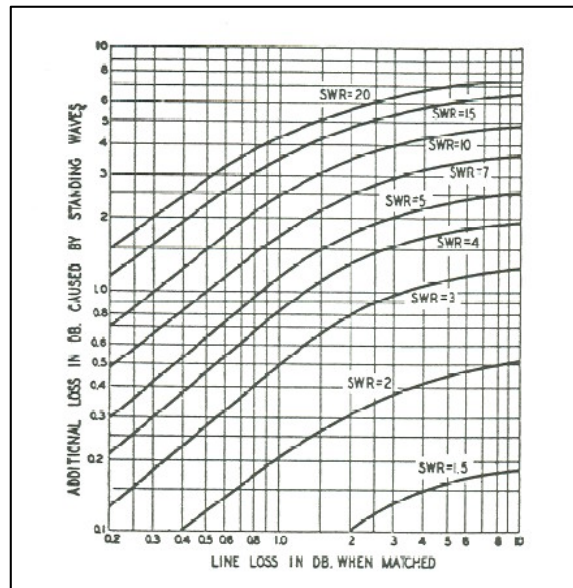


Bild 2: Verluste und zusätzliche Verluste einer Antennenzuleitung als Funktion der Dämpfung und des Stehwellenverhältnisses VSWR

Den Zusammenhang nach (Gl 1.1) ist in Bild 2 dargestellt. Es wird daraus ersichtlich, dass eine Leitung mit geringen Anpassungsverlusten auch geringe Verluste durch stehende Wellen hat. Bei einer verlustlosen Leitung wird in (Gl 1.1) $a = 1$ und der Gesamtverlust der Leitung unabhängig vom VSWR gleich Null. Je geringer die Verluste bei Anpassung, umso größer kann das VSWR sein, ohne nennenswerte Zusatzverluste zu verursachen.

Die Grenze für das VSWR wird dann nur durch die Durchbruchspannung der Leitung begrenzt. Die maximal mögliche Übertragungsleistung auf der Antennenzuleitung wird um den Faktor des VSWR reduziert /3/.

Beispiel 1.1

Die maximal über eine hochfrequente Leitung übertragbare Leistung ist nach Tabellenbuch $P_{\max} = 800 \text{ W}$. Bei einem VSWR auf der Leitung von $S = 8$ wird die Leistung auf $P_{\max}' = 800 \text{ W} / 8 = 100 \text{ W}$ reduziert.

Beispiel 1.2

Die Durchbruchspannung der 600Ω Doppelleitung ist $U_b = 12000 \text{ V}$. Bei einem VSWR = 1 kann über diese Leitung eine Leistung von $P = U_b^2 / Z_0$ übertragen werden. Daraus berechnet sich eine maximale übertragbare Leistung von $P = 12000 \text{ V}^2 / 600 \Omega = 24 \text{ 000 W}$. Bei einem VSWR von $S = 20$ reduziert sich diese Leistung auf $P_{\max} = 1200 \text{ W}$.

Besonders verlustarm sind hochfrequente Doppelleitungen, die unter Funk-Amateuren als „Hühnerleiter“ bezeichnet werden. Tab. 1 zeigt die Verluste einer 600Ω Leitung in db/100m bei totaler Anpassung bei den üblicher Amateurfrequenzen /1/.

Frequenz MHz	Verluste bei totaler Anpassung in dB/100 m
1.90	0.074
3.60	0.105
7.05	0.153
14.2	0.227
21.2	0.284
29.5	0.342

Tab. 1: Verluste einer symmetrischen 600-Ω-Doppelleitung als Funktion bekannter Amateur-Bandfrequenzen

Beispiel 1.3

Berechne die Verluste einer 30 m langen Doppelleitung bei der Frequenz $f = 3.6$ MHz und einem VSWR $S = 6$.

Unter Verwendung der Daten aus Tab. 1 wird die Dämpfung der 30 m Leitung bei totaler Anpassung $M_L = 0.3 * 0.105$ dB = 0.0315 dB pro 30 m und der lineare Wert nach (Gl 1.2) $a = 1.007279511$.

Aus (Gl 1.3) berechnet sich der Betrag des antennenseitigen Reflexionsfaktors zu $|\underline{r}_2| = (6 - 1) / (6 + 1) = 0.7142$ bzw. $|\underline{r}_2|^2 = 0.5102$.

Der totale Verlust berechnet sich dann mit dem antennenseitigen $S_2 = 6$ aus (Gl 1.1) zu $T_L = 10 \log (1.014612013 - 0.5102) / [1.007279511 (1 - 0.5102)] = 0.096166$ dB und der zusätzliche Verlust durch Stehwellen $A_L = 0.096166$ dB – 0.0315 dB = 0.0646 dB pro 30 m. Bei einer angenommenen Leistung von 1000 W am Eingang der Antennenzuleitung gelangen also noch $P_{\text{ant}} = 1000$ W/ 0.096166 dB oder $P_{\text{ant}} = 978.10$ W an die Antenne. Die Differenz zu 1000 W, also $P = 21.89$ W, werden auf der Leitung in Wärme gewandelt.

Die Verluste für die Doppelleitung sind trotz des antennenseitigen $S = 6$ enorm klein. Das VSWR am Eingang der Leitung berechnet sich wegen der geringen Verluste zu $S_e = 5.88$, d.h. bei einer verlustarmen Leitung üblicher Länge ist das VSWR auf der Leitung nahezu eine Konstante $1/1$.

Beispiel 1.4

Berechnen wir zum Vergleich die totalen Verluste einer 30 m langen 50-Ω-Leitung bei der Frequenz $f_0 = 3.6$ MHz. Der Matched-Line-Loss (entnommen einer Tabelle) ist $M_L = 3$ dB/100 m. Das VSWR an der Antenne sei $S_2 = 6$. Der Verlust bei vollständiger Anpassung ist also $M_L = 3$ dB * 30/100 m = 0.9 dB oder der lineare Wert a nach (Gl 1.2) $a = 10^{ML/10} = 10^{0.09} = 1.2302$. Aus (Gl 1.3) berechnet sich der Betrag des antennenseitigen Reflexionsfaktors zu $|\underline{r}_2| = (6-1) / (6+1) = 0.7142$ bzw. $|\underline{r}_2|^2 = 0.5102$. Der totale Verlust berechnet sich nun mit dem antennenseitigen $S_2 = 6$ aus (Gl 1.1) zu $T_L = 10 \log (1.5135 - 0.5102) / [1.2302 (1 - 0.5102)] = 2.21$ dB und der zusätzliche Verlust (Additional-Loss) durch die Stehwellen mit dem VSWR von $S_2 = 6$, $A_L = 2.21$ dB – 0.9 dB = 1.31 dB.

Der Verlust durch Stehwellen mit einem VSWR $S_2 = 6$ ist also bedeutend. Bei einer angenommenen Leistung von 1000 W am Eingang der Antennenzuleitung gelangen also nur noch $P_{\text{ant}} = 1000$ W/2.21 dB = 1000/ 1.663 = 601 W tatsächlich an die Antenne.

Die Differenz zu 1000 W, also $P = 399$ W werden auf der Leitung in Wärme gewandelt.

Vergleicht man die Werte aus Beispiel 1.3 und 1.4, dann wird verständlich, dass Koaxkabel immer größere Verluste hat als eine gleichwertige Doppelleitung. Durch die Dämpfung der Leitung verbessert sich das VSWR $1/1$ beim Koaxkabel zum Leitungseingang hin auf $S_e = 3.77$.

2. Eigenschaften einer aktiven Zweipolquelle (Sender)

Wird ein aktiver Zweipol mit der komplexen Innenimpedanz $\underline{Z}_i = R_i + j X_i$ und einem positiven Realteil. mit der komplexen Lastimpedanz $\underline{Z}_L = R_L + j X_L$ abgeschlossen, dann ist die von der komplexen Last \underline{Z}_L aufgenommene Wirkleistung mit dem Effektivwert von Spannung an der Last und des Stromes

$$P = \text{Re} (\underline{U} \underline{I}^*) \quad (* \text{ Stern bezeichnet den konjugiert komplexen Wert}) \quad (\text{Gl 2.1})$$

$$\text{und mit} \quad \underline{I} = \underline{U} / \underline{Z}_L \quad \text{und} \quad \underline{I} \underline{I}^* = |\underline{I}|^2 \quad (\text{Gl 2.2})$$

$$\text{wird} \quad P = |\underline{U}|^2 \text{Re} (1/\underline{Z}_L^*). \quad (\text{Gl 2.3})$$

Drückt man die Spannung an der Last \underline{U} durch die Ursprungspannung der Quelle \underline{U}_0 aus, so wird der maximale Wert erreicht, wenn $R_s = R_L$ und der Imaginärteil Null wird. Dieser Zustand heißt Anpassung. Das Maximum der Quelleistung dieser Zweipolquelle wird bei Anpassung erreicht mit

$$P_v = (U_0/2)^2 / R_i = U_0^2 / (4 R_i). \quad (\text{Gl 2.4})$$

Diese Leistung steht seitens der Quelle immer zu Verfügung, auch wenn der Quelle durch die Last nur ein Teil dieser Leistung entnommen wird. Man bezeichnet diese Leistung als verfügbare Leistung P_v der Quelle. Sie ist eine Eigenschaft der Quelle, unabhängig von der angeschlossenen Lastimpedanz \underline{Z}_L .

Bei Resonanz ist der Imaginärteil gleich Null und die an einen beliebigen Lastwiderstand R_L abgegebene Leistung wird

$$P_L = P_v \cdot 4 R_i R_L / (R_i + R_L)^2. \quad (\text{Gl 2.5})$$

Definiert man einen reellen Anpassfaktor $m = R_L / R_i$ wird aus (Gl 2.5)

$$P_L = P_v \cdot 4 m / (1 + m)^2. \quad (\text{Gl 2.6})$$

Wird $R_i = R_L$ ist der Anpassfaktor $m = 1$ und die verfügbare Leistung der Quelle geht an den Lastwiderstand R_L über und wird mit (Gl 2.6)

$$P_L = P_v. \quad (\text{Gl 2.7})$$

Bei Leistungsanpassung ist die Leistung, die der Zweipol an die Last abgibt, gleich seiner verfügbaren Leistung. Der Transferwirkungsgrad wird 100 %.

Beispiel 2.1

Bei einem Hochfrequenz-Sender mit dem reellen Innenwiderstand $R_i = 50 \Omega$ wird die Ausgangsleistung an einem 50Ω Dummy-Load mit einer Impedanz von $R = 50 \Omega$ zu $P_{\text{out}} = 700 \text{ W}$ gemessen. Jetzt wird das Dummy-Load durch die Antennenanlage ersetzt, dessen vorher gemessene reelle Eingangsimpedanz $Z_A = 200 \Omega$ beträgt. Welche Wirkleistung steht am Eingang der Antennenanlage zur Verfügung? Das Verhältnis von Lastwiderstand zu Innenwiderstand wird $m = 200/50 = 4$. Aus (Gl 2.6) wird dann

$$P_L = P_v \cdot 4 m / (1 + m)^2 = 700 \text{ W} \cdot 16 / (1 + 4)^2 = 700 \text{ W} \cdot 16 / 25 = 448 \text{ W}.$$

Die Leistung, die der Antennenanlage zur Verfügung gestellt wird ist also nur noch $P_L = 448 \text{ W}$. Es werden durch Fehlanpassung $P = 252 \text{ W}$ „verschenkt“, die der Quelle bei Anpassung hätte entnommen werden können.

Definiert man allgemein, wie in der Leitungstheorie, einen komplexen Reflexionsfaktor

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_i}{Z_L + Z_i} \quad (\text{Gl 2.8})$$

kann die Rechnung wesentlich vereinfacht werden und wir erhalten entsprechend der (Gl 2.6)

$$P_L = P_v (1 - |\Gamma|^2) = \quad (\text{Gl 2.9})$$

einen einfachen Zusammenhang zwischen der verfügbaren und der an die Lastimpedanz abgegeben Leistung. Einige ausgesuchte Werte sind in Tab. 2 berechnet.

Stehwellenverhältnis S	Reflexionsfaktor Γ	P_L/P_v nach Gl 2.9
1.0	0	1.0000
1.1	0.47	0.9977
1.2	0.090	0.9917
1.3	0.1304	0.9829
1.4	0.1666	0.9722
1.5	0.200	0.960
2.0	1/3	0.888
3.0	1/2	0.750
4.0	3/5	0.640
5.0	2/3	0.555
6.0	5/7	0.489
7.0	3/4	0.437
8.0	7/9	0.395
9.0	8/10	0.37
10.0	9/11	0.33

Tab. 2 Verhältnis von verfügbarer Leistung zur Transferleistung als Funktion des VSWR

Die an die Last abgegebene Wirkleistung kann man nach (Gl 2.9) als Differenz zwischen der verfügbaren Leistung P_v und der von der Last reflektierten Leistung $P_v |r|^2$ auffassen. Diese reflektierte Leistung wird aber nicht am Innenwiderstand in Wärme gewandelt, wie bei einer Leitung. Der nach (Gl 2.8) definierte Reflexionsfaktor ist nur ein Maß dafür, wie viel Leistung der Quelle entnommen werden kann.

Beispiel 2.2

Bei einem Hochfrequenz-Sender mit dem Innenwiderstand $R_i = 50 \Omega$ wird die Ausgangsleistung an einem 50Ω -Dummy Load zu $P_v = 700 \text{ W}$ gemessen. Jetzt wird das Dummy Load durch die Antennenanlage ersetzt, dessen vorher gemessene Eingangsimpedanz $Z_A = (200 + j 300) \Omega$ beträgt. Welche Leistung steht am Eingang der Antennenanlage zur Verfügung?

Der Reflexionsfaktor (Gl 1.8) wird $r = (Z_L - Z_i) / (Z_L + Z_i) = (200 + j 300 - 50) / (200 + j 300 + 50) = (3 + j 6) / (5 + j 6)$ und dessen Betragsquadrat $|r|^2 = 45 / 61$. Aus (Gl 2.9) berechnet sich die an die reelle Last gelieferte Leistung zu $P_L = 700 \text{ W} (1 - 45/61) = 700 \text{ W} - 516.39 = 183.6 \text{ W}$. Würde mittels eines passenden Serienkondensators zumindest der Blindanteil kompensiert werden, stünde jetzt bei Resonanz mit dem neuen Reflexionsfaktor $r = (Z_L - Z_i) / (Z_L + Z_i) = (200 - 50) / (200 + 50) = 3 / 5$ bzw. $|r|^2 = 9 / 25$ die Leistung $P_L = 700 \text{ W} (1 - 9/25) = 700 * 16/25 \text{ W} = 448 \text{ W}$ am Realteil der Last zur Verfügung. ^

Wir verschenken durch „Fehlanpassung“ $P_d = 700 - 448 \text{ W} = 252 \text{ W}$.

Erst bei Anpassung ($R_i = R_L = 50 \Omega$) und Kompensation der Blindanteile geht die volle Leistung von $P_v = 700 \text{ W}$ auf den Realteil der Antennenimpedanz über. Eine Transformationsschaltung ermöglicht also eine Anpassung der Quelle an die Lastimpedanz, um der Quelle die maximal mögliche Leistung entnehmen zu können.

Das Beispiel 1.1 kann auch mittels des in (Gl 2.9) definierten Reflexionsfaktors r sehr einfach überprüft werden. Nur darf man dabei nicht vergessen, dass dieser so definierte Reflexionsfaktor nicht der bekannte Reflexionsfaktor auf einer Leitung ist, wie wir noch sehen werden. Er wird nur formal auf die gleiche Weise berechnet, wie der Reflexionsfaktor einer Leitung.

Der Reflexionsfaktor in Beispiel 1.1 wird mit (Gl 2.8) $r = (200 - 50) / (200 + 50) = 3/5$ und damit

$P_L = 700 \text{ W} (1 - 9/25) = 700 \text{ W} 16/25 = 448 \text{ W}$, natürlich identisch dem berechneten Wert aus Beispiel 2.1.

Beispiel 2.3

Ein Hochfrequenz-Sender habe durch Fehlabstimmung eine komplexe Innenimpedanz von $Z_i = (100 + j 100) \Omega$. An einer 50Ω -Dummy-Load wird eine Wirkleistung $P_{L1} = 350 \text{ W}$ gemessen. Wie hoch ist die verfügbare Leistung der Quelle?

Mit der Dummy-Load von $R = 50 \Omega$ wird der Reflexionsfaktor nach (Gl 2.8)

$r = (-50 - j 100) / (160 + j 100) = (-1 - j 2) / (3 + j 2)$. Daraus das Betragsquadrat $|r|^2 = 5/13$ und damit $P_L = P_v (1 - |r|^2) = P_v * 8/13$. Die verfügbare Leistung der Quelle berechnet sich durch Umstellung der (Gl 2.9) zu $P_v = 13/8 P_{L1} = 13/8 * 350 \text{ W} = 568.75 \text{ W}$. Aus der verfügbaren Leistung folgt die Ursprungspannung der Quelle zu $U_0 = \sqrt{P_v 4 R_i} = \sqrt{568.75 \text{ W} * 400} = 476.96 \text{ V}$

Im zweiten Schritt wird das Dummy-Load jetzt durch eine Antennenanlage ersetzt wird, dessen vorher gemessene komplexe Eingangsimpedanz $Z_A = (200 + j 300) \Omega$ beträgt, z.B. die Eingangsimpedanz einer Doppelleitung.

Welche Wirkleistung steht jetzt dem Eingang der Antennenanlage zur Verfügung? Der Gesamtstrom berechnet sich mit der Ursprungspannung (Leerlaufspannung) $U_0 = 476.96 \text{ V}$ zu $I_g = U_0 / (Z_i + Z_A)$ und die Leistung an dem reellen Widerstand $R_a = 200 \Omega$ wird $P_{r2} = |I_g|^2 R_a = U_0^2 R_a / |(Z_i + Z_A)|^2 = (476.96 \text{ V})^2 200 \Omega / |100 + j 100 + 200 + j 300|^2 \Omega^2 = 182 \text{ W}$.

Natürlich kann diese Wirkleistung am reellen Lastwiderstand auch aus folgender Beziehung

$$P_{r2} = P_v R_L R_i |1 + r|^2 / |Z_L|^2 \quad (\text{Gl 2.10})$$

direkt berechnet werden.

Von der verfügbaren Leistung der Quelle $P_v = 568.75 \text{ W}$ werden durch „Fehlanpassung“ lediglich $P_{r2} = 182 \text{ W}$ genutzt.

Bei Resonanz (Kompensation) durch eine entsprechende Serienkapazität ($X_c = -j 400 \Omega$) wäre die Leistung an $R_a = 200 \Omega$ jetzt $Pr_{2, \text{komp}} = P_v (1 - r^2) = 568.75 \text{ W} (1 - 1/9) = 505.55 \text{ W}$. Erst bei Anpassung wird $r = 0$ und die verfügbare Leistung der Quelle geht auf die Last über. Diese Leistung wäre in diesem Fall $Pr_{2, \text{komp}} = P_v = 568.75 \text{ W}$. Da Lastimpedanz und Innenimpedanz frequenzabhängig sind, muss auch die Anpassschaltung veränderbar und einstellbar sein, was bei Frequenzwechsel umständlich ist.

3. Der Balun

Bei Verwendung symmetrischen Antennenanlagen ist zum Übergang auf die unsymmetrischen Komponenten des Senders irgendwo ein Balun notwendig. Die Lastimpedanz des Balun ist, wenn dieser am Ausgang des Anpassnetzwerkes eingefügt wird, die von der Antennenzuleitung an dessen Eingang transformierte Antennenimpedanz. Diese Lastimpedanz ist abhängig vom Wellenwiderstand, von den Verlusten auf der Leitung und der Länge der Leitung.

Der Impedanzbereich kann überschlägig übersehen werden, wenn man die Widerstände in den reellen Punkten auf der Leitung betrachtet. Die reellen Widerstände können mit ausreichender Genauigkeit aus dem Stehwellen-Verhältnis S und dem Wellenwiderstand der verwendeten Leitung berechnet werden.

Es gilt nach /1/

$$R_{\text{max}} = Z_0 * S \quad (\text{Gl 3.1})$$

und

$$R_{\text{min}} = Z_0 / S \quad (\text{Gl 3.2})$$

Beispiel 3.1

Unter der Annahme einer verlustarmen, symmetrischen Antennenzuleitung mit dem Wellenwiderstand $Z_0 = 600 \Omega$ wird an dessen Eingang eine Impedanz $Z_e = (300 + j 300) \Omega$ gemessen. Der Reflexionsfaktor berechnet sich nach (Gl 1.4) zu $r = (-300 + j 300) / (900 + j 300)$ und der Betrag wird $r = 0.44801$, daraus das VSWR nach Umstellung der (Gl 1.3) $S = 2.62$.

Die Widerstände in den reellen Punkten auf der Leitung sind nach (Gl 3.1 und Gl 3.2) $R_{\text{min}} = 177 \Omega$ und $R_{\text{max}} = 2034 \Omega$.

Wir haben dabei angenommen, dass das VSWR auf der Leitung konstant ist, wie bei einer verlustlosen Leitung. Für diese überschlägige Rechnung allemal ausreichend, denn das VSWR verändert sich bei verlustarmen Leitungen, wie etwa die Doppelleitung, nur wenig.

Zur Symmetrierung wird ein Balun meist mit einem Übersetzungsverhältnis 1: 1 ohne galvanische Kopplung oder mit 1: 4 als Phasen-Umkehr – Transformator (PUT) /4/ eingesetzt. Welche der beiden Möglichkeiten zur Anwendung kommt, hängt von der Eingangsimpedanz der Antennenzuleitung ab und kann messtechnisch ermittelt werden. Ist die Last-Impedanz in der Nähe der Quellimpedanz des Senders, dann ist ein 1: 4 Balun die falsche Wahl und hat große Verluste zur Folge. Sind die Impedanzen hochohmig, dann sollte der 1: 4 Balun eingesetzt werden. Die gemessenen Werte entscheiden über die Auswahl.

Beispiel 3.2

Wir nehmen einen PUT (1: 4) und die Impedanz nach Beispiel 3.1 mit $Z_e = (300 + j 300) \Omega$. Die primäre und sekundäre Induktivität habe einen Wert von $L = 5 \mu\text{H}$ und die Gegeninduktivität $M = 5 \mu\text{H}$.

Bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ hat die primäre, sekundäre Induktivität und die Gegeninduktivität einen Blindwiderstand $X_L = 113 \Omega$. Nach /4/ (Gl 20) berechnet sich die Eingangsimpedanz zu $Z_e = j 113 \Omega + (226 \Omega)^2 / (300 \Omega + j 752 \Omega) = (23.4 + j 54.4) \Omega$.

Bezogen auf 50Ω ergibt sich jetzt ein VSWR = 5.08 bzw. ein Reflexionsfaktor nach (Gl 2.8) $r = 0.6710$.

Würden wir jetzt den Sender direkt ohne Anpassnetzwerk betreiben, dann ergibt sich nach (Gl 2.9) ein Verhältnis von $P_2 / P_v = 0.5496$, d.h. bei einer verfügbaren Leistung des Sender von $P_v = 750 \text{ W}$ werden dem Balun $P_2 = 412.26 \text{ W}$ angeboten. Das sind $L = 2.29 \text{ dB}$ weniger Leistung als die maximal mögliche. Gehen wir von 6 dB pro S-Stufe aus, dann ist das weniger als eine halbe S-Stufe und bei der Gegenstation nicht zu merken. Die Konsequenz daraus ist, dass wir **in diesem Fall** das Anpassnetzwerk nicht brauchen. Im

Hinblick auf Tab. 2 können wir bis zu einem VSWR von etwa $S = 3$ eigentlich auf eine Anpassschaltung verzichten.

Zu berücksichtigen ist, dass bei Röhrenendstufen die Anpassung auf die von 50Ω abweichende Impedanz immer erreicht und der Blindanteil herausgestimmt werden kann, während bei auf 50Ω ausgelegten Halbleiter-Endstufen die Verlustleistung zunimmt, weil eben weniger Leistung der Endstufe abgenommen wird. Auch die Linearität leidet, weil die Wirklast von 50Ω maßgeblich die Aussteuerungsverhältnisse beeinflusst. Die Grenzen der Verlustleistung nach Datenblatt dürfen nicht überschritten werden, ohne das Leistungsbauteil zu zerstören.

Zum Vergleich:

Würden wir ein LC - Anpassnetzwerk mit der Spulengüte $Q = 100$ verwenden, berechnen sich die Verluste $/1/$ zu $L_v = 0.09$ dB und die am Balun liegende Leistung wäre anstatt $P_2 = 412.26$ W jetzt $P'_2 = 734$ W. Durch die Anpassschaltung würden wir der Quelle jetzt $P_v = 750$ W entnehmen, hätten einen Verlust im Anpassnetzwerk von $L_v = 0.09$ dB und einen Leistungszuwachs von $P_z = 734$ W – 412.26 W = 312.74 W durch das Anpassnetzwerk erreicht.

Beispiel 3.3

Wir berechnen das Beispiel 3.2 mit einem realen $1 : 1$ Balun und gleichen Eigenschaften wie in Beispiel 3.2 und schauen uns an, welchen Vorteil eine LC-Anpassschaltung bringt. Die Eingangsimpedanz des Balun berechnet sich jetzt nach $/4/$ zu $Z_e = (300 + j 526) \Omega$ und VSWR bezogen auf 50Ω $S = 25.09$ bzw. $r = 0.92335$. Ohne Anpassnetzwerk würde der Quelle mit der verfügbaren Leistung $P_v = 750$ W nur $P_2 = 110.56$ W entnommen werden.

Mit einer LC-Anpassschaltung zwischen Sender und Balun berechnet sich dessen Verlust $L_v = 0.27$ dB, d.h. von 750 W würden dem Balun jetzt $P_2 = 705.2$ W angeboten werden. Durch das Anpassnetzwerk haben wir also einen Leistungszuwachs von $P_{zu} = (705.2 - 110.56) \text{ W} = 594.63$ W oder entsprechend 7.30 dB.

Das VSWR zwischen Sender und Anpassnetzwerk ist $S = 1$, wobei es wenig ins Gewicht fällt ob der S-Wert 1.1 oder 1.5 ist – siehe Tab. 2, wir brauchen also nicht akribisch $S = 1$ einhalten.

4. Die Bedeutung des Anpassnetzwerks

Jetzt wird auch noch mal die Bedeutung des Anpassnetzwerkes deutlich. Dessen Aufgabe besteht darin, der Quelle ihre maximale Leistung entnehmen zu können und das ist nur bei $S = 1$ möglich.

Jedes Anpassnetzwerk besteht aus verlustbehafteten Induktivitäten und verlustarmen Kapazitäten. Je nach Lastimpedanz hat das Netzwerk mehr oder weniger große Verluste $/5/$, die immer dann besonders hoch sind, wenn kapazitive Lasten vom Netzwerk angepasst werden müssen und Induktivitäten zur Kompensation im Netzwerk erforderlich werden und außerdem wenn der Realteil wesentlich von der Quellimpedanz abweicht – also die Anpassschaltung viel „arbeiten“ muss.

4.1 Das Anpassnetzwerk hinter Röhrenendstufen

Röhrenendstufen haben im Anodenkreis entweder einen konventionellen Parallelschwingkreis mit Auskopplung oder einen modifizierten Parallelschwingkreis in Form eines Pi-Filters. Bei richtiger Dimensionierung des Pi-Filters kann ein weiter Impedanzbereich eingestellt werden, so dass die meist induktive Eingangsimpedanz eines Balun für das Pi-Filter ohne weiteres zu meistern ist. Ein zusätzliches Anpassnetzwerk kann vollständig entfallen.

Wir erreichen weiterhin eine größere Betriebs-Bandbreite und brauchen innerhalb eines Bandes nicht mehr nachstimmen. Der geringfügige Leistungsabfall an den Bandgrenzen ist für die Gegenstation ohne Bedeutung. Will man eventuelle Oberschwingungen absenken, ist ein Oberwellenfilter die bessere Alternative.

4.2 Das Anpassnetzwerk hinter Halbleiter-Endstufen

Bei Halbleiter Endstufen ist ein 50Ω Abschluss notwendig, d.h. wir benötigen immer ein Anpassnetzwerk um der Leistungsendstufe ein VSWR $S = 1$ anzubieten. Die Dimensionierung der Halbleiter-Endstufen ist auf 50Ω ausgelegt. Nur in seltenen Fällen ist für Kombiner-Betrieb ein anderer, reeller Abschluss vorgesehen. Die gesamten Aussteuerungsverhältnisse sind bei HL-Endstufen sehr stark vom Abschluss abhängig. Eine veränderliche Last wirkt sich sehr nachteilig auf die Aussteuerungsverhältnisse und die Linearität und damit auf die ungewollten Oberschwingungen aus. Eine veränderliche Anpassschaltung im Gerät ist oftmals nicht vorhanden oder als automatisches Anpassgerät, mit engen Grenzen für das zulässige VSWR, direkt eingebaut. Die Leistung wird schon bei geringen Abweichungen des VSWR vom Idealwert $S = 1$ reduziert oder abgeschaltet.

5. Zusammenfassung

Wird eine Antennenanlage geplant, kann durch Wahl des Wellenwiderstandes der Antennenzuleitung ein bestimmtes VSWR auf der Leitung erreicht werden. Dieses VSWR bestimmt die Zusatzverluste auf der Zuleitung. Durch richtige Wahl der Zuleitungslänge kann der Bereich der Eingangsimpedanz der Zuleitung bestimmt werden. Aus dieser Impedanz bestimmt sich dann die Überlegung ob ein Balun 1:1 oder 1:4 im Übersetzungsverhältnis haben muss. Die Eingangsimpedanz des Balun im Verhältnis zu den üblichen 50Ω der Sendeanlagen bestimmt das VSWR zwischen Sender und Balun. Liegt dieses unterhalb einer gewissen Grenze (siehe Tab. 2) kann gänzlich auf ein Anpassnetzwerk verzichtet werden. Dadurch erhöht sich die Bandbreite der Antennenanlage und das Nachstimmen entfällt.

Will man immer maximale Leistung der hochfrequenten Quelle entnehmen, dann ist immer ein Anpassnetzwerk erforderlich, dessen Eingangs VSWR auf $S = 1$ eingestellt werden muss. Geringe Abweichungen von diesem Wert verringern allerdings nur geringfügig die Leistungsausbeute der Quelle.



Dr. Schau, DL3LH

schau@rs-systems.info

www.rs-systems.info

www.yasni.de

Literatur auf www.ham-on-air.de:

- /1/ „Die Antenne macht die Musik, I - III“, DL3LH**
- /2/ „Antennen-Messtechnik I - V“, DL3LH**
- /3/ „Antennen Tuning I, IV, VI“, DL3LH**
- /4/ „Mythos Balun I, II“, DL3LH**
- /5/ „Passive Netzwerke zur Anpassung in hochfrequenten Schaltungen“ DL3LH**
- /6/ „Gibt es den optimalen Antennenkoppler?“, 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.