

Mantelwellensperren unter der Lupe

Teil II

Darstellung zur Berechnung der Verluste

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

Berechnung der Mantelwellensperre

Wie berechnet man die Verluste von gewickelten Mantelwellen-Sperren? Eine Frage die immer wieder gestellt wurde. In diesem 2. Teil soll der sehr einfache Berechnungsvorgang Stück für Stück gezeigt werden, damit der Amateur diesen nachvollziehen kann, um selbst die Verluste berechnen zu können. Der Teil 1 steht unter Beitrag Nr. 53 als PDF zur Verfügung. Die Berechnung von Mantelwellensperren mit verlustbehafteten Leitungen erfolgt in Teil 3.

1. Mantelwellensperre direkt am Senderausgang - Berechnung der Verluste

Nach Teil 1 berechnete sich die **Ausgangs impedanz** einer Mantelwellensperre mit dem Verlustwiderstand r der Wicklung und dem reellen Innenwiderstand des Senders R_o zu

$$Z_{\text{out}} = 2r + 2j\omega L - 2j\omega M + R_o \quad (\text{Gl.1.1})$$

mit dem Realteil

$$R_{\text{out}} = 2r + R_o \quad (\text{Gl.1.2})$$

und dem Imaginärteil

$$X_{\text{out}} = j(2\omega L - 2\omega M). \quad (\text{Gl.1.3})$$

Für kleine Verlustwinkel gilt der Zusammenhang $r = \omega L / Q$ mit Q als Güte der Induktivität.

Die Kopplung zwischen beiden Wicklungen wird durch den Koppelfaktor k berücksichtigt. Für gleiche Induktivitäten der Wicklung gilt

$$k = M / L \quad (\text{Gl.1.4})$$

und für $k = 1$ ist $(2\omega L - 2\omega M) = 0$ und daher $X_{\text{out}} = 0$, d.h. der Imaginärteil ist in diesem Idealfall immer Null. Daraus ergibt sich eine elegante Meßmethode für den Koppelfaktor k , wenn ein VNA zur Verfügung steht. Diese Messung ist auch ein Kriterium für die Qualität der aufgetragenen bifilaren Wicklung.

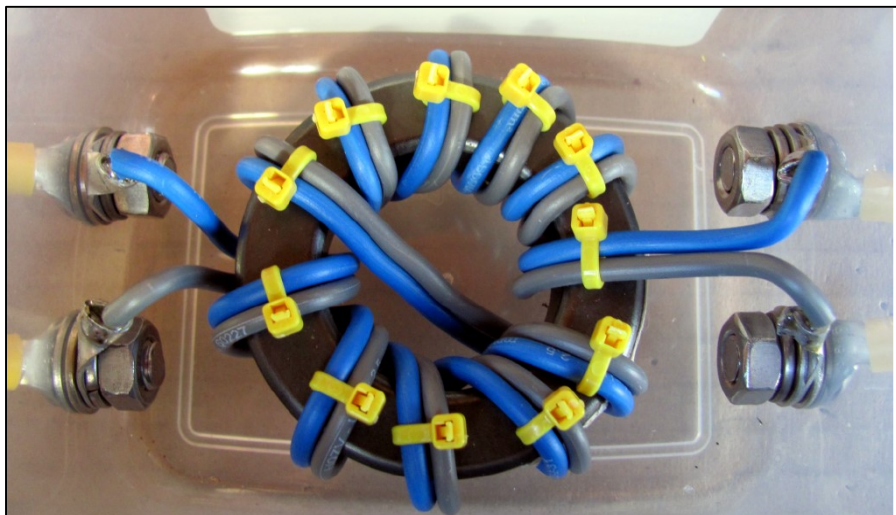


Bild 1.1: Mantelwellensperre: Bild DF1BT, Ludger. Richtige Ausführung mit Volldraht Kupfer, keine Litze. Ringkern FT 140 – 43, 10 Windungen, woraus sich ein Induktivitätswert von rund $L = 88 \mu\text{H}$ ergibt

Beispiel 1.1: Mantelwellensperre direkt am Senderausgang, $f = 3,65$ MHz

Berechnung der Daten der Mantelwellensperre direkt am Senderausgang. Ringkern FT 140 – 43, 10 Windungen, woraus sich ein Induktivitätswert von rund $L = 88 \mu\text{H}$ ergibt – siehe Bild 1.

Wir berechnen für die Frequenz $f = 3,65$ MHz die Ausgangsimpedanz der Mantelwellensperre und nehmen ein Güte von $Q = 200$ und einen Koppelfaktor $k = 1$ an.

1. Der induktive Widerstand bei $f = 3,65$ MHz ist mit $L = 88 \mu\text{H}$: $X_L = 2018,16 \Omega$
2. Der Verlustwiderstand berechnet sich bei $Q = 200$ zu: $r = 10,09 \Omega$
3. Bei $k = 1$ ist der gegeninduktive Widerstand: $X_m = 2018,16 \Omega$
4. Der Realteil der Ausgangsimpedanz berechnet sich nach (Gl.1.2) (50Ω plus 2 mal Verlustwiderstand) $R_{\text{out}} = 70,18 \Omega$
5. Der Imaginärteil berechnet sich aus (Gl.1.3) mit $k = 1$ zu $X_{\text{out}} = 0 \Omega$

Für die Berechnung der Verluste nehmen wir eine verfügbare Leistung von $P_v = 100$ Watt an 50Ω an.

6. Der Strom rückwärts in das Netzwerk mit $R_o = 50 \Omega$ bzw. das Quadrat berechnet sich daraus zu:

$$I_o^2 = 1,385 \text{ A}^2$$

7. Die Wirkleistung am Quellwiderstand $R_o = 50 \Omega$ ist folglich: $P_{v_{R_o}} = 69,23 \text{ W}$
8. Die Verlustleistung an den reellen Verlustwiderständen $2r$: $P_v = 27,945 \text{ W}$

Zur Berechnung der Verluste nehmen wir eine verfügbare Leistung einer gedachten Quelle von $P_v = 100$ Watt an 50Ω an.

9. Der Reflexionsfaktor r , bezogen auf die gedachte Quelle mit 50Ω bzw. dessen Quadrat und der berechneten Ausgangsimpedanz wird: $r^2 = 0,0028$
10. und damit die Leistung rückwärts in das Netzwerk: $P_{\text{in}} = 97,18 \text{ W}$
11. Zur Kontrolle berechnen wir den Leistungsfluss: $P_{\text{in}} - (P_v + P_{v_{R_o}}) = 0$
Wir haben also richtig gerechnet.

Der Verlust im Netzwerk ist das logarithmische Verhältnis von der ins Netzwerk eingespeisten Leistung zur Leistung am Lastwiderstand - hier Innenwiderstand der Quelle 50Ω und daher

$$D_{\text{eff}} = 10 \log (P_{\text{in}}/P_{v_{R_o}}) = 1,47 \text{ dB.}$$

Wir müssen D_{eff} berechnen, weil immer eine Abstimmung auf $S = 1$ erfolgt, d.h. es ist immer konjugiert komplexe Anpassung vorhanden und Transferverluste durch Fehlanpassung entfallen. D_{eff} ist das logarithmische Verhältnis der Wirkleistung in den Vierpol zur Wirkleistung an der Last und ist unabhängig vom Koppelfaktor k

Bemerkung:

Zur Berechnung der Verluste nimmt man eine verfügbare Leistung von bspw. 100 W an 50Ω an. Daraus berechnet der rückwärtige Strom ins Netzwerk, die Verluste in den reellen Verlustwiderständen und die Leistung die am (Last.) Innenwiderstand $R_o = 50 \Omega$ zur Verfügung steht. Insgesamt also ein ziemliches einfaches Berechnungsverfahren zur Berechnung der Mantelwellensperre direkt am Senderausgang.

Wie die oben aufgeführte Berechnung zeigt, hat, entgegen der landläufigen Meinung, der Strombalun Verluste, die nicht zu vernachlässigen sind. Die Verluste können nur reduziert werden durch Erhöhen der Güte Q und vergrößern von R_o . R_o kann meist nicht verändert werden, weil heutige Transceiver auf $50\ \Omega$ dimensioniert sind. Die Vergrößerung von Q ist nur in engen Grenzen möglich und kann Werte von etwa 300 nicht übersteigen.

Beispiel 1.2: Mantelwellensperre direkt am Senderausgang, $f = 29,5\ \text{MHz}$

Eine Mantelwellensperre direkt am Senderausgang mit einem Ringkern FT 140 – 43 hat 10 Windungen, woraus sich ein Induktivitätswert von rund $L = 88\ \mu\text{H}$ ergibt.

Wir berechnen für die Frequenz $f = 29,5\ \text{MHz}$ die Ausgangsimpedanz der Mantelwellensperre und nehmen ein Güte von $Q = 200$ und einen Koppelfaktor $k = 1$ an.

1. Der induktive Widerstand bei $f = 29,5\ \text{MHz}$ ist mit $L = 88\ \mu\text{H}$: $X_L = 16311,15\ \Omega$
2. Der Verlustwiderstand berechnet sich bei $Q = 200$ zu: $r = 81,56\ \Omega$
3. Bei $k = 1$ ist der gegeninduktive Widerstand: $X_m = 2018,16\ \Omega$
4. Der Realteil der Ausgangsimpedanz berechnet sich nach (Gl.1.2)
($50\ \Omega$ plus $2 \times$ Verlustwiderstand) $R_{\text{out}} = 213,12\ \Omega$
5. Der Imaginärteil berechnet sich aus (Gl.1.3) mit $k = 1$ zu $X_{\text{out}} = 0\ \Omega$

Für die Berechnung der Verluste nehmen wir eine verfügbare Leistung von $P_v = 100\ \text{Watt}$ an $50\ \Omega$ an.

6. Der Strom rückwärts in das Netzwerk mit $R_o = 50\ \Omega$ bzw. das Quadrat berechnet sich aus dem Ohmschen Gesetz zu: $I_o^2 = 0,289\ \text{A}^2$
7. Die Wirkleistung am Quellwiderstand $R_o = 50\ \Omega$ ist folglich: $P_{vR_o} = 14,45\ \text{W}$
8. Die Verlustleistung an den reellen Verlustwiderständen $2r$: $P_v = 47,123\ \text{W}$

Zur Berechnung der Verluste muss die Leistung in das Netzwerk (MWS) berechnet werden. Das ist am Einfachsten, wenn wir eine beliebige verfügbare Leistung einer gedachten Quelle von $P_v = 100\ \text{Watt}$ an $50\ \Omega$ annehmen.

9. Weiterhin brauchen wir den Reflexionsfaktor r , bezogen auf die gedachte Quelle mit $50\ \Omega$ bzw. dessen Quadrat. Mit der berechneten Ausgangsimpedanz wird $r^2 = 0,384$
- und damit die Leistung rückwärts in das Netzwerk: $P_{\text{in}} = 61,57\ \text{W}$
10. Zur Kontrolle berechnen wir den Leistungsfluss: $P_{\text{in}} - (P_v + P_{vR_o}) = 0$
Wir haben also richtig gerechnet.

Der Verlust im Netzwerk ist das logarithmische Verhältnis von der ins Netzwerk eingespeisten Leistung zur Leistung am Lastwiderstand - hier Innenwiderstand der Quelle $50\ \Omega$ und daher

$$D_{\text{eff}} = 10 \log (P_{\text{in}}/P_{vR_o}) = 6,30\ \text{dB}$$

und viel zu hoch. Die Verlustleistung von $P_v = 47,123\ \text{W}$ wird in Wärme gewandelt und heizt den Ringkern auf, der um seine Eigenschaften zu behalten, gekühlt werden muss!

Anmerkung:

Wir müssen D_{eff} berechnen, weil immer eine Abstimmung auf $S = 1$ erfolgt, d.h. es ist an beliebiger Stelle bis rauf zur Antenne konjugiert komplexe Anpassung vorhanden, Transferverluste durch Fehlanpassung entfallen.

2. Mantelwellensperre direkt am Eingang der Hühnerleiter - Berechnung der Verluste

Für den Gegentaktbetrieb berechnet sich die komplexe Eingangsimpedanz mit dem Verlustwiderstand r der Einzelwicklung und der komplexen Lastimpedanz $Z_2 = R_2 \pm j X_2$ nach Teil 1 sehr einfach zu:

$$Z_{\text{in}} = 2r + 2j\omega L - 2j\omega M + R_2 \pm j X_2 \quad (\text{Gl.4.1})$$

mit dem Realteil

$$R_{\text{in}} = 2r + R_2 \quad (\text{Gl.4.2})$$

und dem Imaginärteil

$$X_{\text{in}} = (2\omega L - 2\omega M \pm X_2). \quad (\text{Gl.4.3})$$

Für $k = 1$ ist $(2\omega L - 2\omega M) = 0$, d.h. der Imaginärteil der Abschussimpedanz wird durchgereicht.

Für kleine Verlustwinkel gilt der Zusammenhang $r = \omega L / Q$ mit Q als Güte der Induktivität. Die Kopplung zwischen beiden Wicklungen wird durch den Koppelfaktor k berücksichtigt. Für gleiche Induktivitäten der beiden Wicklungen gilt für den Koppelfaktor

$$k = M / L. \quad (\text{Gl.4.4})$$

Da in diesem ersten Fall die Mantelwellensperre direkt an der Hühnerleiter betrieben wird, sind die Last Impedanzen beliebig komplex. Um einen Vergleich der Verluste zu haben, berechnen wir eine Antennenanlage mit Dipol 2×27 m und einer Hühnerleiter der Länge $l = 15$ m, Wellenwiderstand $Z_0 = 600 \Omega$.

Frequenz MHz	Impedanz Eingang Hühnerleiter Ω	Verlust Hühner- leiter dB
1,9	$530 + j 752$	0,024
3,6	$446 - j 1622$	0,018
7,15	$5650 - j 302$	0,133
14,15	$596 - j 795$	0,056
21,2	$283 - j 586$	0,091
29,5	$110 - j 37$	0,152

Tab. 2.1

Tab. 4.1 nach Teil 1: Eingangsimpedanz am Eingang der Hühnerleiter einer Antenne 2×27 m und einer Hühnerleiter der Länge $l = 15$ m, Wellenwiderstand $Z_0 = 600 \Omega$

Beispiel 2.1: Mantelwellensperre direkt an der Hühnerleiter, $f = 1,9 \text{ MHz}$

Eine Mantelwellensperre mit einem Ringkern FT 140 – 43 habe 10 Windungen, woraus sich ein Induktivitätswert von rund $88 \mu\text{H}$ ergibt.

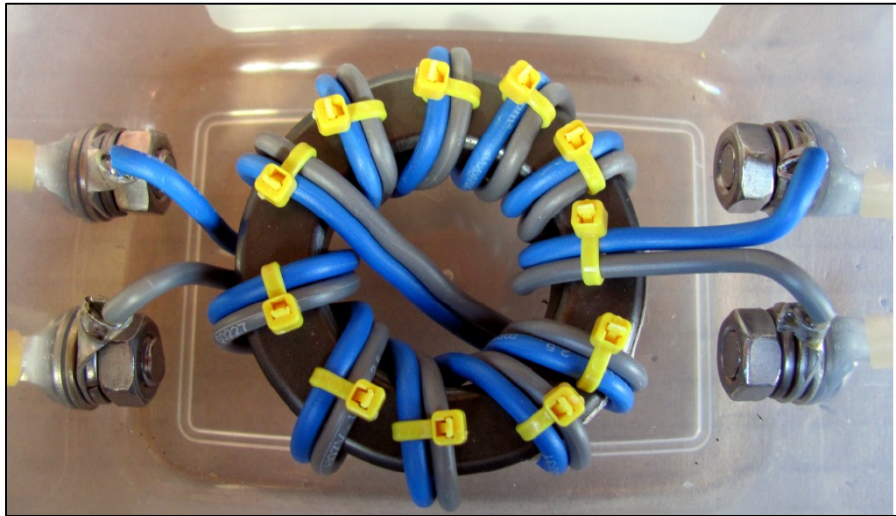


Bild 2.1: Mantelwellensperre (MWS), Bild DF1BT Ludger, Volldraht Kupfer, 10 Windungen, Kern FT 140 – 43

Wir berechnen für die Frequenz $f = 1,9 \text{ MHz}$ die komplexe Eingangsimpedanz und nehmen eine Güte von $Q = 200$ und einen Koppelfaktor $k = 1$ an.

1. Die Lastimpedanz der Mantelwellensperre für $f = 1,9 \text{ MHz}$ ist: $Z_{\text{out}} = (530 + j 752) \Omega$ (Tab.4.1)
2. Der induktive Widerstand bei $f = 1,9 \text{ MHz}$ ist mit $L = 88 \mu\text{H}$: $X_L = 1050,55 \Omega$
3. Der Verlustwiderstand berechnet sich bei $Q = 200$ zu $r = 5,25 \Omega$
4. Bei $k = 1$ hat die Gegeninduktivität einen Wert von: $X_m = 1050,55 \Omega$
5. Der Realteil der Ausgangsimpedanz berechnet sich nach (Gl.1.2) $R_{\text{in}} = 540,51 \Omega$
6. Der Imaginärteil berechnet sich aus (Gl.1.3) mit $k = 1$ zu $X_{\text{in}} = 752 \Omega$

Für die Berechnung der Verluste nehmen wir eine verfügbare Leistung von $P_v = 100 \text{ Watt}$ an 50Ω , an.

7. Der Strom in das Netzwerk mit $R_o = 50 \Omega$ bzw. das Quadrat berechnet sich nach dem ohmschen Gesetz daraus zu: $I_o^2 = 0,022 \text{ A}^2$
8. Die Wirkleistung am reellen Lastwiderstand $R = 530 \Omega$ $P_{V_{\text{Rlast}}} = 11,59 \text{ W}$
9. Die Verlustleistung an den reellen Verlustwiderständen $2 r$: $P_{Vr} = 0,23 \text{ W}$
10. Der Ausgangsreflexionsfaktor, bzw. dessen Quadrat wird mit angenommenen $R = 50 \Omega$ $r^2 = 0,882$

und damit die Leistung in das Netzwerk nur

$$P_{\text{in}} = 11,82 \text{ W}$$

Zur Kontrolle berechnen wir den Leistungsfluss:
Wir haben also richtig gerechnet.

$$P_{\text{in}} - (P_v + P_{V_{R_o}}) = 0$$

Der Verlust in der Mantelwellensperre in dB ist daher:

$$D_{\text{eff}} = 10 \log(P_{\text{in}}/P_{V_{R_0}}) = 0,17 \text{ dB}$$

Bemerkung:

Zur Berechnung der Verluste nimmt man eine verfügbare Leistung von bspw. 100 W an 50 Ω an. Daraus berechnet der Strom ins Netzwerk, die Verluste in den reellen Verlustwiderständen und die Leistung, die am reellen Lastwiderstand zur Verfügung steht. Insgesamt also ein ziemlich einfaches Berechnungsverfahren zur Berechnung der Verluste in der Mantelwellensperre direkt am Ende einer Zweidrahtleitung.

Sollte die Mantelwellensperre direkt an der Antenne angeordnet sein, egal aus welchem Grund, gestaltet sich die Berechnung der Verluste identisch dem Beispiel 2.1, nur dann mit den Impedanzen am Fußpunkt der Antenne mit dem Nachteil, dass Verluste auf der Zuleitung zur Antenne durch ein höheres VSWR hinzukommen. Koaxkabel, wie oft vorgeschlagen, scheidet dann von selbst aus.

Beispiel 2.2: Mantelwellensperre direkt an der Hühnerleiter f = 29,5 MHz

Die Mantelwellensperre mit einem Ringkern FT 140 – 43 hat 10 Windungen, woraus sich ein Induktivitätswert von rund 88 µH ergibt.

Wir berechnen für die Frequenz f = 29,5 MHz die komplexe Eingangsimpedanz und nehmen eine Güte von Q = 200 und einen Koppelfaktor k = 1 an.

- | | |
|---|--|
| 1. Die Lastimpedanz der Mantelwellensperre für f = 29,5 MHz ist: | $Z_{\text{out}} = (110 - j 37) \Omega$, (Tab.4.1) |
| 2. Der induktive Widerstand bei f = 29,5 MHz ist mit L = 88 µH: | $X_L = 16311,15 \Omega$ |
| 3. Der Verlustwiderstand berechnet sich bei Q = 200 zu | $r = 81,56 \Omega$ |
| 4. Bei k = 1 hat die Gegeninduktivität einen Wert von: | $X_m = 16311,15 \Omega$ |
| 5. Der Realteil der Ausgangsimpedanz berechnet sich nach (Gl.1.2) | $R_{\text{in}} = 273,11 \Omega$ |
| 6. Der Imaginärteil berechnet sich aus (Gl.1.3) mit k = 1 zu | $X_{\text{in}} = - 37 \Omega$ |

Für die Berechnung der Verluste nehmen wir wieder eine verfügbare Leistung von $P_v = 100$ Watt an 50 Ω an.

- | | |
|--|---|
| 7. Der Strom in das Netzwerk mit $R_0 = 50 \Omega$ bzw. das Quadrat berechnet sich nach dem ohmschen Gesetz daraus zu: | $I_0^2 = 0,189 \text{ A}^2$ |
| 8. Die Wirkleistung am Lastwiderstand | $P_{V_{R_{\text{last}}}} = 20,80 \text{ W}$ |
| 9. Die Verlustleistung an den reellen Verlustwiderständen 2 r: | $P_{vr} = 30,84 \text{ W}$ |
| 10. Der Ausgangsreflexionsfaktor, bzw. dessen Quadrat wird mit angenommenen $R = 50 \Omega$ | $r^2 = 0,484$ |
| und damit die Leistung in das Netzwerk nur | $P_{\text{in}} = 51,64 \text{ W}$ |
| 11. Zur Kontrolle berechnen wir den Leistungsfluss:
Wir haben also richtig gerechnet. | $P_{\text{in}} - (P_v + P_{V_{R_0}}) = 0$ |

Der Verlust D_{eff} in der Mantelwellensperre in dB ist daher:

$$D_{\text{eff}} = 10 \log(P_{\text{in}}/P_{V_{R_0}}) = 7,90 \text{ dB}$$

und nicht tragbar.

Wie können die Verluste in diesem Fall für die oberen Frequenzen reduziert werden?

Ganz einfach, in dem man einen Übertrager 1:1 mit 2 übereinander liegenden Luftspulen am unteren Ende der Hühnerleiter verwendet, wobei die sekundäre Spule – direkt an der Hühnerleiter – gedanklich in 2 Spulenhälften aufgeteilt wird und die „entstandene Mitte“ dann mit einem Widerstand von $R_{\min} = 100$ gegen Masse geerdet wird. Die Berechnungen sind in Tab. 2.2 aufgeführt.

Der Widerstand R_{\min} ist unbedingt notwendig, damit die sich einstellenden Resonanzen, bedingt durch die Streukapazitäten, ausreichend gedämpft werden. Eine direkte Erdung der sekundären Mitte, wie in der Literatur immer wieder vorgeschlagen, hat katastrophale Auswirkungen auf die Symmetrie der Ströme in den Einzeladern der Hühnerleiter.

Frequenz MHz	Impedanz Eingang Hühnerleiter Ω	Verlust Hühner- leiter dB	Verlust der MWS $Q = 200$ $k = 1$	Gesamt Verlust MWS + LC- Netzwerk $Q = 200$	Verlust 1:1 Balun $Q = 200$ $k = 0,95$ $L = 10$ μH	Gesamt Verlust Balun + LC- Netzwerk $Q = 200$
1,9	530 + j 752	0,024	0,17	0,29	0,719	0,628
3,6	446 – j 1622	0,018	0,38	0,62	0,492	0,971
7,15	5650 – j 302	0,133	0,06	0,29	0,294	0,736
14,15	596 – j 795	0,056	1,07	1,19	0,049	0,290
21,2	283 – j 586	0,091	3,01	3,12	0,141	0,342
29,5	110 – j 37	0,152	7,90	7,95	0,698	0,799

Tab. 2.2 zeigt die Verluste der MWS für die anderen Frequenzen nach Tab.2.1 und der Vergleich mit einem 1:1 Balun anstelle der MWS. Verluste unterhalb 1 dB, entsprechend 20 %, sind akzeptierbar.

Bemerkung:

Zur Berechnung der Verluste nimmt man eine beliebige, verfügbare Leistung von bspw. 100 W an 50 Ω an. Daraus berechnet sich nach dem Ohmschen Gesetz der Strom ins Netzwerk, die Verluste in den reellen Verlustwiderständen und die Leistung die am reellen Lastwiderstand verbleibt. Insgesamt also ein ziemlich einfaches Berechnungsverfahren zur Berechnung der Verluste einer Mantelwellensperre direkt am Ende einer Zweidrahtleitung.

Wie die Berechnungen zeigen, sind die Verluste in den unteren Frequenzen tragbar, bei den hohen Frequenzen, wie im 10 m Band, ist solch eine gewickelte Mantelwellensperre ungeeignet.

Wird eine Mantelwellensperre am unteren Ende einer Hühnerleiter betrieben, kommen noch Streukapazitäten gegen Masse hinzu, die mit der Induktivität der Wicklung Resonanzen erzeugen und die Mantelwellensperre bei bestimmten Frequenzen unbrauchbar machen.

Die Berechnung der Eigenschaften der gewickelten Mantelwellensperre unter dem Einfluss von Streukapazitäten ist einem gesonderten Beitrag vorbehalten, weil hier die Mathematik ein wenig umfangreicher ist.

3. Die typische Anwendung einer Mantelwellensperre mit bifilarer Wicklung ist die in einer Antennenanlage mit einer G5RV und ZS6BKW, gespeist von einer 450 Ω Wireman Hühnerleiter.

Beispiel 3.1: Mantelwellensperre direkt an der Hühnerleiter bei einer ZS6BKW Antennenanlage

Thilo, DL9NBJ hat mir die Messdaten an seiner ZS6BKW Anlage zur Verfügung gestellt. Gemessen wurde mit einem VNA direkt in die 450 Ω - Wireman-Hühnerleiter. Die Messwerte sind:

Frequenz MHz	Impedanz Eingang Hühnerleiter Ω	Verlust Hühner- leiter dB
1,810	6,6 – j 230	0,579
1,900	4,9 – j 212	0,801
2,000	4,7 – j 197	0,847
3,500	20,9 + j 29,2	0,283
3,650	29,4 + j 67,5	0,209
3,800	53,3 + j 142,4	0,146
7,000	61 – j 12,5	0,074
7,100	61 – j 12,6	0,074
7,200	67,6 + j 7,6	0,073
14,000	17 – j 339	0,795
14,100	16 – j 335	0,789
14,350	14,8 – j 330	0,773

Tab.3.1

Für die Messwerte nach Tab.3.1 berechnen wir jetzt nach obigem Schema die Verluste in der Mantelwellensperre mit $L = 88 \mu\text{H}$ und fassen die Ergebnisse in einer Tabelle zusammen.

Frequenz MHz	Impedanz Eingang MWS $k = 1$ Ω	Verlust MWS $L = 88 \mu\text{H}$ dB	Bemerkung
1,810	16,61	8,02	unbrauchbar
1,900	15,41	9,95	unbrauchbar
2,000	15,76	10,51	unbrauchbar
3,500	40,25	5,69	unbrauchbar
3,650	49,58	4,54	unbrauchbar
3,800	74,31	2,89	unbrauchbar
7,000	99,70	4,27	unbrauchbar
7,100	100,26	4,32	unbrauchbar
7,200	107,41	4,02	unbrauchbar
14,000	94,41	14,89	unbrauchbar
14,100	93,96	15,38	unbrauchbar
14,350	97,14	14,74	unbrauchbar

Tab. 3.2

Die Tab.3.2 braucht man nicht groß kommentieren. Die vorgeschlagene MWS mit $L = 88 \mu\text{H}$ ist auf allen oben angegebenen Frequenzen und darüber unbrauchbar.

Was würde ein 1:1 HF-Übertrager an der gleichen Stelle leisten? Das zeigt Tab. 3.3.

Frequenz MHz	Verlust Balun 1:1 $L_1 = 10 \mu\text{H}$ $K = 0,95$ $Q = 200$ dB	Verlust LC- Netzwerk $Q = 100$ dB	Gesamt Verlust Netzwerk plus 1:1 Balun dB	L Netzwerk μH	C Netzwerk pF
1,810	0,741	0,526	1,267	50,18	492,56
1,900	0,761	0,532	1,292	48,26	409,86
2,000	0,709	0,504	1,213	43,56	343,51
3,500	0,523	0,060	0,583	3,13	1311,89
3,650	0,463	0,099	0,561	4,91	903,77
3,800	0,363	0,142	0,505	6,75	617,20
7,000	0,313	0,038	0,350	0,99	396,98
7,100	0,317	0,038	0,356	0,98	392,41
7,200	0,306	0,052	0,358	1,31	398,52
14,000	1,359	0,339	1,697	4,26	2,62
14,100	1,448	0,339	1,787	4,24	1,72
14,350	1,602	0,336	1,938	4,13	0,38

Tab 3.3

Zur besseren Übersicht sind in Tab.3.3. noch die Komponenten des LC-Netzwerkes angegeben um den notwendigen Kapazitäts- und Induktivitätsbereich abschätzen zu können. Das LC-Netzwerk transformiert auf $R_o = 50 \Omega$. Zu den Verlusten Balun + LC Netzwerk nach Tab. 3.4 addieren sich noch die Verluste in der Hühnerleiter nach Tab.2.2.

Wie Tab 3.3 zeigt, ist ein Balun an Stelle der MWS die bessere Lösung. Wird, wie oben beschrieben, der Balun sekundär in der Mitte mit einem reellen Widerstand von $R_o = 100 \Omega$ geerdet, kann Symmetrie für die Ströme auf der Hühnerleiter erreicht werden und Gleichtaktströme sowie statische Aufladungen gleichen sich gegen Masse aus.

Zu den Nachteilen der MWS durch hohe Verluste bei den oberen Bändern kommt noch der Einfluss von Streukapazitäten am Ausgang. Das folgende Bild zeigt die Übertragungsfunktion mit Streukapazitäten von nur jeweils 20 pF und 30 pF. Die Übertragungsfunktion zeigt eine eindeutige Resonanzstelle bei $f = 2,399$ MHz, die sich aus $L = 88 \mu\text{H}$ und $C = 50$ pF berechnet.

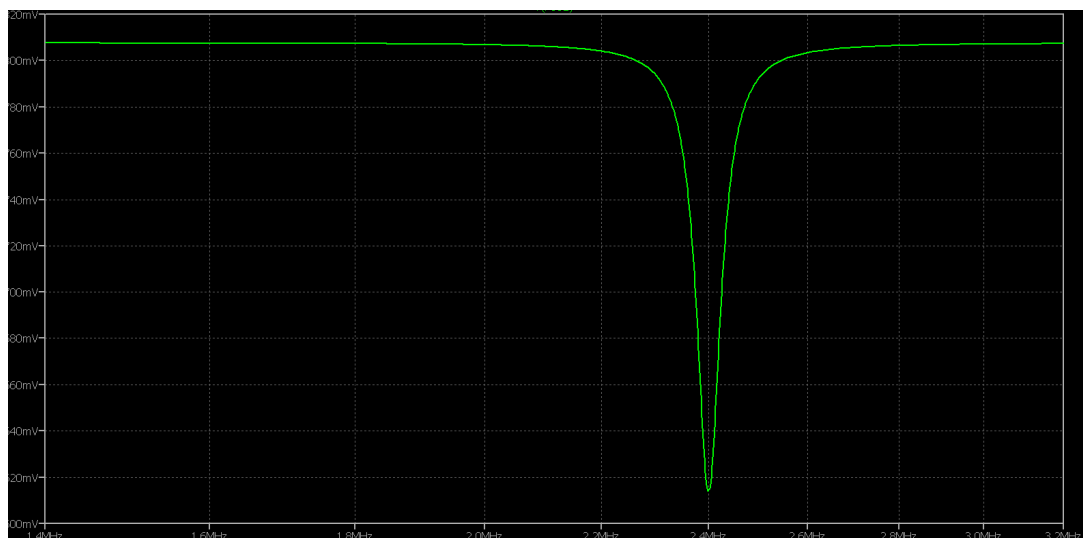


Bild 3.1: Übertragungsfunktion der oben berechneten Mantelwellensperre mit $L = 88 \mu\text{H}$, $k = 1$. Streukapazitäten sind $C_{\text{ges}} = 20\text{pF} + 30\text{pF} = 50$ pF.

Stellen wir uns die Frage: Welche Dämpfung wird für den Gleichtaktanteil mit der Serieninduktivität von $L = 88 \mu\text{H}$ erreicht?

Frequenz MHz	Impedanz Eingang Hühnerleiter = Lastimpedanz MWS Ω	Gleichtakt Dämpfung Spannungen dB
1,900	4,9 – j 212	44,67
14,000	17 – j 339	52,78

Tab.3.4

Wie Tab. 3.4 zeigt wird mit $L = 88 \mu\text{H}$ und den entsprechenden Lastimpedanzen nach Tab.2.3 sehr gute Dämpfungswerte für den Gleichtaktbetrieb erreicht. Diese hohen Werte werden aber nur deshalb erreicht, weil der Realteil der Lastimpedanz so geringe Werte hat - 4,9 Ω und 17 Ω . Werden die Realteile der Lastimpedanz größer 50 Ω , fällt die Gleichtaktdämpfung auf Werte unter 10 dB. Also einfach an 50 Ω die Gleichtaktunterdrückung – wie immer gezeigt – zu messen, ist kein Maß für die Gleichtaktunterdrückung bei anderen Lastimpedanzen!

Die folgende Tab.3.5 zeigt bspw. die Gleichtaktunterdrückung, also das logarithmische Verhältnis von Eingangsspannung zur Spannung am Realteil der Last, für die oben berechnete MWS als Funktion verschiedener reeller Abschlusswiderstände.

Frequenz MHz	Lastimpedanz MWS Ω	Gleichtakt- Dämpfung (Spannungen) dB
1,900	50	26,46
	100	20,47
	200	14,57
	300	11,24
	400	8,99
	500	7,35
14,000	50	43,80
	100	37,78
	200	31,76
	300	28,24
	400	25,75
	500	23,84

Tab. 3.5

Ergänzend zu den Verlusten treten bei der MWS bei kapazitiven Lasten entsprechende Resonanzen im Übertragungsverhalten in Erscheinung. Den typischen Verlauf der Übertragungsfunktion für den Gleichtaktanteil bei kapazitiven Lasten zeigt das Bild 3.2

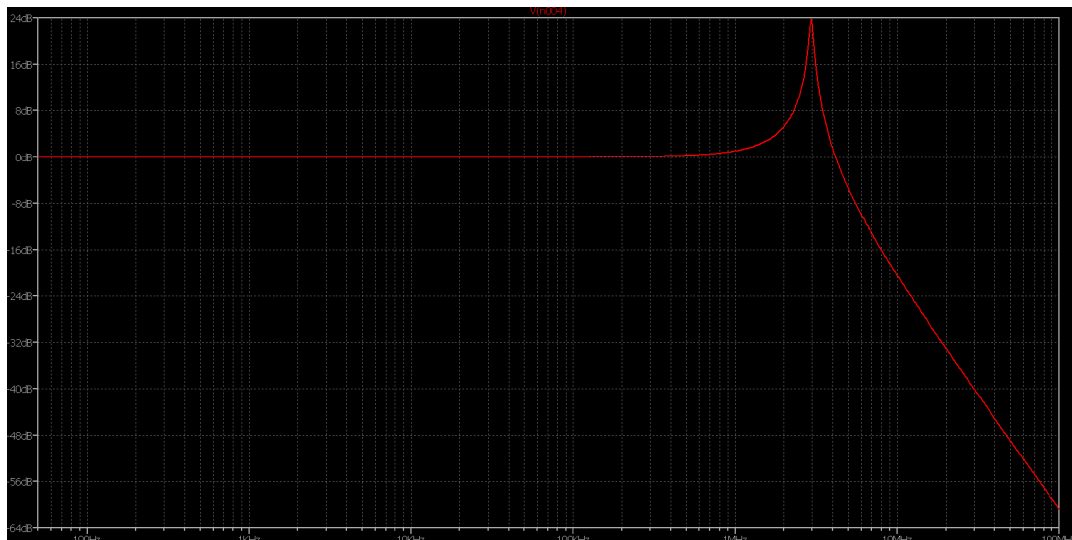


Bild 3.2 Typischer Dämpfungsverlauf der Übertragungsfunktion des Gleichtaktanteils bei kapazitiven Lasten mit einer ausgeprägten Serien-Resonanz. Bei Resonanz wird der Gleichtaktanteil sogar noch verstärkt und nicht gedämpft.

Hohe Dämpfungswerte für den Gleichtaktanteil und gleichzeitig geringe Verluste für den symmetrischen Gegentaktbetrieb für alle Bänder sind zwei gegensätzliche Forderungen, die nicht erfüllt werden können. Wie aus den Berechnungen aus Teil 1 ersichtlich, sollte die Induktivität der MWS den Wert von $L = 30 \mu\text{H}$ nicht übersteigen, will man hohe Verluste vermeiden, was zur Folge hat, dass die Gleichtaktunterdrückung nur geringe Werte hat. Eine bessere Lösung ist ein 1:1 Luft Übertrager mit der oben beschriebenen sekundärseitigen, mittigen Erdung über einen Widerstand von $R_{\min} \geq 100 \Omega$ - nicht über 200Ω .

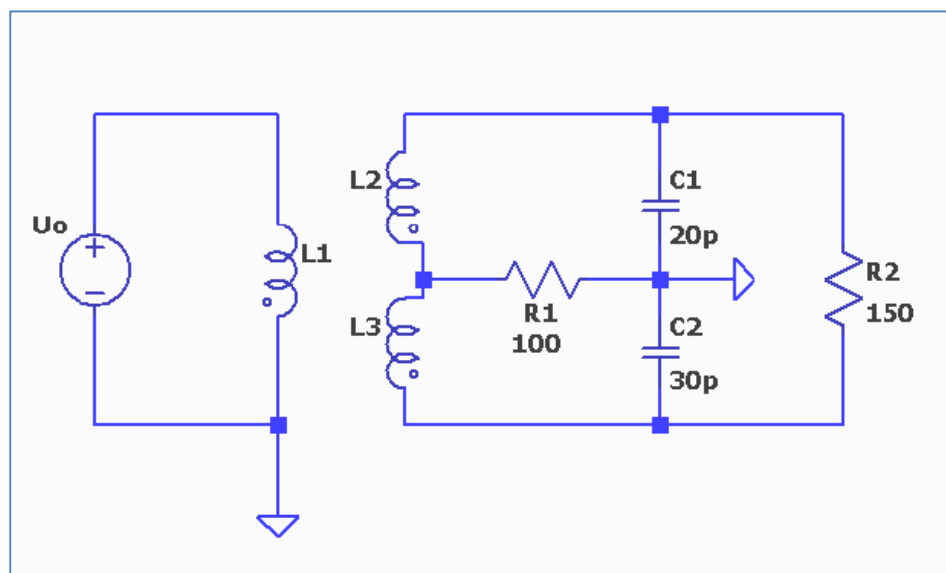


Bild 3.3. HF- Luft-Übertrager mit mittiger Erdung der Sekundärseite über $R = 100 \Omega$ und Streukapazitäten C_1 , C_2 . Je nach A-Symmetrie durch die Streukapazitäten kann bei 100 W Sendeleistung über den Massewiderstand ein Ausgleichsstrom von 500 mA fließen!

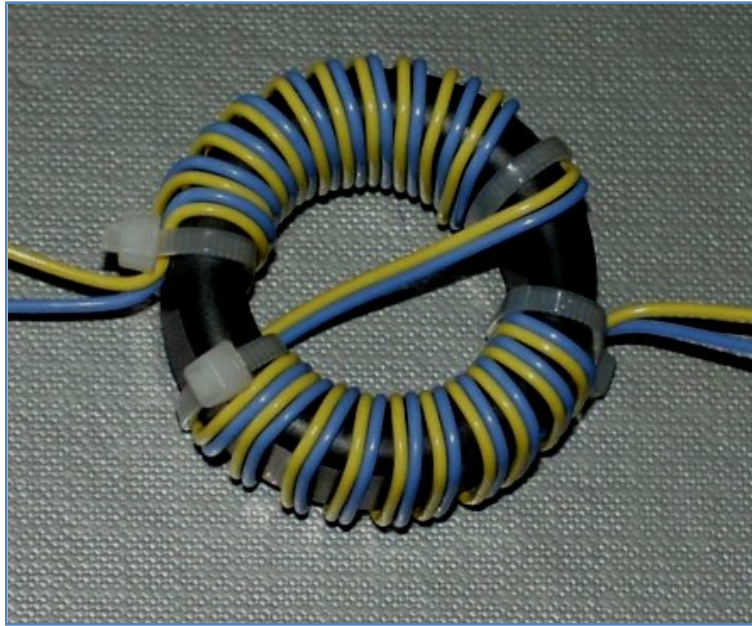


Bild 3.4. Eine als Bausatz angebotene Mantelwellensperre von Wolfgang, DG0SA† für den Frequenzbereich 1 – 50 MHz. Kernmaterial vermutlich FT 140 – 43 o.ä. Bei 21 Wdg ergibt sich etwa $L = 390 \mu\text{H}$. Als Material wird Kupferlitze mit einer Länge von 110 cm vorgeschlagen. Der interessierte Leser möge, nach der oben aufgeführten Rechenmethode, selbst die Brauchbarkeit überprüfen. Orientierung zur eigenen Rechnung bei $Q = 300$: Verlustwiderstand $r_{(1,9\text{MHz})} = 15,52 \Omega$ und $r_{(14\text{MHz})} = 114,35 \Omega$ je Teilwicklung.

Danksagung:

an Thilo, DL9NBJ, der mir freundlicherweise Messdaten seiner ZS6BKW Anlage zur Verfügung gestellt hat. Gemessen wurde mit einem geeichten VNA direkt in die 450 Ω Wireman-Hühnerleiter.

DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de
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 6, DL3LH
- /4/ Blitzschutz für Amateure, DL3LH
- /5/ Sinn und Unsinn symmetrischer Anordnungen, DL3LH
- /6/ http://www.baeckerei-heitmann.de/DF1BT/A5_Mantelwellensperren_im_Einsatz_DF1BT.pdf
- /7/ Der Skin Effekt, DL3LH
- /8/ Mantelwellensperren unter der Lupe Teil 1, Beitrag No. 53

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.