

Mantelwellensperren unter der Lupe Teil 1

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

Vorwort

Ein Balun ist ein elektrisches Bauteil der HF-Technik, das einen Übergang von einer symmetrischen auf eine asymmetrische Struktur gewährleistet und umgekehrt. Balun ist eine Abkürzung für „Balanced to Unbalanced“. Meist wird unter einem „Balun“ ein Transformator mit Eingangs- und galvanisch getrennter Ausgangswicklung, verstanden. Dieser Spannungs-Balun erlaubt, je nach Übersetzungsverhältnis, eine Impedanzwandlung. Die Aufgabe eines Strom Balun dagegen besteht darin, an den Ausgangsklemmen möglichst gleiche HF-Ströme zu erzeugen. Dabei kann die Ausgangsspannung, die an den Ausgangsklemmen gegen Erde anliegt, irgendeinen beliebigen Wert anzunehmen, der notwendig ist um die Stromsymmetrie zu erzwingen.

Wird ein Koaxkabel, auf dem auf dem äußeren Mantel Mantelwellenströme fließen, zu einem Strombalun auf einen Ringkern aufgewickelt, so wird durch den Sperrwiderstand der Induktivität der Mantelstrom verringert oder unterbunden. Daher der Name Strombalun oder auch Mantelwellensperre. Die Verhinderung von Mantelwellen verringert BCI und TVI und eine „heiße“ Funkstation.

1. Berechnung der Mantelwellensperre mit Verlusten, direkt am Senderausgang

Für die Berechnung einer Mantelwellensperre gehen wir von Bild 1.1 aus. Entsprechend der oberen Abbildung in Bild 1.1 ist auf einen Ringkern eine bifilare Wicklung mit gleicher Wickelrichtung aufgebracht. Beide Wicklungen sind mehr oder weniger magnetisch miteinander verkoppelt. Der **eingeprägte** hochfrequente Strom fließt im symmetrischen Gegentaktbetrieb in der einen Wicklung hin und in der anderen zurück. Das Magnetfeld im Kern ist nach der „Rechte Hand Regel“ gegenläufig und hebt sich im Idealfall auf. Gleichtaktströme verursachen im Kern ein Magnetfeld und nach der Lenz'schen Regel ein Gegenfeld, dass den Gleichtaktanteil schwächt bzw. unterbindet.

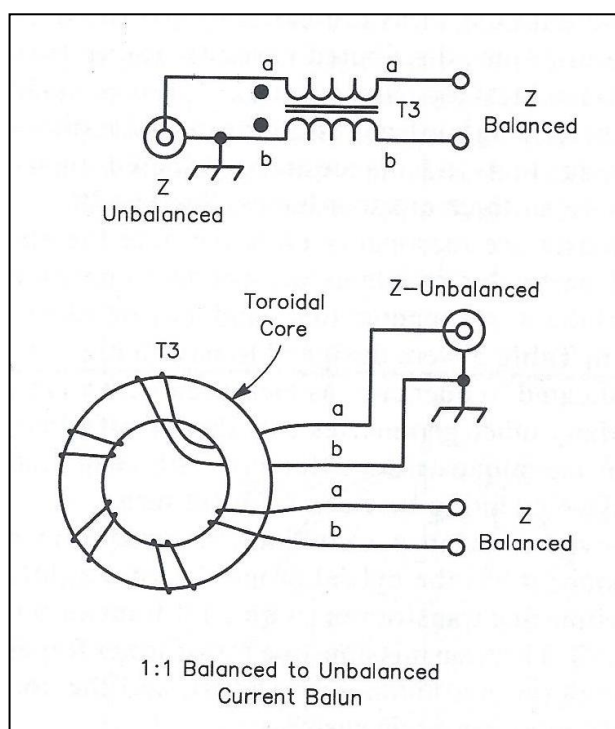


Bild 1.1:

Für den symmetrischen Gegentaktbetrieb berechnet sich die komplexe Ausgangsimpedanz mit dem Verlustwiderstand r der Wicklung und der reellen Innenwiderstand des Senders R_o sehr einfach zu

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

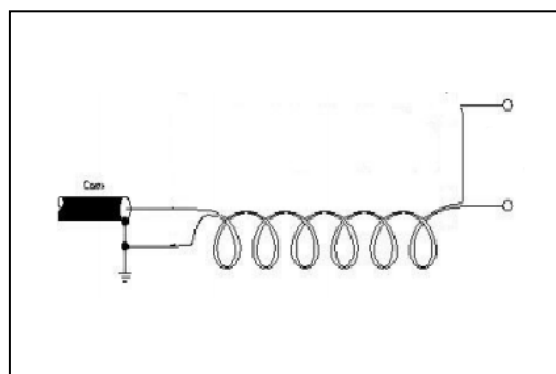


Bild 1.2: Prinzip der Mantelwellensperre, eine bifilare Wicklung als Übergang zwischen dem asymmetrischen Koaxkabel und dem symmetrischen Ausgang. Um den Gleichtaktanteil durch eine möglichst große Impedanz zu sperren wird die bifilare Wicklung auf einem Ferrit-Ringkern mit einem hohen AL-Wert untergebracht.

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.

Es gilt für gleiche Induktivitäten der Wicklung

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

Der Strombalun direkt am Senderausgang:

Gehen wir davon aus, dass der Strombalun direkt am Senderausgang betrieben wird, dann ist die eingangsseitige Impedanz reell, $R_o = 50 \, \Omega$ und wir erhalten mit ein wenig Rechnung die Ausgangsimpedanzen nach Tab. 1.1.

Frequenz MHz	Ausgangs impedanz $L = 10 \, \mu\text{H}$ Ω $k=1$	Verlust Deff dB	Ausgangs impedanz $L = 20 \, \mu\text{H}$ Ω $k=1$	Verlust Deff dB	Ausgangs impedanz $L = 30 \, \mu\text{H}$ Ω $K=1$	Verlust Deff dB	Ausgangs impedanz $L = 50 \, \mu\text{H}$ Ω $K=1$	Verlust Deff dB
1,9	51,19	0,10	52,39	0,20	53,58	0,30	55,97	0,49
3,6	52,26	0,19	54,52	0,38	56,79	0,55	61,31	0,89
7,15	54,49	0,37	58,98	0,72	63,48	1,04	72,46	1,61
14,15	58,89	0,71	67,78	1,32	76,67	1,86	94,45	2,76
21,2	63,32	1,03	76,64	1,85	89,96	2,55	116,60	3,68
29,5	68,54	1,37	87,07	2,41	105,61	3,25	142,68	4,55
50,0	81,42	2,12	112,83	3,53	144,25	4,60	207,08	6,17

Tab.1.1: Ausgangsimpedanz für den Gegentaktbetrieb und die Verluste eines Strombalun direkt am Senderausgang als Funktion der Induktivität der bifilaren Wicklung, $k = 1$, $Q_L = 200$, $R_o = 50 \, \Omega$

D_{eff} ist das logarithmische Verhältnis der Wirkleistung in den Vierpol zur Wirkleistung an der Last und ist unabhängig vom Koppelfaktor k

Wie Tab.1.1 zeigt hat, entgegen der landläufigen Meinung, der Strombalun Verluste, die bei den oberen Bändern nicht zu vernachlässigen sind. Die Verluste können nur reduziert werden durch Erhöhen der Güte Q und Vergrößern von R_o , was ja meist in beiden Fällen meist nicht möglich ist.

Maximale Güten von etwa 600 werden nur bei Luftspulen aus Kupferrohr mit polierter und vergoldeter Oberfläche erreicht. Dabei kommt es vor allem auf die Rautiefe der Oberfläche an. Durch den Skin-Effekt fließt der HF-Strom nur in einem kleinen Kreisring unterhalb der Oberfläche und erhöht den ohmschen Widerstand.

Luftspulen haben Eigenkapazitäten, je cm Spulendurchmesser ca. 1 pF. Eine Luftspule muss immer unterhalb der Eigenresonanz betrieben werden, denn oberhalb der Eigenresonanz ist die Spule nahezu ein Kurzschluss. Eine hohe Güte erreicht eine Spule immer nur weit unterhalb ihrer Eigenresonanzfrequenz. Metall in der Nähe der Spule verringert die Güte enorm, dabei ist es egal ob das Metall Kupfer oder Eisen ist. Bei Spulen mit Ringkernen werden Güten bei 1,9 MHz von etwa maximal 500 erreicht. Auch hier reduziert Metall in der Nähe die Güte beträchtlich, weil für den Gleichtaktbetrieb ein großer Teil der Magnetfelder außerhalb des Ringkerns maßgeblich sind. (Bild 6.1)

Die magnetische Induktion B berechnet sich mit der magnetischen Feldstärke H aus der Beziehung $B = \mu_0 \mu_r H$, wobei B und H Vektoren sind. Der technisch kleinste Wert der relativen Permeabilität μ_r eines Eisenkerns ist μ_0 , d.h. $\mu_r = 1$. Bei den technisch eingesetzten Werkstoffen ist $\mu_r \gg 1$ bis zu 10^4 . In ferromagnetischen Stoffen berechnet sich die Induktion B unter Berücksichtigung der Magnetisierung oder magnetischen Polarisation J zu $B = \mu_0 H + J$. Damit erhält man für die relative Permeabilität

$\mu_r = 1 + J/\mu_0 H$. Bei Sättigung des Eisenkerns ist J = konstant, da das Material keinen zusätzlichen Einfluss mehr bewirkt. Die Induktion B steigt dort mit wachsender Feldstärke nur noch entsprechend $\mu_0 \cdot H$, wie im Vakuum, an. Die Kennlinie für die magnetische Polarisierung $J = f(H)$ verläuft in diesem Bereich horizontal.

a.

Im ungesättigten Eisenkreis gilt $\mu_r \gg 1$. Der magnetische Widerstand $R_m = l / (\mu A)$ ist vernachlässigbar klein, wodurch die Werte des magnetischen Flusses $\Phi = \theta / R_m$, sehr groß werden. θ ist die Durchflutung in der Dimension „Ampere mal Windungen“.

b.

Im gesättigten Eisenkern wird der magnetische Widerstand des Eisenkerns so groß, wie der eines baugleichen Luftkerns. Die Induktivitäten bei gesättigtem Eisenkern sind um das μ_r fache kleiner als bei ungesättigtem Eisenkern. Die Streuinduktivitäten werden durch die Kernsättigung nicht beeinflusst.

Die Mantelwellensperre wird im Bereich des ungesättigten Eisenkreises betrieben, denn Ferrite verlieren ihre Eigenschaften für immer, wenn diese einmal in Sättigung gehen sollten.

2. Praktische Ausführungen und einige Wickeltechniken

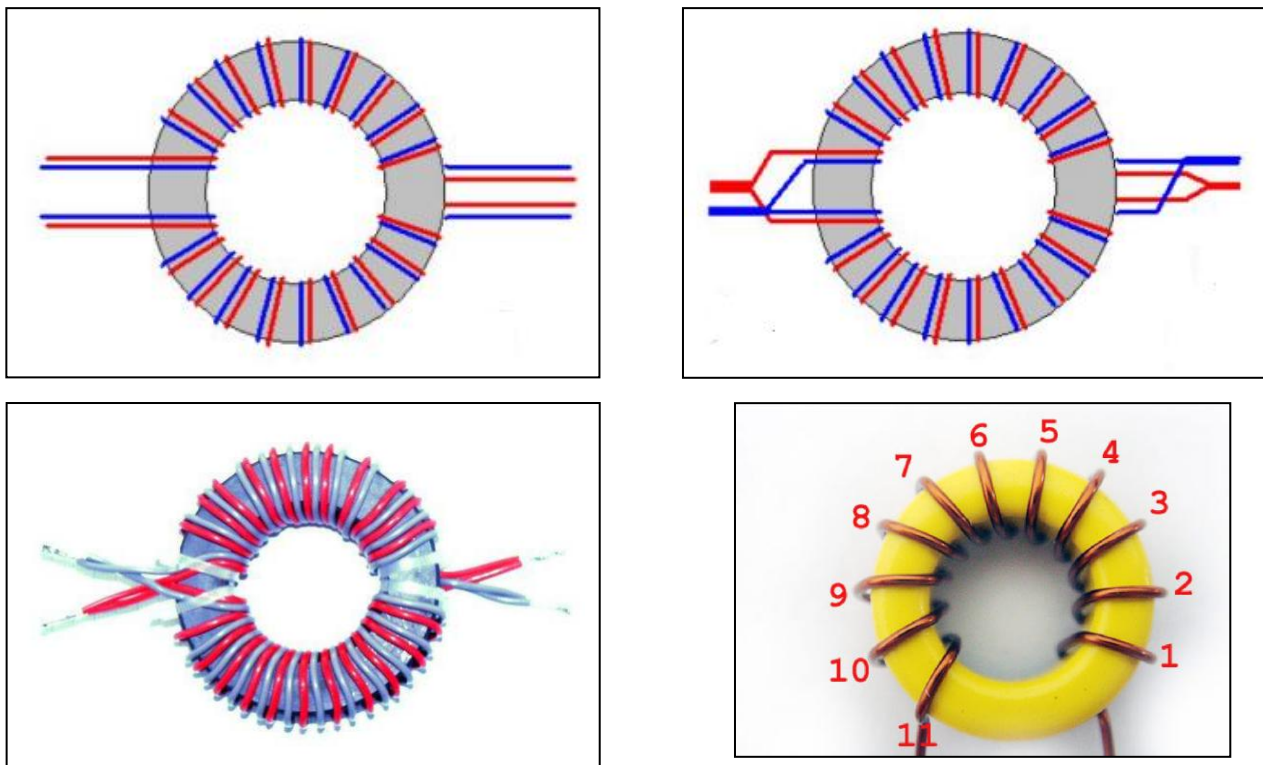


Bild 2.2 rechts Zählweise für die Wicklungen: Man zählt wie oft der Draht **durch** den Ringkern läuft.

Betrachtet man die Wickeltechnik nach Bild 2.2, links, dann sind die beiden Wicklungen parallel geschaltet, d.h. die Induktivität reduziert sich auf die Hälfte und damit auch der Wirkwiderstand. Angenommen es wird ein Kern FT 140 – 77 verwendet, dann ergibt sich bei 12 Windungen eine Induktivität von $L = 324 \mu\text{H}/2 = 162 \mu\text{H}$ und bei einer Güte von $Q = 300$, bei Anwendung direkt am Senderausgang, ein erheblicher Verlust nach Tab. 2.1 und bei Anwendung direkt an der Hühnerleiter ein Verlust nach Tab. 2.2.

Frequenz MHz	Ausgangs impedanz $L = 162 \mu\text{H}$ Ω $K = 1$	Verlust Deff $Q = 300$ dB	Bemerkung
1,9	62,89	1,00	
3,6	74,43	1,73	unbrauchbar
7,15	98,52	2,95	unbrauchbar
14,15	146,02	4,65	unbrauchbar
21,2	193,86	5,89	unbrauchbar
29,5	250,18	6,99	unbrauchbar
50	389,29	8,91	unbrauchbar

Tab.2.1: FT 140 – 77, 12 Windungen ergibt eine Induktivität von $L = 324 \mu\text{H}/2 = 162 \mu\text{H}$ und bei einer Güte von $Q = 300$. Bei Anwendung direkt am Senderausgang ein erheblicher Verlust

Frequenz MHz	Verlust Balun D_{eff} $Q = 300$ dB	Verlust der LC- Schaltung dB	Gesamt Verluste dB	Bemerkung
1,9	0,104	0,20	0,304	
3,6	0,232	0,53	0,762	
7,15	0,037	0,55	0,587	
14,15	0,649	0,24	0,889	
21,2	2,053	0,13	2,138	unbrauchbar
29,5	4,502	0,33	4,832	unbrauchbar

Tab.2.2: Verluste der Mantelwellensperre nach Bild 2.2 links an der Hühnerleiter einer Antennenanlage mit Dipol $2 \times 27 \text{ m}$ und 15 m Hühnerleiter, 600Ω . Die Mantelwellensperre ist für die oberen Bänder, wegen der Verluste für den symmetrischen Gegentaktbetrieb unbrauchbar, aus Sicht der Mantelwellen hervorragend. Tab. 3.3.

3. Betrachtungen über die Funktion der Mantelwellensperre für Gleichtaktanteile

Das folgende Bild 3.1 zeigt das Ersatzbild für einen idealen Leitungsübertrager für Gegentaktbetrieb und einem induktiven Widerstand Z_w für den Gleichtaktstrom.

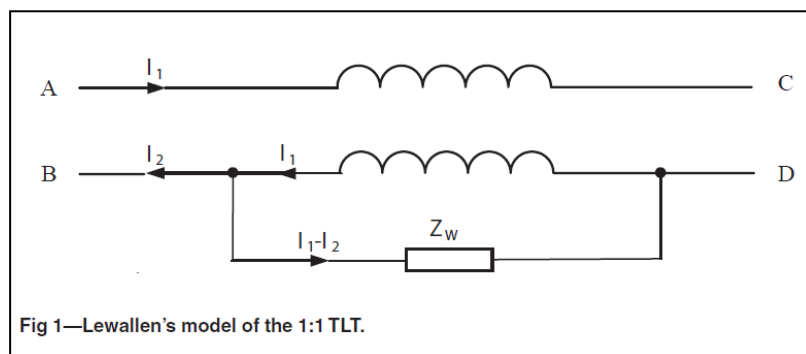


Bild 3.1: Ersatzschaltung nach Lewallen für eine Mantelwellensperre

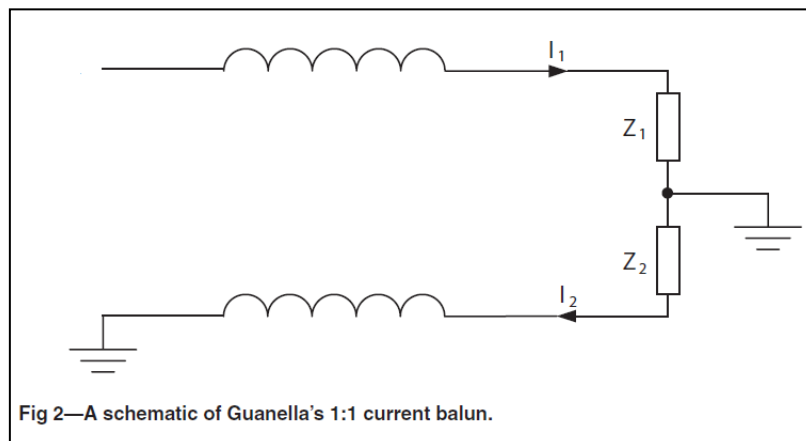


Bild 3.2: zeigt einen 1:1 Strombalun nach R. Guanella. Die Widerstände Z_1 und Z_2 repräsentieren die Last mit $Z_1 = Z_2$.

Andrew Roos, ZS1AN (Süd-Afrika) schreibt in seinem Bericht „Sep/Oct 2005,29 „A Better Antenna-Tuner Balun“:

The junction between Z_1 and Z_2 is grounded to represent the (typically capacitive) coupling of the antenna system to ground. The load is balanced with respect to ground when $Z_1 = Z_2$. The principle limitation of this balun is that it can only maintain balance between the currents flowing into the load, I_1 and I_2 , for relatively low load impedances. The ability to maintain the correct current balance in the load is of course the reason for using a balun in the first place, so the extent to which a balun maintains this balance is the primary measure of its effectiveness. In the case of the 1:1 current balun, Lewallen shows that $I_1 / I_2 = (Z_2 + Z_W) / Z_W$, where Z_W is the “winding impedance” (common-mode impedance) of the balun. We can use this to calculate the measure of imbalance proposed by Witt as:

$$\begin{aligned} \text{IMB} &= 2 | (I_1 - I_2) / (I_1 + I_2) | \\ &= 2 | (I_1 - I_1 (Z_2 + Z_W) / Z_W) / (I_1 + I_1 (Z_2 + Z_W) / Z_W) | \\ &= 2 | Z_2 | / | (Z_2 + 2 Z_W) | \end{aligned}$$

(Note that $|X|$ means the magnitude of complex variable X .) If IMB is small, then $|Z_W| \gg Z_2$. So as a good approximation, $\text{IMB} = |Z_2| / |Z_W|$. Although Witt does not suggest an acceptable maximum figure for IMB, 0.1 seems a reasonable value since this means that the magnitude of the common-mode (unbalanced) current flowing in the antenna is one-tenth the magnitude of the differential-mode (balanced) current. To prevent IMB from exceeding 0.1 we require that $|Z_2| \leq 0.1 |Z_W|$. This limits the usefulness of the current balun. Charles Rauch⁴ measured the common-mode impedance of several commercially manufactured current baluns using a network analyzer and found that most had a common-mode impedance of less than 1 k Ω at 15 MHz, giving a maximum acceptable value of $|Z_2|$ of less than 100 Ω . For balanced loads, this means that the baluns tested by Rauch would be effective only for load impedances under 200 Ω .

Frequenz MHz	Impedanz der Wicklung bei 30 μH Ω	Impedanz der Wicklung bei 50 μH Ω	Impedanz der Wicklung bei 100 μH Ω	Impedanz der Wicklung bei 150 μH Ω	Impedanz der Wicklung bei 200 μH Ω
1,9	358,142	596,903	1193,805	1790,708	2387,610
3,6	678,584	1130,973	2261,947	3392,920	4523,893
7,15	1347,743	2246,239	4492,477	6738,716	8984,955
14,15	2667,212	4445,354	8890,707	13336,061	17781,414
21,2	3996,106	6660,176	13320,353	19980,529	26640,706
29,5	5560,619	9267,698	18535,397	27803,095	37070,793

Tab.3.3: Induktiver Widerstand der Wicklung ωL als Funktion der Wicklungsinduktivität L

4. Berechnung der Verluste in der Mantelwellensperre direkt am Eingang der Hühnerleiter

Für den symmetrischen Gegentaktbetrieb berechnet sich die komplexe Eingangsimpedanz mit dem Verlustwiderstand r der Wicklung und der komplexen Lastimpedanz $Z_2 = R_2 \pm j X_2$ sehr einfach zu

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

mit dem Realteil

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

und dem Imaginärteil

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

Bei $k = 1$ ist $(2\omega L - 2\omega M) = 0$, d.h. der Imaginärteil der Abschlussimpedanz 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 der Strombalun direkt an der Hühnerleiter betrieben wird, sind die Last-Impedanzen beliebig komplex und das zwischen Sender und Mantelwellensperre liegende Anpassnetzwerk muss die Transformation auf die Systemimpedanz (meist 50Ω) übernehmen.

Um einen Vergleich der Verluste zu haben, berechnen wir eine Antennenanlage mit Dipol $2 \times 27 \text{ m}$ und einer Hühnerleiter der Länge $l = 15 \text{ m}$, 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. 4.1 Eingangsimpedanz am Eingang der Hühnerleiter einer Antenne $2 \times 27 \text{ m}$ und einer Hühnerleiter der Länge $l = 15 \text{ m}$, Wellenwiderstand $Z_0 = 600 \Omega$

Frequenz MHz	Eingangs impedanzen $L = 30 \mu\text{H}$ Ω	Verlust dB	Eingangs impedanzen $L = 50 \mu\text{H}$ Ω	Verlust dB	Eingangs impedanzen $L = 100 \mu\text{H}$ Ω	Verlust dB
1,9	$537,16 + j 752$	0,12	$541,94 + j 752$	0,19	$553,88 + j 752$	0,38
3,6	$452,79 - j 1622$	0,13	$457,31 - j 1622$	0,22	$468,62 - j 1622$	0,43
7,15	$5663,48 - j 302$	0,02	$5672,46 - j 302$	0,03	$5694,92 - j 302$	0,07
14,15	$622,67 - j 796$	0,38	$640,45 - j 796$	0,62	$684,91 - j 796$	1,21
21,2	$322,96 - j 586$	1,15	$349,60 - j 586$	1,84	$416,20 - j 586$	3,35
29,5	$165,61 - j 37$	3,55	$202,68 - j 37$	5,31	$295,35 - j 37$	8,58

Tab.4.2: Eingangsimpedanzen und Verluste eines Strombalun direkt am Eingang der Hühnerleiter an einer Antenne $2 \times 27 \text{ m}$ mit einer Hühnerleiter der Länge $l = 15 \text{ m}$, $Z_0 = 600 \Omega$. Impedanzen der Hühnerleiter nach Tab. 4.1., $k = 1$, $Q = 100$

Wie man Tab.4.2 unschwer entnehmen kann, muss der Strombalun am Eingang der Hühnerleiter angeordnet werden und nicht direkt am Senderausgang. Weiterhin ist ersichtlich, dass die Induktivität der Wicklung als obere Grenze etwa $L = 30 \mu\text{H}$ nicht überschreiten sollte, will man die Verluste für den symmetrischen Gegentaktbetrieb bei den oberen Bändern gering halten. Zu diesen Verlusten addieren sich die Verluste aus dem Gleichtaktbetrieb, die insgesamt vom Generator aufgebracht werden müssen.

Ergänzend berechnen wir nun die Transformation mit einer einfachen LC-Schaltung auf die Systemimpedanz. Mit den Impedanzen aus Tab. 2.2 Spalte 2 für $L = 30 \mu\text{H}$ berechnen wir die passende LC-TP Schaltung um die Gesamtverluste der Antennenanlage zu ermitteln. Nicht enthalten sind die Verluste durch Unterdrückung der Gleichtaktströme.

Frequenz MHz	Eingangs Impedanz Mantelwellensperre Gegentaktbetrieb $L = 30 \mu\text{H}$ Ω	Verluste Mantelwellen- sperre dB	L μH	C pF	Verlust der LC- Schaltung dB	Gesamtverluste Mantelwellensperre zzzgl. LC-Anpassnetzwerk dB
1,9	$537,16 + j 752$	0,12	22	377	0,30	0,42
3,6	$452,79 - j 1622$	0,13	23	58	0,55	0,68
7,15	$5663,48 - j 302$	0,02	11	44	0,55	0,57
14,15	$622 - j 796$	0,38	3	31	0,28	0,66
21,2	$323 - j 586$	1,15	1,9	19	0,25	1,40
29,5	$165 - j 37$	3,55	0,42	43	0,08	3,63

Tab.4.3: Gesamtverluste und Daten eines LC- Anpassnetzwerkes $Q_L = 100$, $Q_C = 500$ mit Transformation auf die Systemimpedanz 50Ω

Bei der Anordnung der Mantelwellensperre zwischen asymmetrischen Anpassnetzwerk und der symmetrischen Zweidrahtleitung ist der symmetrische Gegentaktbetrieb der angestrebte und gewünschte Betriebszustand. Durch Asymmetrien der Ansteuerung, der Antenne oder der Zuleitung entstehen Gleichtaktanteile. Unter der Voraussetzung, dass die Doppelleitung symmetrisch über der Erde aufgebaut ist, ist das Ersatzbild ein Pi-Glied mit den Erdkapazitäten C_{10} und C_{20} sowie der Koppel-Kapazität zwischen den beiden Leitern C_{12} .

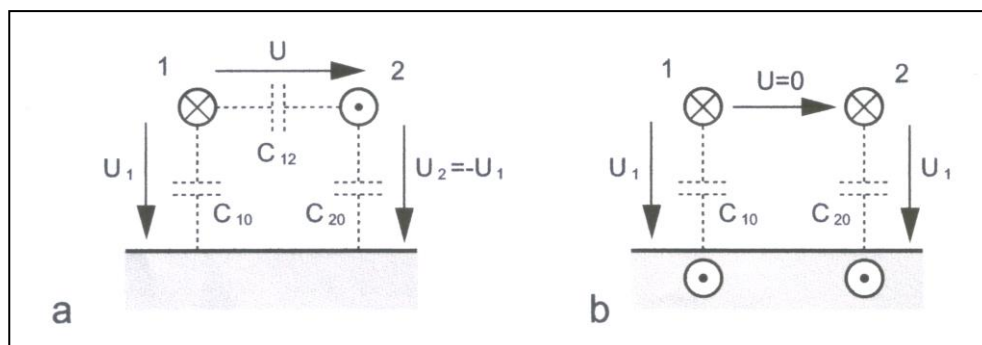


Bild 4.1: zeigt das vereinfachte Ersatzbild einer symmetrischen Leitung über leitender Erde. Darstellung a gilt für den Gegentakt-, Darstellung b für den Gleichtaktbetrieb

Bei Gegentaktbetrieb erfolgt die Anregung gegenphasig ($\underline{U}_1 = -\underline{U}_2$) und der Leiter 2 führt den Rückstrom von Leiter 1. Dieser Betrieb stellt sich dann ein, wenn eine symmetrische Ansteuerung durch den Generator erfolgt, die Symmetrie nicht durch die Lastimpedanz gestört wird und die Doppelleitung über Erde symmetrisch geführt wird. Sind diese Bedingungen verletzt, ergibt sich eine Mischform von Gleich- und Gegentaktmodus verbunden mit entsprechenden Verlusten.

Bei Gleichtaktbetrieb erfolgt die Ansteuerung der beiden Leiter gleichphasig und der Rückstrom erfolgt über die Erde. Die Spannungen \underline{U}_1 und \underline{U}_2 sind gleich. Die Ströme haben die eingezeichnete Richtung.

Der Wellenwiderstand für den Gegentaktbetrieb (symmetrischer Betriebszustand) ist

$$Z_{\text{sym}} = 1 / [v (C_{12} + C_{10}/2)] \quad (\text{Gl.4.1})$$

mit v als Lichtgeschwindigkeit $v = 3 \cdot 10^{10}$ cm/s und C_{ij} als der Kapazitätsbelag.

Der Wellenwiderstand für den Gleichtaktbetrieb der Leitung ist für $f \geq 10$ kHz

$$Z_{\text{uns}} = 1 / [v (C_{10} + C_{20})] \quad (\text{Gl.4.2})$$

Die Wellenwiderstände für Gegentakt- und Gleichtaktbetrieb sind unterschiedlich.

Um die Größenordnung der auftretenden Kapazitäten abschätzen zu können, seien zwei berechnete Beispiele genannt. Ein horizontaler Draht der Länge $L = 30$ m und der Höhe $H = 15$ m mit einem Drahtdurchmesser $d = 3$ mm hat eine Kapazität gegen Erde von $C = 177$ pF. Eine Freileitung der Länge $L = 1$ km in einer Höhe von $H = 10$ m mit dem Drahtdurchmesser $d = 5$ mm hat eine Kapazität $C = 6,2$ nF!

Vom Generator aus gesehen ist nach (Gl.4.2) C_{12} parallel zur Serienschaltung der beiden Kapazitäten $C_{10} = C_{20}$ und es gilt daher die Gesamtkapazität $C_{\text{ges}} = C_{12} + C_{10}/2$.

Ist Leiter 1 z.B. eine benachbarte Hochspannungsleitung und der Leiter 2 unsere Antenne, dann wird durch die Teilkapazität eine Spannung auf unsere Antenne induziert. Wertet man die (Gl.4.2) aus, wird beispielsweise in einem Abstand von 20 m zu einer 50 kV Leitung eine gefährlich hohe Leerlauf-Spannung von $\underline{U} \approx 1300$ V in unsere Antennenanlage induziert!

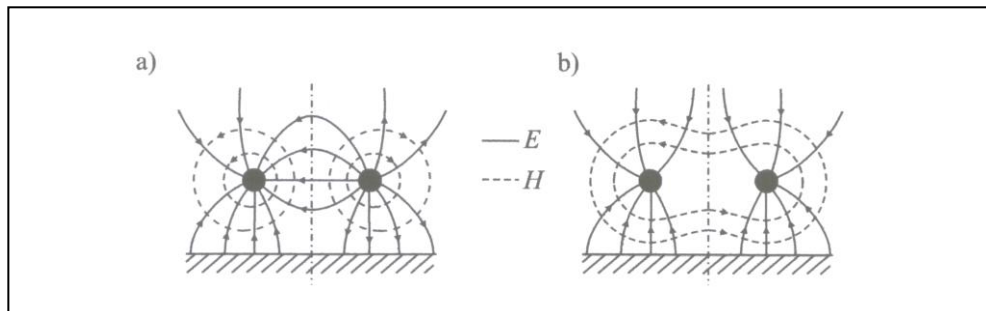


Bild 4.2: Feldbild einer Zweidrahtleitung über leitender Erde für den Gegentakt- a und Gleichtaktbetrieb b

Bild 4.2 zeigt in der Darstellung a) das Feldbild für den Gegentakt und in der Darstellung b) das Feldbild für den Gleichtaktbetrieb. Der Symmetrie der beiden Feldbilder wegen kann an der gestrichelten Linie eine Spiegelungsebene gedacht werden. Das Feld ist symmetrisch zu dieser gedachten Fläche. Für den Gegentaktbetrieb kann mittels der „Rechte-Hand-Regel“ leicht nachvollzogen werden, dass sich die magnetischen Feldlinien in der Mitte zwischen den Leitern addieren. Für den Gleichtaktbetrieb hebt sich die magnetische Feldstärke H in der Symmetrieebene auf.

Wird am unteren Eingang der Antennenzuleitung eine Mantelwellensperre eingesetzt und ist dessen sekundäres Klemmenpaar nicht durch hochohmige Widerstände in der Mitte geerdet, bildet sich hier ein virtueller Mittelpunkt. Gleichtaktanteile heben sich auf. Sie induzieren durch den gegensinnigen Wickelsinn in der primären Wicklung im Idealfall keine Spannungen und Ströme. Wird der Mittelpunkt mechanisch mit Erde verbunden, spricht man von Zwangs-Symmetrierung. Bei asymmetrischem Betrieb fließen in dieser Masse-Leitung Ausgleichsströme, die nur bei symmetrischem Betriebszustand Null werden. Misst man den HF-Strom durch Stromwandler einmal in der Hin- und dann in der Rückleitung an der gleichen Stelle, ist dem Betrage nach die halbe Differenz der Gleichtaktanteil.

Beispiel 4.1

Die Strommessung mit einem Wandler auf einer 600 Ω Leitung ergab folgendes Bild: Strom im Hinleiter $I = 8$ A, Strom im Rückleiter $I = 6$ A. Die halbe Differenz ist 1 A. Der Gleichtaktanteil ist also $I_g = 1$ A (siehe Bild 4.3). Der tatsächliche Betriebszustand ist die Überlagerung eines Gegentakt- und Gleichtaktanteils. Nur der Gegentaktanteil führt in der Antennenimpedanz zu einem Strom und damit zu einer Abstrahlung. Der Gleichtaktstrom erwärmt die Leitung und fließt als Verschiebungsstrom über die Erde oder auf der Außenhaut eines Koaxkabel zum Sender zurück. (Hochfrequenz auf der Gehäuse Oberfläche mit Verbrennungen beim Berühren dieser Gehäuseteile). Die Gesamtleistung muss natürlich vom HF-Generator aufgebracht werden.

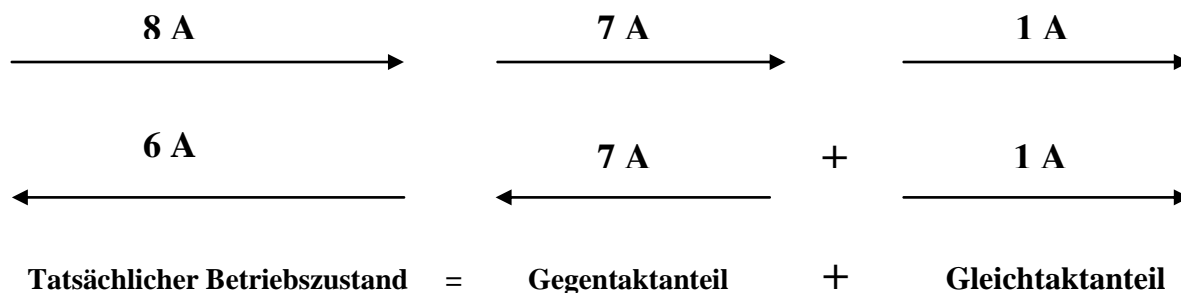


Bild 4.3: Aufteilung in Gleichtakt- und Gegentaktanteil auf einer Zweidrahtleitung

Setzt man die Strom-Messwerte von Gegentakt und Gleichtakt ins logarithmische Verhältnis

$$A = 20 \log_{10} (|I_{\text{sym}}| / |I_{\text{uns}}|),$$

erhält man ein Maß für die Gleichtaktunterdrückung.

In unserem Beispiel ist diese

$$G_{\text{ü}} = 20 \log 7 = 16.8 \text{ dB}.$$

Beispiel 4.2

Die Gleichtaktunterdrückung wurde zu 10 dB ermittelt. Daraus berechnet sich das Verhältnis von Gleichtakt- zu Gegentaktstrom

$$|I_{\text{sym}}| / |I_{\text{uns}}| = 3,16$$

und daraus das Leistungsverhältnis als Quadrat des Stromverhältnisses

$$P_{\text{sym}} / P_{\text{uns}} = 10.$$

Bei einer angenommenen Eingangs-Gesamtleistung von 1000 Watt ist der Gleichtaktanteil

$$P_{\text{uns}} = 90,90 \text{ Watt und der Gegentaktanteil } P_{\text{sym}} = 909,10 \text{ Watt}.$$

5. Mantelwellensperren mit und für Koaxkabel

Beim Übergang vom asymmetrischen Koaxkabel auf eine symmetrische Zweidrahtleitung haben wir folgende Situation vor uns:

Im Koaxkabel fließt der HF-Strom von bspw. 6 A im Außenleiter und 6 A im Innenleiter zurück. Auf der symmetrischen Zweidrahtleitung sind bspw. die Ströme durch Asymmetrien ungleich und auf der Rückleitung fließen 8 A. D.h. die Differenz von 2 A muss über Masse auf dem Außenleiter des Koaxkabels gegen Masse abfließen. Man sieht deutlich, dass das Koaxkabel ein „Drei-Leiter-System“ ist. Innenleiter, Außenleiter und Außenleiter mit den Teilkapazitäten gegen Masse.

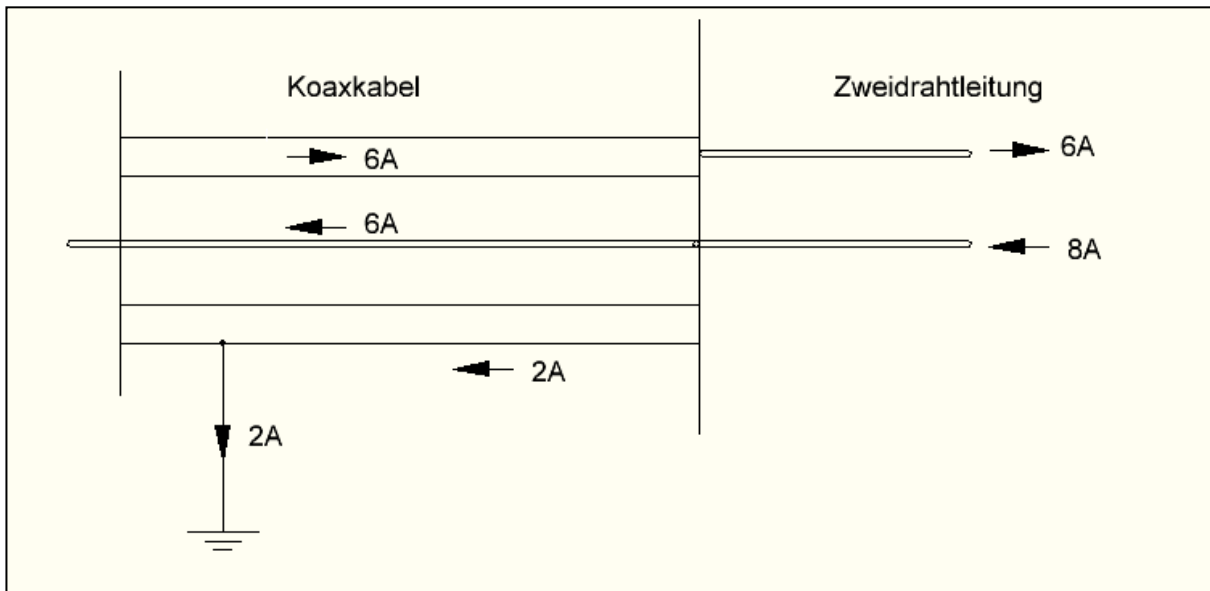


Bild 5.1: Harter Übergang von Koaxkabel auf eine symmetrische Zweidrahtleitung

Je nachdem wo die beste „Masse“ ist fließt der Strom bis zu diesem Massepunkt. Weil sich die Vorgänge der Gleichtaktströme auf der Oberfläche abspielen kann die Station mit HF verseucht werden. Berührt man metallische Teile kann es zu erheblichen Verbrennungen durch die hochfrequenten Ströme kommen. Um die Gleichtaktanteile auf dem Mantel des Koaxkabel zu reduzieren wickelt man das Koaxkabel mehrfach durch einen Ferrit Ringkern derart, dass nach der halben Wicklung das Kabel durch den Kern gesteckt wird, um Ausgang und Eingang möglichst weit voneinander zu entfernen. Aus- und Eingang der Wicklung sollen sich möglichst nicht „sehen“. Das Wickelschema zeigt Bild 5.2 von DF1BT, Ludger. Hier sei auf seinen umfangreichen Beitrag zu diesem Thema /6/ verwiesen. Die Verluste für den symmetrischen Gegentaktbetrieb sind auf diesem kurzen Stück Leitung praktisch vernachlässigbar und liegen bei $D_{\text{eff}} < 0,05 \text{ dB}$. Man sollte sich aber nicht täuschen. 1 m Koax RG 58 kann ohne Weiteres 10 dB Verlust haben.

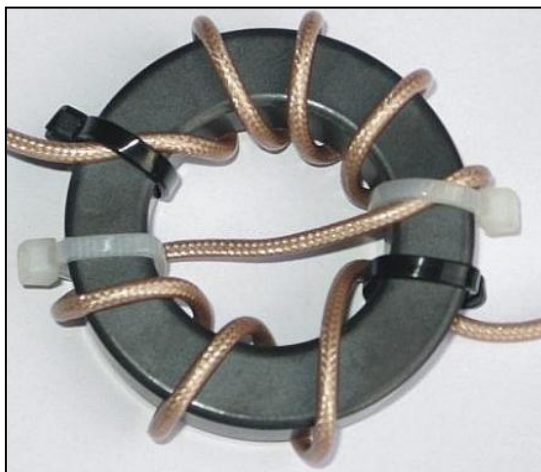


Bild 5.2: Mantelwellensperre mit und für ein Koaxkabel nach DF1BT, Ludger, 2 x 4 Windungen auf Ringkern

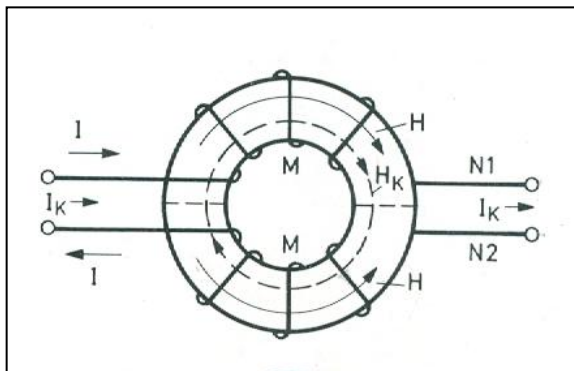
Die Anfangspermeabilität μ_i ist das Verhältnis der Induktion B zu der magnetischen Feldstärke H an einem magnetisch geschlossenen, gleichmäßig bewickelten Ringkern bei sehr schwachen Wechselfeldern. Die Induktivität einer Ringkernspule berechnet sich in guter Näherung zu

$$L \approx \mu_0 \mu_i N^2 A_e / (2\pi r_e) \quad (\text{Gl.5.1})$$

mit A_e als Querschnittsfläche und r_e als mittlerer Radius des Ringkerns. In (Gl.5.1) kann die Fläche rund oder eckig sein.

6. Mantelwellendrosseln oder stromkompensierte Drosseln zur Filterung symmetrischer Ströme bei Netzfrequenzen

Eine Mantelwellensperre wird auch als Glättungsdrossel, bestehend aus einem Ringkern, auf den zwei gleiche Spulenhälften mit der Windungszahl $N_1 = N_2$, gegensinnig gewickelt sind. Der eingeprägte Betriebsstrom I durchfließt die beiden Wicklungen derart, dass die erzeugten Magnetfelder eine gegensinnige Durchflutung haben und sich nahezu aufheben. Der resultierende magnetische Fluss H ist parallel geschaltet und durchsetzt den Kern unter der jeweiligen Spulenhälfte und tritt als Streufluss aus dem Ringkern heraus. Die beiden Magnetflüsse sind



gegenläufig und magnetisieren den Kern nur wenig. Die damit verbundene, kleine Vormagnetisierung bleibt bis zu hohen Betriebsströmen I erhalten. Die obere Grenze des Betriebsstroms I , bei dem eine stromkompensierte Drossel noch wirkungsvoll arbeitet, ist daher im Wesentlichen durch den Streufluss Φ_s außerhalb des Kernes gegeben

Der Betriebsstrom ist identisch mit dem symmetrischen Gegentaktbetrieb auf einer Leitung, in der einen Leitung

Bild 6.1: Mantelwellensperre oder Stromkompensierte Drossel mit Ringkern - Wickelschema

fließt der Strom hin und in der anderen zurück. Die von der Drossel zu dämpfenden unsymmetrischen Störströme I_k fließen entweder nur durch eine Spulenhälfte oder in gleicher Richtung durch beide Spulenhälften. Die resultierenden Magnetfelder und Flüsse addieren sich und bleiben im Wesentlichen innerhalb des Kernes, dessen Überlagerungspermeabilität zu einer hohen Induktivität führt und eine große Dämpfung der Gleichtakt-Störströme bewirkt.

Die Induktivität für den Betriebsstrom I ist

$$L_o = \mu_o \mu_i N^2 A / l_m \quad (\text{Gl.6.1})$$

mit μ_i als Anfangspermeabilität und l_m als magnetisch wirksame Weglänge im Ringkern.

Die Induktivität für den gleichphasigen Störstrom I_k ist

$$L = \mu_o \mu_\Delta N^2 A / l_m \quad (\text{Gl.6.2})$$

mit μ_Δ als Überlagerungspermeabilität und N der Windungszahl einer Spulenhälfte. In beiden Gleichungen ist A der magnetisch wirksame Querschnitt des Ringkerns, der nach der Guldinschen Regel berechnet werden kann.

Bilden wir das Verhältnis aus (Gl.6.1 u. Gl.6.2) so ergibt sich sofort

$$L / L_o = \mu_\Delta / \mu_i \quad (\text{Gl.6.3})$$

6.1 Dimensionierung stromkompensierter Drosseln

Aus Abschnitt 6 geht hervor, dass für die Dimensionierung stromkompensierter Drosseln der Fluss außerhalb des Kernes maßgeblich ist. Bild 6.1 zeigt die Flüsse im und außerhalb des Kernes.

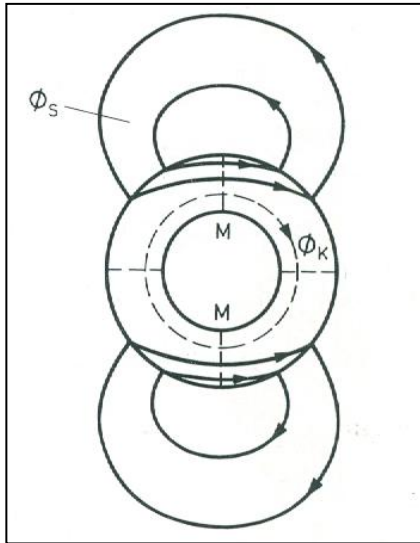
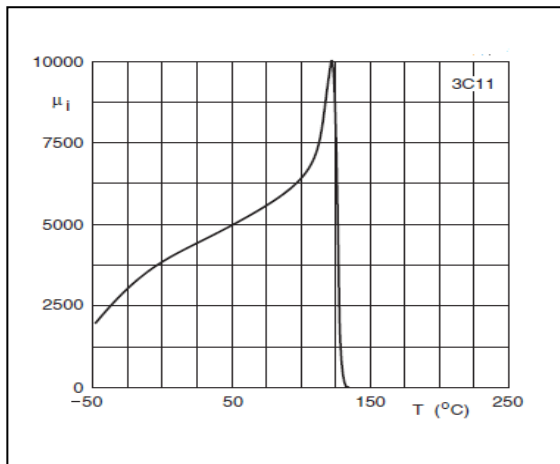


Bild 6.2: Magnetische Flüsse im und außerhalb eines Ringkernes einer Mantelwellensperre (stromkompensierten Drossel)

Bekannt sind nur Abhängigkeiten zwischen Fluss im Kern und Betriebsstrom, sowie Fluss und der Überlagerungspermeabilität als Funktion der Feldstärke der Vormagnetisierung - aber im Ringkern.



Der äußere Fluss durch den Betriebsstrom I stellt einen offenen Magnetkreis dar, der durch den Luftraum verläuft. Man kann allerdings die Abhängigkeit zwischen Fluss im Kern und der Überlagerungspermeabilität und dem äußeren Fluss und der ÜP umrechnen.

Daraus wird die notwendige Induktivität ermittelt. Je nach Kern erfolgt eine weitere Begrenzung des gewählten Kerns durch die zulässige Temperaturerhöhung durch Hysterese Verluste und die zulässige Verlustleistung der Kupferwicklung, aus der sich der Drahtdurchmesser berechnet. Das typische Verhalten der Permeabilität als Funktion der Temperatur zeigt Bild 4.2

Bild 6.3: Typische Abhängigkeit der Permeabilität von der Temperatur – hier Material Ferrocube 3C11

Für Mantelwellensperren im HF-Bereich verwendet man wegen der höheren Permeabilität Ferrite. DF1BT, Ludger empfiehlt FT 140 – 77 oder Würth 4 W 620 mit einem AL Wert 730.

Für stromkompensierte Drosseln im 50 Hz Bereich sind spezielle ferromagnetische Materialien entwickelt worden, die eine hohe Überlagerungspermeabilität besitzen und z.B. mit FXC 3E1 oder 3C11 bezeichnet werden. Die Daten können dem Internet entnommen werden. Die im Amateurfunk üblichen Ringkerne oder einfache Kerne aus der Schublade sind dafür ungeeignet. Da die Berechnung einer Drossel etwas langwierig und umständlich ist, seien einige berechnete Beispiele für stromkompensierte Drosseln mit Ringkern angegeben. Kupferlackdraht Durchmesser $d = 0,7$ mm, CuL - direkt auf den Kern gewickelt.

6.2. Praktische Ausführung stromkompensierter Drosseln für Betriebsströme bis $I_b = 15\text{ A}$

Mat.	μi	Da, di mm	Höhe h mm	N ₁ , N ₂	Lo mH	P _{cu} W
3E ₁	2700	36.6 22.4	10.6	34	3.30	4
3E ₁	2700	36.6 22.4	15.6	40	6.51	5.5

Tab. 6.1 Praktische Ausführung einer stromkompensierten Drossel, Mantelwellensperre im 50 Hz Bereich

Der Nachbau ist einfach. Zwei mal 34 Windungen auf dem Kernmaterial von Ferrocube gegenseitig wickeln und zwischen Netz und Amateurfunkgerät einbauen. Zu beachten ist, dass stromkompensierten Drosseln zwar einen gewissen Schutz gegen hohe Spikes im Netz darstellen, jedoch keinen absoluten Schutz gegen sehr hohe Transienten mit hohem Energieinhalt, wie z.B. beim Blitzschlag, bieten. Daher bei starken Gewitter die Station vom Netz trennen und nicht nur die Steckerleiste ausschalten.

DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.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.baekerei-heitmann.de/DF1BT/A5_Mantelwellensperren_im_Einsatz_DF1BT.pdf
- /7/ Der Skin Effekt, DL3LH