

# **Optimierung von Antennenanlagen im KW- Bereich Teil 2**

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

## Vorwort

Optimierungen einer KW-Antennenanlage beziehen sich meist auf den maximalen Gewinn, das beste Vor-Rückverhältnis und bestes VSWR. Über eine Optimierung auf minimale Verluste in der gesamten Anlage wird selten nachgedacht, ist aber durchaus sinnvoll, denn die teuer erzeugte Hochfrequenzleistung soll mit hohem Wirkungsgrad die Antenne erreichen. Verluste sind identisch mit nutzlos erzeugter Wärme, die auf dem Weg zur Antenne im Anpassnetzwerk nebst Balun, auf der Antennenzuleitung und in der eigentlichen Antenne entstehen. Es gilt durch richtige Dimensionierung der Antennenanlage die Verluste zu minimieren. Einen großen Teil der Verluste verursachen eine falsche Antenne und deren Zuleitung /1/.

## 1. Verluste einer Leitung bei HF

Die Gesamt-Verluste einer Leitung sind nach /1/

$$T_L = [(a^2 - |\Gamma_2|^2) / a (1 - |\Gamma_2|^2)] \quad (\text{Gl.1})$$

und da der Verlust meist in dB angegeben wird

$$T_L = 10 \log [(a^2 - |\Gamma_2|^2) / a (1 - |\Gamma_2|^2)] \quad (\text{Gl.2})$$

mit

$$a = 10^{ML/10} \geq 1 \quad (\text{Gl.3})$$

als "Matched-line-loss-ratio" in dB und dem Betrag  $\Gamma_2$  am Ende der Leitung

$$|\Gamma_2| = |(Z_2 - Z_0) / (Z_0 + Z_2)| \quad (\text{Gl.4})$$

Nach (Gl 1) ist die Gesamtdämpfung einer Leitung abhängig vom Dämpfungsfaktor a und dem Reflexionsfaktor an der Last, der durch den Wellenwiderstand und die Länge der Antenne beeinflussbar ist.

## 2. Die Transformationseigenschaft der HF-Leitung zur Antenne

Eine hochfrequente Leitung transformiert eine Abschlussimpedanz  $Z_2$  in eine bestimmte Eingangsimpedanz  $Z_1$ , abhängig vom komplexen Wellenwiderstand der Leitung, deren Länge und den Verlusten der Leitung nur, wenn das Stehwellenverhältnis größer 1 ist.

Wird als Antennenzuleitung eine Zweidrahtleitung verwendet, ist diese Transformation verlustarm und einer Transformation durch konzentrierte Elemente weit überlegen. Will man eine bestimmte Transformation erreichen, um z.B. den verlustarmen CC-Koppler einsetzen zu können, kann durch Wahl des Wellenwiderstands der Leitung und durch Veränderung der Antennenlänge in gewissen Grenzen die passende Transformation erreicht werden. Der Nachteil eines erhöhten VSWR ist eine Reduzierung der übertragbaren Leistung auf der Leitung, denn die auftretenden Maximal - Spannungen auf der Leitung müssen immer unterhalb der Durchbruchspannung liegen und sind rechnerisch zu überprüfen, damit Schäden und vor allem Brände vermieden werden.

## 3. Der komplexe Wellenwiderstand

Der Wellenwiderstand einer hochfrequenten Leitung ist immer komplex. Allgemein hat der Wellenwiderstand die Form

$$\underline{Z}_0 = R_0 - j X_0 \quad (\text{Gl.5})$$

mit kapazitivem Imaginärteil, der sich zu

$$j X_0 = j R_0 (\alpha / \beta) \quad (\text{Gl.6})$$

berechnet.  $\alpha$  ist die Dämpfungskonstante in Neper pro Längeneinheit und  $\beta$  die Phasenkonstante

$$\beta = 2 \pi / \lambda \quad (\text{Gl.7})$$

im Bogenmaß ebenfalls pro Längeneinheit. Nach (Gl 3) ist  $\beta$  frequenzabhängig und damit auch  $j X_0$ . Für die Umrechnung vom Bogenmaß ins Gradmaß ist die Proportionalität

$$\acute{\alpha} / 2\pi = \alpha^\circ / 360^\circ \quad (\text{Gl.8})$$

ganz hilfreich. Die Umrechnung von Neper in dB

$$1 \text{ Neper} = 8,686 \text{ dB} \quad (\text{Gl.9})$$

bzw.

$$1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Neper} \quad (\text{Gl.10})$$

ist eine einfache Multiplikation.

Der Realteil des Wellenwiderstands  $R_0$  nach (Gl.1) kann aus dem mittleren Abstand, dem Durchmesser

der Einzelader und der Elektrizitätszahl  $\epsilon$  berechnet werden. Für eine **Zweidrahtleitung** in Luft gilt in erster Näherung für den Realteil des Wellenwiderstandes

$$R_0 = 276 \log_{10} (2D/d) \Omega \tag{Gl.11}$$

(D mittlerer Abstand, d Drahtdurchmesser, beides in mm). Die Dämpfungskonstante für totale Anpassung  $\alpha$  kann Tabellen entnommen, berechnet oder messtechnisch bestimmt werden /1/.

Kabeltabellen zeigen meist den Dämpfungswert a in dB/100 m für eine bestimmte Frequenz – z.B. T = 1,8 dB/100 m und gelten nur für einen Reflexionsfaktor  $\underline{r} = 0$ .

Aus dem Dämpfungsfaktor a und der Phasenkonstanten wird der komplexe Anteil des Wellenwiderstands ermittelt. Die oft getätigte Annahme eines reellen Wellenwiderstandes für eine verlustlose Leitung ist nicht zulässig und führt zu falschen Ergebnissen /1/.

So hat eine Zweidrahtleitung mit dem Abstand der „Tomatenspreizern“ von D = 82,5 mm, d = 1,7 mm einen Realteil von  $R_0 = 550 \Omega$ .

Der Dämpfungswert kann aus den Leitungskonstanten berechnet werden und ist T = 0.105 dB / 100 m bei f = 3,6 MHz /6/. Daraus ergeben sich die frequenzabhängigen Imaginärteile nach (Gl.1), die aus Tab. 1 ersichtlich sind.

Frequenz MHz	Wellenwiderstand $\Omega$
1.910	550 - j 1.52
3.600	550 - j 0.81
7.050	550 - j 0.41
14.15	550 - j 0.21
21.20	550 - j 0.14
29.00	550 - j 0.10

**Tab. 1: Komplexer Wellenwiderstand einer 550  $\Omega$  Leitung in den Amateurbändern**

Wir berechnen als 2tes Beispiel noch den komplexen Wellenwiderstand einer 300  $\Omega$  Leitung. Die Werte zeigt Tab. 2.

Frequenz MHz	Wellenwiderstand Ohm
1.910	300 - j 0.83
3.600	300 - j 0.44
7.050	300 - j 0.23
14.15	300 - j 0.11
21.20	300 - j 0.08
29.00	300 - j 0.05

**Tab. 2: Komplexer Wellenwiderstand einer 300  $\Omega$  Leitung in den Amateurbändern**

Da wir immer mit realen Längen rechnen, ist der Verkürzungsfaktor der Zweidrahtleitung von  $v_k = 0,92$  in Tab. 1, 2 berücksichtigt /1/!

### 4. Der komplexe Reflexionsfaktor auf der Leitung

Der komplexe Reflexionsfaktor  $\underline{r}_2$  am Ende einer Leitung berechnet sich aus der Beziehung /1/

$$\underline{r}_2 = (\underline{Z}_2 - \underline{Z}_0) / (\underline{Z}_0 + \underline{Z}_2) \tag{Gl.12}$$

mit dem Betrag

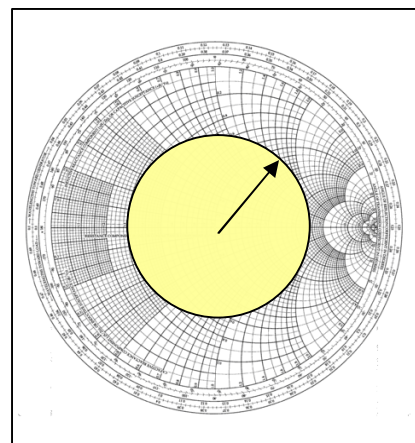
$$r_2 = |(\underline{Z}_2 - \underline{Z}_0)| / |(\underline{Z}_0 + \underline{Z}_2)| \tag{Gl.13}$$

Bei einer verlustlosen Leitung wäre der Betrag des Reflexionsfaktors auf der gesamten Leitung eine Konstante, bei einer verlustbehafteten wird dieser in Richtung Quelle immer kleiner.

Nehmen wir zum besseren Verständnis vorerst eine verlustlose Leitung an, dann kann der Reflexionsfaktor in Abhängigkeit von der Leitungslänge l mit

$$\underline{r}_1 = \underline{r}_2 e^{-j\delta} \quad \text{mit} \quad 0 \leq \delta \leq 2\pi \tag{Gl.14}$$

geschrieben werden. Alle Impedanzen liegen im Smith-Diagramm auf einem konzentrischen Kreis um den Mittelpunkt. Bild 1 zeigt die Zusammenhänge. Eine Impedanz außerhalb des Kreises kann nicht erreicht werden.



**Bild 1:** Reflexionsfaktor  $\underline{r}$  der verlustlosen Leitung als Funktion der Leitungslänge bzw. dem Verhältnis  $l/\lambda$

Ersetzt man bei einer verlustlosen Leitung den Betrag des Reflexionsfaktors durch das VSWR,

dann werden in den reellen Punkten auf der Leitung die Widerstände

$$R_{\min} = R_o / S \quad (\text{Gl.15})$$

links im Smith-Diagramm (Bild 1) auf der reellen Achse und

$$R_{\max} = R_o * S \quad (\text{Gl.16})$$

rechts auf der reellen Achse (hochohmig) erreicht.

Für die Widerstandswerte nach (Gl.15,16) in den reellen Punkten auf einer verlustbehafteten Leitung muss berücksichtigt werden, dass  $\underline{r}$  keine Konstante ist, sondern mit  $e^{-2\alpha l}$  auf der Leitung in Richtung Quelle kleiner wird. Das durch Dämpfung der Leitung eingangsseitige, kleinere VSWR täuscht eine bessere Anpassung vor, als tatsächlich an der Antenne vorhanden.

Bei einer verlustbehafteten Leitung durchläuft der Reflexionsfaktor eine Spirale, die sich letztendlich, bei einer unendlich langen Leitung oder bei hoher Dämpfung auf den Mittelpunkt  $\underline{r} = 0$  zusammen zieht.

### 5. Die Antennenimpedanz und die Zuleitung zur Antenne

Als Grundlage für die Optimierung der Gesamtverluste nehmen wir die Impedanzen einer 2 x 27 m langen Antenne in 10 m Höhe über realem Grund

Frequenz MHz	Impedanz Ohm	Gewinn dBi
1.910	7.5 - j 573	6.13
3.600	99 + j 750	8.21
7.050	133 - j 759	8.75
14.150	207 + j 251	7.91
21.200	1772 + j 1238	9.94
29.000	172 - j 482	10.71

**Tab 3:** Fußpunktimpedanzen eines Dipol 2 x 27 m, Höhe 10 m, d = 2 mm, Kupfer

und berechnen die Gesamtverluste inkl. der Zuleitung verschiedenen Wellenwiderstands und eines verlustarmen LC- Anpassnetzwerkes mit  $Q_L = 100$ .

Das Ergebnis zeigt Tab. 4.

Frequenz MHz	Gesamt verlust 300 Ω dB	Gesamt Verlust 550 Ω dB	Gesamt verlust 600 Ω dB	Gesamt verlust 800 Ω dB
1.910	3.16	1.88	2.21	3.00
3.600	0.57	0.72	0.41	0.55
7.050	0.59	0.54	0.58	0.52
14.150	0.22	0.24	0.48	0.28
21.200	0.45	0.42	0.50	0.42
29.000	0.18	0.12	0.26	0.16

**Tab. 4:** Gesamtverluste der Dipol- Antennenanlage mit verschiedenen Wellenwiderständen der Zuleitung mit den Impedanzen nach Tab. 3. Länge der Zuleitung l = 20 m, LC-Koppler mit  $Q_L = 100$

Betrachtet man die Tab. 4 genauer dann zeigt sich, dass nur durch die richtige Wahl des Wellenwiderstands der Zuleitung einiges an Verlusten im 160 m Band eingespart werden kann /5/. Tab. 5 zeigt das zugehörige VSWR.

Frequenz MHz	VSWR 300 Ω	VSWR 550 Ω	VSWR 600 Ω	VSWR 800 Ω
1.910	153.38	126.16	133.10	133.13
3.600	22.51	16.19	15.81	15.41
7.050	17.00	12.12	11.32	11.15
14.150	2.80	3.28	3.47	4.27
21.200	8.85	4.90	4.51	3.46
29.000	6.67	5.79	5.85	6.39

**Tab. 5:** Stehwellenverhältnis auf Zweidraht – leitungen verschiedenen Wellenwiderstands mit den Impedanzen der 2 x 27 m Antenne nach Tab. 3

Minimale Verluste werden im 160 m Band mit der 550 Ω Leitung erreicht /5/. Diese hat eine Spannungsfestigkeit von  $U_{bmax} = 12000$  V /6/. Wir berechnen zur Kontrolle die Spannungen auf der Leitung /1/ und überprüfen die tatsächliche Belastung mit einer Rechenleistung von  $P = 1000$  W.

Frequenz MHz	VSWR 550 Ω	Spannung auf der Leitung $V_{rms}$ bei 1000 W
1.910	126.16	5216
3.600	16.19	2946
7.050	12.12	2544
14.150	3.28	1338
21.200	4.90	1632
29.000	5.79	1773

**Tab. 6:** Maximalspannungen auf der 550  $\Omega$  Leitung bei verschiedenen Frequenzen und einer Rechenleistung von  $P = 1000$  W.

Welche Verbesserungen und Optimierungen können vorgenommen werden um die Verluste zu reduzieren?

## 6. Optimierung auf den Wellenwiderstand

Die ungünstigsten Verhältnisse sind im 160 m Band gegeben. Das Ziel der Optimierung ist die Reduzierung der Verluste in diesem Band. Unter der Voraussetzung, dass genügend Platz für eine längere Antenne vorhanden ist, kann eine Optimierung auf den Wellenwiderstand durchgeführt werden /5/, der ja in gewissen Grenzen „frei“ wählbar ist.

### 6.1 Optimierung auf eine 550 $\Omega$ Zuleitung

Wir verändern die Länge der Antenne so lange bis das minimal mögliche VSWR, bezogen auf 550  $\Omega$  bei der Frequenz  $f = 1,91$  MHz, erreicht ist.

Das Ergebnis der Optimierung ist eine Länge der Antenne von  $2 \times 42,60$  m. Bei konstanter Antennenlänge berechnen wir jetzt die Impedanzen, das VSWR, den Gewinn, die Verluste und die maximale Spannung auf der Leitung, deren Länge  $l = 20$  m sei. Das Ergebnis zeigt Tab. 6.

Frequenz MHz	Impedanz $\Omega$	S	Ge-winn dBi	Verl. dB	Volt rms
1.910	19.34 + j 213	33.74	7.96	1.29	5216
3.600	1121 - j 4331	32.74	9.66	0.61	2946
7.050	1859 - j 2700	21.94	4.21	0.64	2544
14.150	1406 - j 1546	5.87	8.55	0.43	1338
21.200	476 - j 1051	6.07	10.5	0.37	1632
29.000	344 + j 604	3.9	8.50	0.38	1773

**Tab. 6:** Werte einer Antenne mit  $2 \times 42,60$  m

Der Vergleich mit Tab. 3 zeigt als Nebeneffekt einen höheren Antennengewinn im 160 m Band und der Vergleich mit Tab. 4 die reduzierten Verluste von 1,88 auf 1,29 dB = + 0,59 dB.

Der Aufwand lohnt sich natürlich nur, wenn auch diese Länge gespannt werden kann. Wir versuchen eine Optimierung auf eine 300  $\Omega$  Leitung.

### 6.2 Optimierung auf eine 300 $\Omega$ Zuleitung

Wir verändern wieder die Länge des Dipols so lange bis das minimale VSWR, bezogen auf 300  $\Omega$  bei der Frequenz  $f = 1,91$  MHz, erreicht ist. Das

Ergebnis der Optimierung zeigt jetzt eine Länge der Antenne von  $2 \times 38,30$  m. Bei konstanter Antennenlänge berechnen wir wieder die Daten entspr. Tab. 6 und fassen diese in Tab. 7 zusammen.

Frequenz MHz	Impedanz $\Omega$	S	Ge-winn dBi	Verl. dB	Volt rms
1.910	15.9 + j 55.3	19.66	7.63	0.79	2040
3.600	15313 - j 4590	55.6	9.34	0.65	3826
7.050	3197 + j 2450	19.96	2.75	0.67	2211
14.150	853 + j 1070	7.57	8.32	0.42	1490
21.200	545 + j 775	5.87	9.62	0.37	1318
29.000	2253 - j 471	7.84	9.69	0.32	1519

**Tab. 7:** Daten einer Antenne mit  $2 \times 38,30$  m

Wir haben mit der Optimierung auf einen Wellenwiderstand von 300  $\Omega$  ( $D = 27$  mm bei  $d = 4$  mm) unser Ziel erreicht.

Die Gesamtverluste sind unterhalb 1dB und die maximalen Spannungen auf der Zweidrahtleitung liegen unterhalb der Grenzbelastung von 8 KV. Für das 160 m Band könnte ein CC-Koppler/4/ eingesetzt werden, wobei ein minimierter Gesamtverlust von  $T_L = 0,256$  dB in diesem interessanten Band erreicht wird. Besser geht es kaum.

Es lohnt sich also etwas „Gehirnschmalz“ in die Optimierung einer, seiner KW - Antennenanlage zu investieren. Nicht immer ist eine 550  $\Omega$  oder 600  $\Omega$  Hühnerleiter optimal. Das richtige Zusammenspiel aller Komponenten der KW-Antennenanlage bringt den gewünschten Erfolg in Form geringster Verluste und eines hohen Wirkungsgrades.

DL3LH, Dr. Schau  
 wa-schau@t-online.de  
[dl3lh@gmx.de](mailto:dl3lh@gmx.de)  
[www.heide-holst.de](http://www.heide-holst.de)

## Literatur

- /1/ Die Antenne macht die Musik, DL3LH
- /2/ Gekoppelte Kreise und Spulen, DL3LH
- /3/ Hochfrequenzübertrager unter der Lupe,  
Teil 1 bis 5, DL3LH
- /4/ Der CC-Koppler im KW-Bereich, DL3LH
- /5/ Der angepasste Wellenwiderstand, DL3LH
- /6/ Die Zweidrahtleitung bei KW, DL3LH
- /7/ Mythos der resonanten Antenne, 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.  
This page will not be added after purchasing Win2PDF.