

# **Optimierung von KW Antennenanlagen**

## **Der optimale Wellenwiderstand**

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

## Vorwort:

Der Teil I „Mythos Faltdipol“ /12/ hat gezeigt, dass der Faltdipol keineswegs eine Monobandantenne ist, wie immer in Amateurkreisen angenommen wird. Die Faltung bringt den Vorteil eines höheren Strahlungswiderstandes, eines höheren Wirkungsgrades der Antenne, eines kleineren VSWR auf der Zuleitung und daher geringere Verluste /11/.

Geht man davon aus, dass ein Amateur einen Dipol 2 x 10 m spannen kann, ist es sehr einfach auf einen Faltdipol gleicher Länge umzurüsten.

Wird eine symmetrische Speiseleitung mit optimalen Wellenwiderstand verwendet, kann der Faltdipol in verkürzter Form sogar für das 160 m Band verwendet werden. Der Begriff Anpassung

ist bekannt, nur was ist ein „optimaler Wellenwiderstand“?

Wir wollen dieser Frage nachgehen und berechnen einen Faltdipol unter folgenden Bedingungen:

- Höhe des Faltdipols  $H = 10 \text{ m}$
- Länge des Faltdipols  $l = 2 \times 10 \text{ m}$
- Abstand der beiden Leiter  $a = 8.5 \text{ cm}$
- Realer Grund mit  $S = 20 \text{ mS/m}$ ,  $\mu_r = 5$
- Drahtdurchmesser  $d = 1.8$ , Kupfer
- Länge der Zuleitung  $l = 20 \text{ m}$ , wenn nicht anders vermerkt
- Güte der Spule im APN  $Q = 100$
- Güte des Kondensators  $Q = 500$

## 1. Faltdipol 2 x 10 m

Viele Amateure haben nur begrenzten Platz für einen Dipol mit 2 x 10 m Länge. Dieser kurze Dipol kann sehr leicht zu einem Faltdipol umgerüstet werden, wenn im Abstand von 85 mm ein zweiter Antennendraht angeordnet wird und die Enden leitend verbunden werden. Der Abstand von 85 mm ist nicht zufällig, sondern der Abstand der Kunststoff-Spreizer, die auch für die übliche 550  $\Omega$  Zweidrahtleitung verwendet werden. Die Spreizer sind leicht, lichteht und können einfach über den Antennendraht geklippt werden. Die Montage gestaltet sich sehr einfach mit einer gekrüpfen Spitzzange.

Unter oben genannten Randbedingungen berechnen wir nach der Momenten-Methode die Impedanzen der gefalteten Antenne in einer Höhe von  $H = 10 \text{ m}$ .

Frequenz MHz	Impedanz der Antenne $\Omega$	angepasster Wellenwiderstand $Z_{0\text{opt}}$	VSWR $S_{\text{opt}}$	VSWR $S_{600}$	Loss bei $Z_0 = 600 \Omega$ dB	Loss bei opt. $Z_0$ dB	Richtdiagramm in
1.91	$3.2 + j 208$	208	119	186	1.360 3.760	0.219 1.310	Bild 1
3.60	$9.1 + j 888$	888	210	245	0.902 4.200	0.385 4.560	Bild 2
7.05	$311 + j 37$	313	1.14	1.94	0.038 0.160	0.011 0.130	Bild 3
14.15	$16.2 - j 279$	279	34.45	45.1	0.933 1.600	0.179 1.170	Bild 4
21.15	$438 - j 542$	697	2.83	2.87	0.091 0.280	0.017 0.200	Bild 5
29.0	$22.6 - j 270$	271	24.13	32.0	1.005 1.250	0.129 0.240	Bild 6

**Tab. 1 Impedanzen, angepasster Wellenwiderstand und Verluste eines kurzen Faltdipols**

### Bemerkung zu Tab. 1:

In Tab. 1 ist in Spalte 3 der optimale Wellenwiderstand für geringstes VSWR und geringste Verluste berechnet (s. Abschnitt 2). Zum Vergleich sind in Spalte 6 die Verluste mit der üblichen 600  $\Omega$  Leitung angegeben. Der obere Wert

in Spalte 6/7 ist der Verlust nur der Zweidrahtleitung, der untere Wert der Gesamtverlust inkl. der LC-Anpassschaltung. Wie Tab. 1 auch zeigt, ist eine Optimierung auf geringstes VSWR nur im 160 m und 80 m Band von Bedeutung.

Würde bspw. im 160 m Band - ohne zu überlegen - einfach eine 600  $\Omega$  Leitung verwendet, wäre der Gesamtverlust immerhin  $T_L = 3.76$  dB, d.h. von 1000 W erzeugter Leistung kommen nur noch 420.7 Watt an die Antenne. Mit einem Antennenwirkungsgrad von  $\eta = 90\%$  werden tatsächlich nur 388 W abgestrahlt. Man sieht an diesem Beispiel wieder, dass eine

Antennenanlage, auch für den Amateurfunk, immer berechnet werden sollte, um optimale Verhältnisse zu bekommen, denn ein Verlust von  $P_v = 612$  W ist nicht tragbar und entspricht der Leistung einer Endstufe.

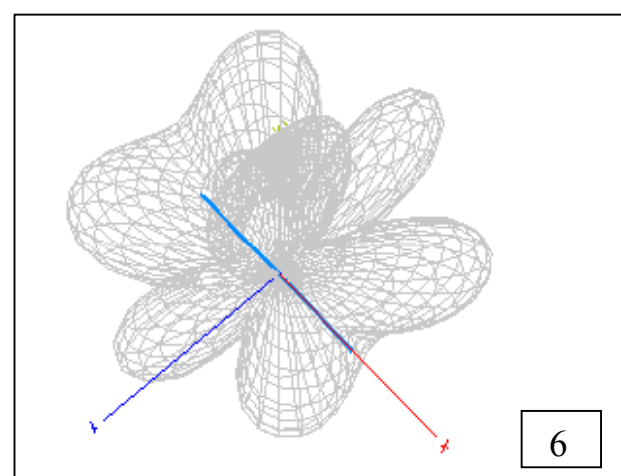
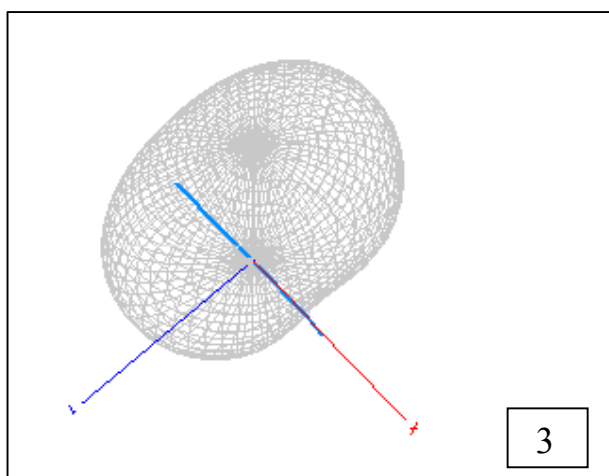
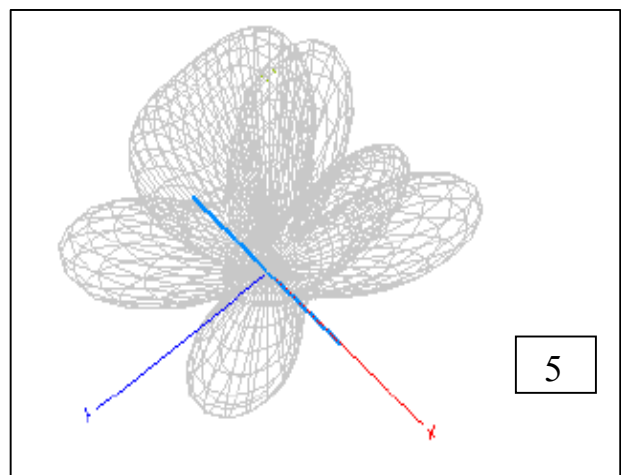
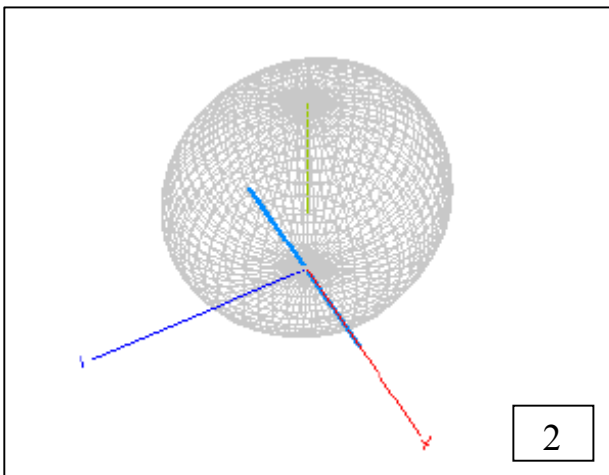
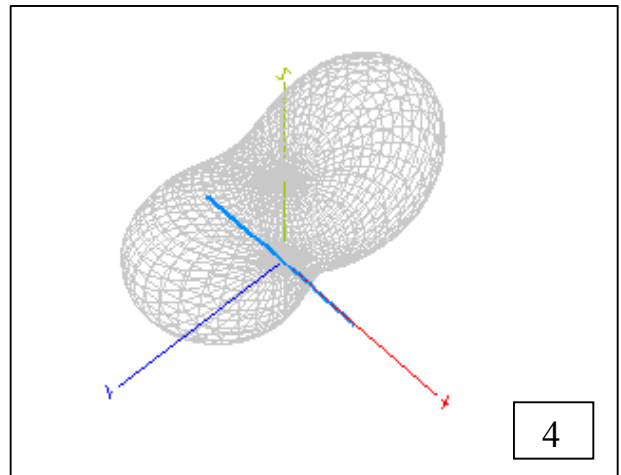
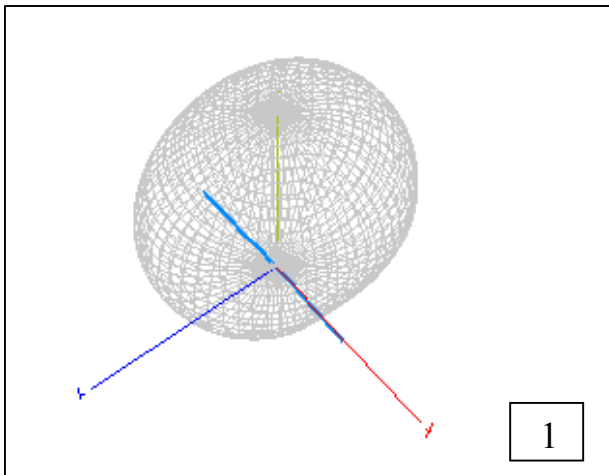


Bild 1 bis 6 Richtdiagramme zu den Impedanzen lt. Tab. 1

## 2. Der optimale Wellenwiderstand bei gegebener Abschlussimpedanz

Nach /5/ berechnet sich der Gesamtverlust auf der Antennenzuleitung in dB zu

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

mit

$$\underline{r}_2 = (\underline{Z}_A - \underline{Z}_0) / (\underline{Z}_A + \underline{Z}_0) \quad (\text{Gl.1.2})$$

und

$$|\underline{r}_2| = |(\underline{Z}_A - \underline{Z}_0) / (\underline{Z}_A + \underline{Z}_0)| \quad (\text{Gl.1.3})$$

als Betrag des Reflexionsfaktors am Fußpunkt der Antenne.

Der Gesamtverlust nach (Gl.1.1) ist ausschließlich vom Dämpfungs-Faktor  $a > 1$  und dem antennenseitigen Betrag des Reflexionsfaktors  $r_2$  abhängig ist. Dieser ergibt sich nach (Gl 1.3) aus der Antennenimpedanz und dem komplexen Wellenwiderstand der Antennenzuleitung.

Die Dämpfung  $a$  der Leitung gilt für vollständige Anpassung am Fußpunkt der Antenne und kann nur in geringen Grenzen beeinflusst werden /11/. Die Gesamtverluste nach (Gl.1.1) können durch Wahl einer Zuleitung mit angepasstem Wellenwiderstand verringert werden.

Der komplexe Wellenwiderstand der Antennenzuleitung  $\underline{Z}_0$  kann in der Form

$$\underline{Z}_0 = R_0 - j X_0 \quad (\text{Gl.1.4})$$

geschrieben werden. Er hat immer einen kapazitiven, frequenzabhängigen Imaginärteil. Mit dem komplexen Fußpunktwiderstand der Antenne

$$\underline{Z}_A = R_A \pm j X_A \quad (\text{Gl.1.5})$$

wird aus (Gl.1.3)

$$|\underline{r}_2| = |(R_A \pm j X_A - \underline{Z}_0) / (R_A \pm j X_A + \underline{Z}_0)|. \quad (\text{Gl.1.6})$$

Geht man in einfacher Weise von einem reellen Wellenwiderstand  $\underline{Z}_0 = R_0$  aus, ergibt sich aus (Gl.1.6) für den Betrag des Reflexionsfaktors

$$|\underline{r}_2|^2 = |(R_A - R_0)^2 + X_A^2) / (R_A + R_0)^2 + X_A^2)|. \quad (\text{Gl.1.7})$$

Die (Gl.1.7) hat als Funktion des Wellenwiderstandes  $R_0$  ein Minimum, das durch Differenzieren ermittelt werden kann.

Der Realteil des optimalen Wellenwiderstandes für minimalen Reflexionsfaktor berechnet sich mit ein wenig Rechnung zu

$$R_{0,opt} = \sqrt{(R_A^2 + X_A^2)} \quad \text{für } R_A \neq 0 \quad (\text{Gl.1.8})$$

und ist bei reellem Abschluss ( $X_A = 0$ ) natürlich identisch mit dem Strahlungswiderstand der Antenne  $R_A$ . Bei Kurzschluss, Leerlauf und totalem Blindabschluss ( $R_A = 0$ ) ist nach (Gl.1.7) der Betrag von  $|\underline{r}_2| = 1$ .

Da Wellenwiderstände in der Praxis nicht beliebig konstruiert werden können /5/, muss immer ein Kompromiss eingegangen werden.

Glücklicherweise ist das Minimum der (Gl.1.7) als Funktion des Wellenwiderstandes sehr breit. Abweichungen von 20 % des Wellenwiderstandes vom optimalen Wert haben nur geringen Einfluss auf den Betrag des Reflexionsfaktors. Es ist also falsch gedankenlos einfach eine beliebige Zweidrahtleitung zu verwenden, weil dies zu hohen Verlusten führen kann. Natürlich hat die Zweidrahtleitung immer geringere Verluste als eine Koaxleitung.

### Merke:

**Die Verluste auf jeder Antennenzuleitung sind abhängig von der Grunddämpfung und maßgeblich vom VSWR, bestimmt durch den Reflexionsfaktor am Fußpunkt der Antenne. Zur Verminderung der Verluste durch stehende Wellen muss eine Zuleitung mit angepasstem Wellenwiderstand gewählt werden. Der Realteil des optimalen Wellenwiderstandes berechnet sich bei gegebener Antennenimpedanz nach (Gl.1.8).**

**Beispiel 1.1**

Nach Tab. 1 ist die Antennenimpedanz für die Frequenz  $f = 21.15 \text{ MHz}$ ,  $Z_A = (438 - j 542) \Omega$ .

Der optimale Wellenwiderstand berechnet sich nach (Gl.1.8) zu  $R_{o,opt} = \sqrt{(R_A^2 + X_A^2)} = \sqrt{438^2 + 542^2} \Omega = 696.85 \Omega$ . Ohne große Einbußen kann ein Wellenwiderstand von  $R_o = 450$  bis  $835 \Omega$  gewählt werden.

Verwendet man die bekannten „Tomaten spreizer“ mit einem mittleren Abstand von  $D = 84 \text{ mm}$  und einem Drahtdurchmesser von  $d = 2 \text{ mm}$ , so ergibt sich nach /5/ ein Wellenwiderstand von  $R_o = 531 \Omega$ . Mit (Gl.1.7) berechnet sich der Betrag des

des antennenseitigen Reflexionsfaktors

$$r_2 = \sqrt{[(531 - 438)^2 + 542^2] / [(531 + 438)^2 + 542^2]} = 0.6085.$$

Das antennenseitige VSWR berechnet sich daraus zu  $VSWR_2 = (1 + r_2) / (1 - r_2) = 1.6055 / 0.3915 = 4.10$ .

Die Abweichung gegenüber dem optimierten Wert von  $S = 2.83$  aus Tab. 1 ist unbedeutend. Für eine exakte Berechnung des Reflexionsfaktors muss der komplexe Wellenwiderstand nach (Gl.1.4) berücksichtigt werden. Die exakten Werte für das VSWR unter Berücksichtigung des komplexen Wellenwiderstandes sind der Tab. 1 zu entnehmen

**2. Gesamtberechnung der auf den Wellenwiderstand optimierten Anlage**

Da es die Praxis verbietet, für jedes Band eine andere Antennenzuleitung zu verwenden, muss man sich auf einen Wellenwiderstand festlegen. Das Schwergewicht dieser Antenne liegt in der Anwendung im 160 m Band. Hier ist der angepasste, Wellenwiderstand  $Z_o = 208 \Omega$ . Entsprechend Beispiel 2.1 aus /11/ verwenden wir als Doppelleitung Aircell-7 Kabel dessen Kupfermantel entfernt wurde. Der Außendurchmesser beträgt  $D_a = 7.3 \text{ mm}$ , der Innendurchmesser  $d_i = 1.85 \text{ mm}$ .

Der Verkürzungsfaktor wird mit  $v_k = 0.83$  angegeben. Werden die beiden Leiter eng aneinander gehalten, ergibt sich mit einem Leiterabstand von  $D = 7.3 \text{ mm}$  nach /2/ ein Wellenwiderstand von rund  $Z_o = 196 \Omega$ , der nahezu im optimalen Bereich liegt. Wir berechnen alle relevanten Daten für die optimierte Gesamtanlage mit einem Realteil des Wellenwiderstandes von  $R_o = 196 \Omega$ . Für die Berechnung wird natürlich der kapazitive Charakter der Doppelleitung berücksichtigt /5/.

Frequenz MHz	Impedanz der Antenne $\Omega$	Angepasster Wellenwiderstand $Z_o$ in $\Omega$	VSWR an der Antenne	VSWR am Eingang der Leitung	Verlust der Zuleitung dB	Verlust gesamt $T_L$ dB
1.91	$3.2 + j 208$	196*	143	122	0.198	1.23
3.60	$9.1 + j 888$	196	499	311	1.580	3.47
7.05	$311 + j 37$	196	1.65	1.61	0.012	0.13
14.15	$16.2 - j 279$	196	36.6	35.0	0.188	1.29
21.15	$438 - j 542$	196	6.0	5.9	0.031	0.24
29.0	$22.6 - j 270$	196	25.2	24.4	0.132	0.56

**Tab. 2** Daten einer für das 160 m optimierten Antennenanlage mit einem Faltdipol der Länge  $l = 2 \times 10 \text{ m}$  in einer Höhe von  $H = 10 \text{ m}$ . Die Optimierung erfolgte für geringstes VSWR durch passende Wahl des (komplexen) Wellenwiderstandes

Wie Tab. 2 zeigt sind die Verluste für das 160 m Band im 80 m Band noch viel zu hoch, während bei allen anderen Bänder die Gesamtverluste optimale (minimale) Werte erreichen.

(\* Die Abweichung des Wellenwiderstandes vom Rechenwert nach (Gl.1.8) ist bedingt durch deren kapazitiven und damit komplexen Anteil)

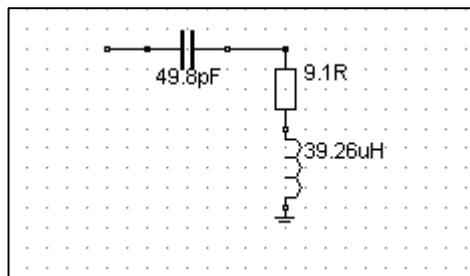
**2.1 Was ist also zu tun, damit die Verluste im 80 m Band geringer werden?**

Um die Verluste zu reduzieren muss das VSWR auf der Antennenzuleitung verringert werden. Das ist nur möglich durch Kompensation des induktiven Anteils der komplexen Antennenimpedanz durch ein Serienblindelement. Eine Parallelkompensation durch eine Kapazität scheidet aus, da sich eine Parallelresonanz mit hohen Impedanzwerten einstellen würde.

Zur Berechnung der Blindelemente für die Serienkompensation ist die Kenntnis der Antennenimpedanz bei allen Frequenzen im 80 m Band erforderlich. Es reicht allerdings aus, die Impedanzen der Antenne in 100 KHz Schritten zu berechnen. Diese sind zwischen 3.5 und 3.8 MHz sind aus Tab. 3 ersichtlich.

Frequenz MHz	Impedanz der Antenne $\Omega$	Kompensations-Blindelement für Resonanz
3.5	$7.9 + j 806$	56.4 pF
3.6	$9.1 + j 888$	49.8 pF
3.7	$10.7 + j 987$	43.6 pF
3.8	$10.7 + j 1082$	38.7 pF

**Tab. 3** Impedanzen des Faltdipols bei ausgewählten Frequenzen im 80 m Band



**Bild 7:** Beispiel für die Kompensation des induktiven Anteils bei der Frequenz  $f = 3.6$  MHz

Da es fast nicht möglich und auch nicht sinnvoll ist, für jede Frequenz die nach Tab. 3 notwendige Kompensations-Kapazität einzustellen, kompensieren wir mit einer Festkapazität von 50 pF und berechnen die Eingangsimpedanz der kompensierten Schaltung im 80 m Band, neu. Diese ist aus Tab. 4 ersichtlich.

Frequenz MHz	Impedanz der Antenne $\Omega$	Wellenwiderstand $Z_0$ in $\Omega$	Eingangsimpedanz am Eingang der Zuleitung $\Omega$	Verlust der Zuleitung dB	Gesamt Verlust $T_L$ dB
3.50	$7.9 - j 103$	196	$35 + j 392$	0.475	1.06
3.60	$9.1 + j 3.9$	196	$926 - j 1686$	0.207	0.65
3.70	$10.7 + j 126$	196	$19.3 - j 237$	0.118	1.00
3.80	$10.7 + j 244$	196	$5.8 - j 111$	0.225	1.11

**Tab. 4** Impedanzen der mit 50 pF kompensierten Antenne im 80 m Band. In Spalte 2 sind die Eingangsimpedanzen der 20 m langen 196  $\Omega$  Zuleitung berechnet, Spalte 5 zeigt die Verluste auf der Leitung und Spalte 6 die Gesamtverluste inkl. der Anpassschaltung

Der Gesamtverlust von rund  $T_L = 1.11$  dB verursacht bei einer Eingangsleistung von  $P_{in} = 750$  W immerhin noch einen Verlust von  $P_v = 169$  W, die nutzlos in Wärme gewandelt werden. Wird in der Anpassschaltung eine Induktivität mit der Güte  $Q = 200$  verwendet, reduzieren sich die Gesamtverluste bei  $f = 3.8$  MHz auf  $T_L = 0.81$  dB und einen Verlust bei  $P_{in} = 750$  W, immer noch von rund 127 W. An diesem Beispiel wird wieder ersichtlich, wie wichtig die Leerlaufgüte der Spule in der Anpassschaltung ist /5/ und das eine Antennenanlage berechnet werden sollte, will man ein gutes Signal bei der Gegenstation erzeugen und darauf kommt es uns an.

Berechnen wir noch die Spannungsbelastung der Kompensationskapazität bei einer Eingangsleistung von  $P_{in} = 750$  EIRP. Nach Tab. 4 ist die Gesamtdämpfung  $T_L = 1.11$  dB, d.h. die Leistung an der Antenne ist  $P_{an} = 580$  W – also ein Verlust von  $P_v = 170$  W. Mit der kompensierten Antennenimpedanz von  $Z_A = (10.7 + j 244) \Omega$  bei  $f = 3.8$  MHz ist der Betrag der effektiven Spannung /5/  $U_{eff} = 2044$  V und die Spitzenspannung  $U_{max} = 2890$  V. Für kleinere Leistungen kann die Spitzenspannung, allerdings nur bei einer Frequenz, entsprechend mit der Wurzel aus den beiden Spannungen /5/ umgerechnet werden.

## 2.2 Verwendung automatischer Anpassgeräte direkt an der Antenne

Welche Verluste stellen sich ein, wenn ein (automatisches) Anpassgerät direkt an der Antenne betrieben wird? Dazu berechnen wir die Verluste der üblichen Pi-Filter-Anpassschaltung mit einem antennenseitigen Kondensator von  $C_2 = 1000$  pF und die Verluste des notwendigen 20 m Koaxkabel zum Transceiver.

Frequenz MHz	Impedanz der Antenne $\Omega$	Verlust der Pi-Anpassschaltung $C_2 = 100$ pF $L_v$ / dB	Verlust der Zuleitung RG 213 dB	Gesamtverlust dB	Leistung an der Antenne bei $P_{in} = 750$ W
1.91	$3.2 + j 208$	3.81	0.160	3.97	300.65
3.60	$9.1 + j 888$	14.21	0.233	14.44	26.98
7.05	$311 + j 37$	0.93	0.346	1.27	569.8
14.15	$16.2 - j 279$	8.94	0.520	9.46	84.93
21.15	$438 - j 542$	5.42	0.658	6.08	184.95
29.0	$22.6 - j 270$	10.50	0.791	11.29	55.72

**Tab. 5** Gesamtverlust einer Antennenanlage mit Faltdipol und Anpassgerät direkt oben an der Antenne

Die in Spalte 6 an der Antenne vorhandene Leistung wird weiter reduziert durch den Wirkungsgrad der Antenne /5/, der je nach Material und Drahtdurchmesser unterschiedlich ist /5/.

Ein Anpassgerät direkt an der Antenne ist nur bei bestimmten Werten der Antennenimpedanz sinnvoll. Gedankenlos ein Anpassgerät an der Antenne als besonders gute Lösung anzusehen, ist falsch. Nur eine Berechnung der Antennenanlage bringt Aufschluss, ob oder ob nicht. Die verlustärmste Transformation gelingt immer mit einer angepassten Zweidrahtleitung.

## 3. Zusammenfassung

Ein Faltdipol in verkürzter Form kann für alle Bänder verwendet werden, wenn ein angepasster Wellenwiderstand für die Zuleitung eingesetzt wird. Einfach gedankenlos eine beliebige Zweidrahtleitung zu verwenden, führt zu hohen Verlusten bei allen verkürzten, unbelasteten Antennen. Zur Verringerung des VSWR auf der Zuleitung (bei einer bestimmten Frequenz) muss eine Kompensation direkt am Fußpunkt der Antenne durchgeführt werden. Das ist nur möglich durch Einsatz eines Relais, damit das erforderliche kapazitive Blindelement bei den anderen Bändern unwirksam ist. Da der Faltdipol gleichstrommäßig

einen Kurzschluss darstellt, muss eine verdrehte Steuerleitung (HF-Felder heben sich gegenseitig auf) parallel zur Zweidrahtleitung nach oben zur Antenne geführt werden. Um keine Überraschungen zu erleben, ist das Relais hochfrequenzmäßig zusätzlich abzublocken - Serieninduktivität und keramische Kapazität parallel zum Relais. Das Relais kann leicht in der Anschlussdose oben an der Antenne untergebracht werden und muss einen entsprechenden Kontaktabstand haben. Ein Anpassgerät als Alternative direkt an der Antenne verbietet sich wegen der hohen Verluste von selbst.

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



## Literatur

- |     |                                   |      |                               |
|-----|-----------------------------------|------|-------------------------------|
| 1/  | „The ARRL Antenna Book“           | /8/  | „Mythos „Balun“               |
| /2/ | „Kurze Antennen“, Gerd Janzen     | /9/  | „Schleife vs. Dipol“          |
| /3/ | „Passive Netzwerke zur Anpassung“ | /10/ | „Mythos „Resonante Antenne“   |
| /4/ | „Pi-Filter mit Verlusten“         | /11/ | „Die Zweidrahtleitung bei KW“ |
| /5/ | „Die Antenne macht die Musik“     | /12/ | „Mythos Faltdipol“            |
| /6/ | „Die T-Anpassung“                 |      |                               |
| /7/ | „Antennenmesstechnik“             |      |                               |



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.