

**Untersuchung  
der Möglichkeiten  
zur Reduzierung der  
Verluste in  
Antennensystemen  
mit kurzen  
KW-Antennen**

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

## Vorwort:

Antennen deren Längenausdehnung klein ist im Verhältnis zur Wellenlänge, bezeichnet man als kurze Antenne. Diese Antennen haben einen niederohmigen Realteil und einen hohen kapazitiven Imaginärteil. Gerade diese Kombination verursacht einen kleinen Antennenwirkungsgrad, mehr oder weniger hohe Verluste auf der Speiseleitung und in der Anpassschaltung.

Die Verluste im Anpassnetzwerk sind abhängig von deren Lastimpedanz, in einem Antennensystem die Eingangsimpedanz der Leitung. Jede Antennenzuleitung hat transformatorische Eigenschaften, wenn die Abschlussimpedanz nicht mit dem komplexen Wellenwiderstand übereinstimmt.

Durch Wahl der Art der Zuleitung, deren Länge und Wahl des Wellenwiderstandes kann die Lastimpedanz für das Anpassnetzwerk in weiten Grenzen verändert werden.

Die Gesamtverluste eines Antennensystems sind daher eine komplexe Funktion der Antennenimpedanz, der Art und der Länge sowie dem Wellenwiderstand der Zuleitung und den Güten der Bauteile im Anpassnetzwerk.

Ziel bei jeder Konstruktion einer KW-Antennenanlage sollte sein, die teuer erzeugte Hochfrequenzleistung mit möglichst geringen Verlusten in die Antenne zu bekommen.

Bei vorgegebener Antennen- und Betriebswellenlänge ist die Fußpunktimpedanz der Antenne praktisch vorgegeben und nur noch von der Höhe über Grund und von der Stärke des Antennendrahtes abhängig.

Da Höhe noch Stärke des Antennendrahtes nur in geringen Grenzen veränderlich sind und fast nur Einfluss auf den Strahlungswiderstand haben, kann der Imaginärteil der Fußpunktimpedanz praktisch nur durch Kompensationsmaßnahmen mit induktiven Blindelementen, also Serien- oder Parallelkompensation verändert werden. Induktivitäten haben Verluste, die besonders hoch sind, wenn ein großer HF-Strom durch die Induktivität fließt.

In diesem Beitrag sollen alle die Möglichkeiten untersucht werden, die zu geringen Gesamtverlusten im Antennensystem führen könnten, dazu gehören:

1. Anpassnetzwerk direkt an der Antenne
2. Kompensation des kapazitiven Anteils durch Serien- und Parallelschaltung einer Induktivität zur Antennenimpedanz
3. Wahl des Wellenwiderstandes, der Art der Zuleitung und deren Länge

## 1. Der Strahlungswiderstand im Speisepunkt einer Antenne

Für den Strahlungswiderstand einer verlustfreien Vertikalantenne über leitendem Grund gilt

$$R_s = 160 \pi^2 (h_{\text{eff}} / \lambda)^2 \quad (\text{Gl.1.1})$$

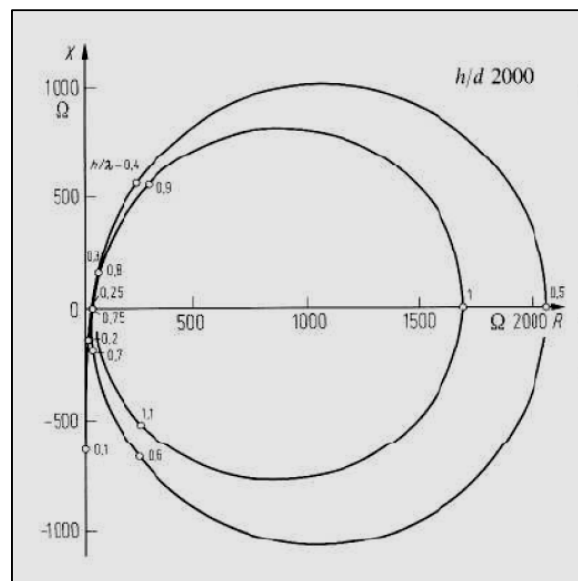
mit der effektiven Antennenhöhe

$$h_{\text{eff}} = (2/\pi) h \quad (\text{Gl.1.2})$$

und  $h$  als tatsächliche Antennenhöhe. Für den Dipol über leitender Ebene gilt entsprechend

$$R_s = 320 \pi^2 (l_{\text{eff}} / \lambda)^2 \quad (\text{Gl.1.3})$$

weil jetzt die doppelte Wirkleistung in den gesamten Raum und nicht nur in den Halbraum abgestrahlt wird.



**Bild 1:** Prinzipieller Verlauf der Eingangsimpedanz einer Antenne nach Zinke/Brunswig

Wird  $h_{\text{eff}} / \lambda \ll 1$ , dann ist der Strahlungswiderstand niederohmig. Besonders nachteilig macht sich jetzt der immer vorhandene Verlustwiderstand, der dem Strahlungswiderstand in Reihe geschaltet ist, bemerkbar. Er liegt in der Größenordnung des Strahlungswiderstandes und verringert den Antennenwirkungsgrad  $/3, 5/$ .

Den prinzipiellen Verlauf der Eingangsimpedanz einer Antenne über leitenden Grund zeigt Bild 1. Je nach Schlankheitsgrad, das Verhältnis von Länge der Antenne zum Durchmesser des Antennen drahtes, öffnet sich die Schleife und die Parallelresonanz erreicht einen höheren Impedanzwert.

Für unsere Betrachtungen ist die Impedanz im linken Bereich des Impedanzverlaufs von Interesse, in dem der Imaginärteil der Antennenimpedanz kapazitiv mit kleinem Realteil ist. Wir können für diesen Bereich die Fußpunktimpedanz der kurzen Antenne in der komplexen Form

$$\underline{Z}_a = R_s - j X \quad (\text{Gl.1.4})$$

schreiben. Mit (Gl.1.4) und dem komplexen Wellenwiderstand  $\underline{Z}_0$  der Zuleitung zur Antenne berechnet sich der komplexe Reflexionsfaktor am Fußpunkt der Antenne zu

$$\underline{r}_2 = (R_s - j X - \underline{Z}_0) / (R_s - j X + \underline{Z}_0). \quad (\text{Gl.1.5})$$

Der Verlust der Leitung berechnet sich aus dem Zusammenhang /3/

$$T_L = [(a^2 - |\underline{r}_2|^2) / a (1 - |\underline{r}_2|^2)] \quad (\text{Gl.1.6})$$

und da der Verlust meist in dB angegeben wird

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

$$\text{der Total-Loss in dB} \quad (\text{Gl.1.7})$$

$$\text{mit } a = 10^{(ML/10)} \quad (\text{Gl.1.8})$$

als Matched-line-loss-ratio in dB

und  $\underline{r}_2$  nach (Gl.1.5).

Die Gesamtverluste  $T_L$  nach (Gl.1.6) können daher nur durch Verringerung des Reflexionsfaktors am antennenseitigen Ende der Leitung verringert werden.

Wird in (Gl.1.6) 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  $a$  entsprechend (Gl.1.8) zu

$$a = 10^{ML/10} \quad (\text{Gl.1.9})$$

Der so definierte Dämpfungsfaktor ist  $a > 1$ . 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

$$A_L = T_L - M_L \text{ (dB)} \quad (\text{Gl.2.0})$$

erhalten werden. Ursache für diese Zusatzverluste sind stehende Wellen auf der Leitung und die damit verbundenen höheren Ströme  $I_{\max}$  und Spannungen  $\underline{U}_{\max}$ . Außerdem reduziert sich die über eine Leitung übertragbare Leistung um den Faktor des VSWR, was immer berücksichtigt werden muss.

Die Verluste des Anpassnetzwerkes sind in /4/ ausführlich behandelt und sollen hier nicht wiederholt werden. Bei der Berechnung der Gesamtverluste gehen wir von einer Spulengüte im Anpassnetzwerk (APN) von  $Q_L = 100$  und  $Q_c = 500$  aus.

Um konkrete Aussagen über die Gesamtverluste machen zu können, berechnen wir nach der Momenten-Methode einen im 80 m Band resonanten Dipol, der im 160 m Band betrieben wird. Die Daten des Dipol 2 x 20 m, Kupferdrahtdurchmesser 2mm über realem Grund.

| Höhe in m | Impedanz in $\Omega$ |
|-----------|----------------------|
| 10        | 2.4 - j 1010         |
| 11        | 2.7 - j 1011         |
| 12        | 3.1 - j 1012         |
| 13        | 3.5 - j 1012         |
| 14        | 3.9 - j 1012         |
| <b>15</b> | <b>4.3 - j 1013</b>  |
| 16        | 4.8 - j 1013         |
| 17        | 5.3 - j 1013         |
| 18        | 5.8 - j 1013         |
| 19        | 6.3 - j 1013         |
| 20        | 6.8 - j 1013         |

**Tab. 1:** Ein im 80 m Band resonanter Dipol bei der Frequenz  $f = 1,91$  MHz als Funktion der Höhe

Tab. 1 zeigt uns, dass die Höhe der Antenne über leitenden Grund fast nur den Realteil der Fußpunktimpedanz beeinflusst. Die Berechnungen für Monopole über leitenden Grund sind in /7,8/ ausführlich behandelt und sollen hier nicht wiederholt werden.

## 2. Berechnung der Gesamtverluste der verschiedenen Möglichkeiten

Für unsere Berechnungen gehen wir von einem Dipol aus, der im 80 m Band resonant ist und im 160 m Band betrieben werden soll. Die Höhe nehmen wir aus Tab. 1 zu  $h = 15$  m an. Die Impedanz dieses Dipols ist  $Z_a = R_s - j X = (4,3 - j 1013) \Omega$ .

Das Serieneratzbild dieser Antenne ist daher ein ohmscher Widerstand mit dem Wert  $4,3 \Omega$  mit einer Kapazität bei der betrachteten Frequenz  $f = 1,91$  MHz von  $C_s = 82,26$  pF, also rund  $83$  pF.

### 2.1 Anpassnetzwerk direkt an der Antenne

Als erste Möglichkeit schalten wir das Anpassnetzwerk direkt an die Antenne und berechnen die Verluste im Netzwerk bei der Transformation auf  $50$  Ohm und eines verlustarmen Koaxkabels RG 213 der Länge  $l = 20$  m. Da die Antennenhöhe zu  $h = 15$  m angenommen wurde, ist mindestens eine Zuleitung von  $l = 20$  m erforderlich.

Die Verluste im Anpassnetzwerk berechnen sich zu  $T_{APN} = 7,21$  dB und die im Koaxkabel zu  $T = 0,16$  dB, insgesamt also  $T_L = 7,37$  dB. Ein Pi-Filter transformiert diese Impedanz überhaupt nicht, ein T-Filter hat einen Verlust von  $T_T = 7,91$  dB ( $C_2 = 1000$  pF).

Angenommen wir würden das Koaxkabel direkt an die Antenne schließen und verwenden am Senderausgang ein Anpassnetzwerk, dann stellt sich ein Verlust von  $T_{ges} = 19,47$  dB ein.

#### Konsequenz für diese Möglichkeit:

**Ein Anpassnetzwerk direkt an der Antenne scheidet wegen der hohen Verluste als Möglichkeit aus.**

## 2.2 Kompensation des kapazitiven Anteils durch Serien- und Parallelschaltung einer Induktivität zur Antennenimpedanz

### 2.2.1

Zur Kompensation des Blindanteils durch eine passende Serien-Induktivität in eine Induktivität  $L = 84,41$   $\mu$ H erforderlich. Bei einer Güte von  $Q = 100$  ist der Verlustwiderstand  $R_v = 1013 \Omega / 100 = 10,13 \Omega$ .

Wird jetzt eine  $20$  m langes Koaxkabel RG 213 verwendet, dann stellt sich ein Verlust auf dem Kabel von  $L = 1,22$  dB ein.

Bei einer Leistung am Eingang des Kabels von  $P_{in} = 1000$  W ist die Leistung am Ende des Kabels  $P_{out} = 755$  W. Mit der Impedanz  $R_s = 4,3 \Omega$  und dem Verlustwiderstand der Induktivität fließt ein HF Strom von  $I = 7,23$  A. Der Verlust in der Kompensationsinduktivität ist  $P_{vL} = (7,23A)^2 10,13 \Omega = 530$  W. In die Antenne gehen also nur noch  $P_{ant} = (755 - 530) W = 225$  W. Das entspricht einem Gesamtverlust von  $T_{ges} = -10 \log(225/1000) = 6,48$  dB.

**Diese Möglichkeit der Speisung mit einem Koaxkabel und Kompensation mittels einer Serieninduktivität als Zuleitung scheidet also auch aus.**

### 2.2.2

Wir verwenden an Stelle des Koaxkabel eine Zweidrahtleitung der Länge  $l = 20$  m. Der Wellenwiderstand für geringste Verluste auf der Zweidrahtleitung und der Impedanz von  $Z_a = (4,3 - j 1013) \Omega$  berechnet sich nach /9/ zu  $Z_0 = 1014 \Omega$ . Da solch ein hoher Wellenwiderstand technisch nicht machbar ist nehmen wir einen machbaren komplexen Wellenwiderstand von  $Z_0 = (600 - j 1.17) \Omega$  an. Daraus berechnet sich ein Verlust auf der Zweidrahtleitung  $T_L = 3,43$  dB und der Gesamtverlust inkl. APN  $T_{ges} = 5,27$  dB. Mit einem T-Filter ( $C_2 = 1000$  pF) würde der Gesamtverlust auf  $T_{ges} = 6,63$  dB steigen.

### 2.2.3

Wir verwenden wieder eine  $600 \Omega$  Zweidrahtleitung und kompensieren mit einer Induktivität wie in Beispiel 2.2.2

Die Impedanz ist jetzt  $R_a = (4,3 + 10,31) \Omega$ . Die Verlust auf der Zweidrahtleitung sind  $T_L = 0,451$  dB und der Gesamtverlust inkl. APN  $T_{ges} = 1,43$  dB. Bei einer angenommenen Leistung von  $P_{in} = 1000$  W ist die Leistung am Ende der Leitung  $P_{out} = 719,45$  W.

Damit fließt ein HF Strom von  $I_{eff} = 719,45 W / 14,62 \Omega = 7,02$  A. Der Verlust in der Kompensationsinduktivität  $P_v = 507,35$  W. Die Antenne wird nur noch mit einer Leistung von  $P_{ant} = (719,45 - 507,35) W = 212,09$  W beaufschlagt, was einem Gesamtverlust von  $T_{ges} = 6,73$  dB entspricht.

**Eine Zweidrahtleitung und Kompensation mittels einer Serieninduktivität scheidet wegen der hohen Verluste als Möglichkeit auch aus.**

### 2.2.4

Wir verwenden eine Zweidrahtleitung und kompensieren den kapazitiven Blindanteil durch eine Parallelinduktivität. Dazu wandeln wir die Serienschaltung  $Z_a = (4,3 - j 1013) \Omega$  bei der Frequenz  $f = 1,91$  MHz in die gleichwertige Parallelschaltung um. Nach [3] berechnen sich die Parallelersatzelemente  $R_{pc} = 238,64$  k $\Omega$ ,  $C_p = 82,26$  pF.

Bei der Frequenz  $f = 1,91$  MHz liegt daher ein resonanter Parallelkreis vor. Wir rechnen die Serienschaltung der Induktivität wieder in die gleichwertige Parallelersatzschaltung um und erhalten als Parallelwiderstand  $R_{pL} = 99,54$  k $\Omega$  bei gleicher Induktivität, die zusammen mit der Parallelkapazität eine Parallelresonanz bei  $f = 1,91$  MHz bewirkt.

Der wirksame Widerstand ist die Parallelschaltung der beiden Verlustwiderstände, also  $R_{pL}$  parallel zu  $R_{pc}$ . Der Gesamtwiderstand ist  $R_w = 99,54 * 238,64$  k $\Omega$  /  $(99,54 + 238,64) = 70,24$  k $\Omega$ . Die Verluste auf der Zweidrahtleitung berechnen sich mit diesem Lastwiderstand  $T_L = 0,36$  dB und die Gesamtverluste inklusive des APN zu  $T_{ges} = 3,18$  dB. Ein Pi-Filter bringt es zu Verlusten von  $T_{ges,pi} = 3,32$  dB, bei einem antennenseitigen Kondensator  $C_2 = 100$  pF.

Bei einer angenommenen Eingangsleistung von 1000 W ist die Leistung am Fußpunkt der Antenne (3.18 dB)  $P_{out} = 480,8$  W.

Da der Innenleitwert ebenfalls  $G_i = 1/70,24$  k $\Omega$  ist berechnet sich die Bandbreite des Parallelkreises  $B = G / 2\pi C = 1/ 35,12$  k $\Omega$  \*  $1/ 2\pi 82,26$  pF = 55,09 KHz, was bei  $f = 1,91$  MHz einer Güte von  $Q_b = 1910 / 55,09 = 34,67$  entspricht.

Der Speisestrom in den Parallelkreis wird mit der Leistung von  $P_{out} = 480,8$  W in bekannter Weise zu  $I = 82,73$  mA berechnet. Der Strom in der Induktivität ist  $Q$  mal größer, also  $I_L = 82,73$  mA \* 34,67 = 2,868 A. Der Verlust in der Induktivität daher  $P_L = (2,868$  A)<sup>2</sup> \* 10,31  $\Omega = 84,81$  W. Diese Leistung geht der Antenne verloren. Daher wird die Antenne noch mit  $P_{ant} = 480,8$  W – 84,81 W = 395,99 W beaufschlagt. Bezogen auf die Eingangsleistung ist der Gesamtverlust  $T_{ges} = 10 \log (395,99/1000) = 4,023$  dB.

**Die Möglichkeit der Parallelkompensation und der Verwendung einer verlustarmen Zweidrahtleitung scheidet wegen der großen Verluste ebenfalls aus.**

### 2.2.5

Wir kompensieren den kapazitiven Anteil der Antenne durch eine Serieninduktivität und verwenden eine niederohmige Zweidrahtleitung zur Reduzierung des VSWR. Verdrillt man eine Zweidrahtleitung oder verwendet Vierdrahtleitungen, können je nach Grad der Verdrillung Wellenwiderstände in der Größenordnung von 60  $\Omega$  erreicht werden. Eine einfache Lautsprecherleitung oder die früher verwendete Twin-Lead hat etwa  $Z_0 \approx 70$   $\Omega$ . Für die Berechnung verwenden wir diese. Bei Kompensation durch eine Serieninduktivität verbleibt der Realteil von  $R_a = (4,3 + 10,31) \Omega = 14,61$   $\Omega$ .

Der Verlust auf der 20 m langen Twin-Lead Leitung berechnet sich zu  $T_L = 0,079$  dB und die Verluste im APN  $T_{APN} = 0,190$  dB, insgesamt also  $T_{ges} = 0,269$  dB.

Bei einer wieder angenommen Leistung von  $P_{in} = 1000$  W ist die Leistung am Ausgang der Leitung  $P_{out} = 939,93$  W. Diese Leistung verteilt sich auf die beiden in Serie liegenden Widerstände, wobei die Antenne noch eine Leistung von  $P_{ant} = 4,3 / (10,31 + 4,3) * 939,93$  W = 276,64 W erhält. Bezogen auf die Eingangsleistung ist der Verlust  $T_{ges} = - 10 \log (276,64/1000) = 5,58$  dB.

**Die Möglichkeit der Serienkompensation und der Verwendung einer Zweidrahtleitung mit niederohmigen Wellenwiderstand scheidet wegen der großen Verluste ebenfalls aus.**

Bei den Berechnungen ist der Verlust eines Balun nicht berücksichtigt und verschlechtert noch die Situation.

Die Berechnungen nach Abschnitt 2 zeigen, dass die Verluste auf der Antennenzuleitung, wenn eine Zweidrahtleitung verwendet wird, relativ gering sind. Der Hauptanteil der Verluste entsteht in der notwendigen Anpassschaltung, weil die Leerlaufgüte der Spulen selten über  $Q = 100$  liegt.

Der Verlust eines Anpassnetzwerkes ist besonders hoch, wenn die Lastimpedanz niederohmig ist. Wir erinnern uns an die Tatsache, dass eine Leitung transformiert und besondere Eigenschaften bei der Länge  $l = \lambda / 4$  hat. Dann transformiert die Leitung einen niederohmigen Widerstand in einen hochohmigen.

Wir untersuchen auch diese letzte Möglichkeit und verändern die Länge der Zuleitung auf  $l = \lambda / 4$  unabhängig davon ob es technisch realisierbar ist. Bei einem Verkürzungsfaktor  $v_k = 0,92$  berechnet sich die Länge zu  $l = 36,12$  m

Die Verluste berechnen sich mit einer  $600 \Omega$  Leitung ohne Kompensation zu  $T_L = 5,53 \text{ dB}$  und  $T_{ges} = 7,12 \text{ dB}$ . Mit Serienkompensation ist der Verlust auf der Leitung  $T_L = 0,522 \text{ dB}$  und  $T_{ges} = 6,86 \text{ dB}$ . Auch hier wird der Verlust durch die Induktivitäten im Anpassnetzwerk verursacht.

### 2.2.6

Hier gibt es nur noch die Möglichkeit mit dem praktisch verlustfreien CC – Koppler zu arbeiten. Dazu muss die Lastimpedanz des Kopplers im Realteil kleiner  $50 \Omega$  sein und einen induktivem Imaginärteil haben.

Das kann immer erreicht werden durch Veränderung der Antennenzuleitung, da je nach deren Länge alle Impedanzen von induktiv zu kapazitiv durchlaufen werden.

Berechnet man auch diese Möglichkeit, dann ergibt sich mit Serienkompensation des Blindanteils der Antenne ein Verlust von  $T_{ges} = 5,33 \text{ dB}$ , der praktisch nur durch in den Verlust der Kompensations-Serieninduktivität hervorgerufen wird.

### Fazit alle Berechnungen:

**Alle Möglichkeiten sind ausgeschöpft, eine niederohmige, kapazitiv belastete Antenne mit geringen Verlusten anzupassen.**

**Keine der berechneten Möglichkeiten führt zu den wünschenswert geringen Verlusten unter 1 dB. Keine der beschriebenen Maßnahmen zwischen Antenne und Sender reduziert die Gesamtverluste des Antennensystems auf ein tragbares Maß.**

**Die einzige Möglichkeit die Verluste der Antennenanlage zu reduzieren besteht darin, die Antennenimpedanz zu verändern. Dazu gehören Endkapazitäten oder die Faltung der Antenne /12/. „Die Antenne ist der beste HF Verstärker“, daran hat sich nichts geändert.**

## 3. Zusammenfassung

Dieser Beitrag hatte einzig und allein die Aufgabe die Nutzlosigkeit der Veränderung von Elementen zwischen Antenne und Sender bei kurzen Antennen zu zeigen. Entweder man lebt mit den hohen Verlusten oder verändert die Antenne. Eine andere Möglichkeit gibt es nicht.

Selbst der Einsatz von Balunen verschlechtert nur die Verlustsituation durch die eingefügten Induktivitäten. Eine Induktivität mit ihrem

unweigerlichen Verlustwiderstand an Stellen an denen ein hoher HF-Strom fließt, führt immer zu hohen Verlusten. Antennen in Parallelresonanz mit hochohmigen Impedanzen zeigen sich im Verlustverhalten auf der Zuleitung und im Anpassnetzwerk viel freundlicher. Hier sei auf den Beitrag / 13 / verwiesen.

DL3LH, Walter  
[www.heide-holst.de](http://www.heide-holst.de)  
wa-schau@t-online.de

### Literatur auf

- /1/ Lötten von Aluminium, DK5XX
- /2/ Der Skin Effekt, DL3LH
- /3/ Die Antenne macht die Musik, DL3LH
- /4/ Passive Netzwerke zur Anpassung, DL3LH
- /5/ Alu in der HF-Technik, Rhode/Schwarz
- /6/ Einführung in die HF Technik, Zinke/Brunswig, Springer Verlag
- /7/ Kurzwellen Mobilantennen, Eine Kurzstudie, DL3LH
- /8/ Sinn und Unsinn der Verlängerungsspule bei KW - Mobilantennen
- /9/ Der angepasste Wellenwiderstand
- /10/ Kapazitive Hüte, DL3LH
- /11/ Endkapazitäten bei Dipolen, DK5XX
- /12/ Fraktale Antennen für den KW Bereich, DL3LH
- /13/ Mythos Faltdipol, 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.