

Transformatoren bei Hochfrequenz unter der Lupe

Teil 3 Magnetisch gekoppelte Kreise

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

1. Der Verlust im HF – Übertrager hinter einer Anpassschaltung, direkt an der Antennenzuleitung

Jeder reale Übertrager hat ohmsche Verluste in Form der Verlustwiderstände aller beteiligten Induktivitäten.

Allgemein ist der Zusammenhang zwischen dem Reihenverlustwiderstand einer Induktivität und der Güte Q der verwendeten Spule

$$R_v = \omega L * \tan \delta. \quad (Gl 1)$$

Bei kleinem Verlustwinkel δ ist $\tan \delta \approx \delta = 1/Q$ und aus (Gl 1) wird

$$R_v = \omega L / Q. \quad (Gl 2)$$

Der Verlustwiderstand wird umso kleiner, je größer die Güte wird. Bei Luftspulen können Güten von 50 bis etwa 200, bei Ringkernen bis 500 erreicht werden. Voraussetzung ist dabei, dass das Kernmaterial nicht in der Sättigung ist. Einzelspulen erreichen bei optimierter Ausführung ein $Q = 1000 / 2$.

Die Verlustleistung eines ohmschen Widerstandes bei HF-Wechselstrom berechnet sich allgemein zu

$$P_v = |I|^2 * R_v \quad (Gl 3)$$

d.h. je größer der Strom durch einen Widerstand, umso größer wird die Verlustleistung, die in Wärme gewandelt wird.

Die Eingangsimpedanz eines Übertragers unter Berücksichtigung der Verlustwiderstände ist nach Teil 1 (Gl 31)

$$\underline{Z}_e = R_{v1} + j\omega L_1 + (\omega M)^2 / (R_{v2} + j\omega L_2 + \underline{Z}_a) \quad (Gl 4)$$

wobei die Verlustwiderstände R_{v1} und R_{v2} von den Güten der verwendeten Spulen abhängig sind.

Der Eingangsstrom I_1 wird bei gegebener Eingangsspannung \underline{U}_1

$$I_1 = \underline{U}_1 / \underline{Z}_e \quad (Gl 5)$$

und mit (Gl 4)

$$I_1 = \underline{U}_1 / [R_{v1} + j\omega L_1 + (\omega M)^2 / (R_{v2} + j\omega L_2 + \underline{Z}_a)] \quad (Gl 6)$$

Für das Verhältnis der Ströme des Übertragers gilt nach Teil 1 (Gl 21)

$$I_2 = - I_1 j\omega M / (R_{v2} + j\omega L_2 + \underline{Z}_a). \quad (Gl 7)$$

und mit den Abkürzungen

$$\underline{Z}_1 = R_{v1} + j\omega L_1 \text{ und } \underline{Z}_2 = R_{v2} + j\omega L_2 + \underline{Z}_a$$

wird unter Verwendung der (Gl 6) für den Strom

$$I_2 = - \underline{U}_1 j \omega M / [(\underline{Z}_1 * \underline{Z}_2 + (\omega M)^2)]. \quad (Gl 8)$$

Ist der Übertrager mit einer beliebigen komplexen Last $\underline{Z}_a = R_a \pm jX_a$ abgeschlossen, ist die sekundäre Spannung

$$\underline{U}_2 = - \underline{U}_1 j \omega M \underline{Z}_a / [(\underline{Z}_1 * \underline{Z}_2 + (\omega M)^2)]. \quad (Gl 9)$$

Die Wärmeverluste im Primärkreis sind dann

$$P_{v1} = |I_1|^2 R_{v1} \quad (Gl 10)$$

und die Verluste im Sekundärkreis

$$P_{v2} = |I_2|^2 R_{v2}. \quad (Gl 11)$$

Die sekundäre Wirkleistung ist damit

$$P_2 = P_1 - |I_1|^2 R_{v1} - |I_2|^2 R_{v2}. \quad (Gl 12)$$

Der Wirkungsgrad des Übertragers kann aus dem Verhältnis

$$\eta = P_2 / P_1$$

berechnet werden.

Beispiel 1.1

Wir messen direkt in die Hühnerleiter bei der Frequenz $f = 3.6$ MHz eine Impedanz $\underline{Z}_a = (450 + j 750) \Omega$. Die Messung in den Eingang des verwendeten Balun ergab eine Impedanz $\underline{Z}_e = (130 + j 340) \Omega$.

Der uns unbekanntes Übertrager hat primär und sekundär bei einem Drahtdurchmesser $d = 1,5$ mm eine Drahtlänge von rund $l_{ges} = 210$ cm und daher einen ohmschen Widerstand bei Gleichstrom $R = (l / \kappa A)$ ($\kappa = 57 \text{ Sm/mm}^2$) von $R = 0.020848 \Omega$. Bei Kupfer erhöht sich dieser Widerstand durch Skin-Effekt auf rund $R' = 0.72 \Omega$.

Dem Balun ist eine unsymmetrische LC-Anpassschaltung vorgeschaltet. Bei exakt $S = 1$ am Eingang messen wir als Eingangsleistung in die Anpassschaltung $P_{in} = 500$ W.

Mit einem Effektivvoltmeter messen wir an den Eingangsklemmen des Balun eine Spannung von $U_e = 650$ V und an den Ausgangsklemmen $U_a = 834$ V. Der Betrag des Stromes in den Eingang des Balun berechnet sich daraus zu $I_e = 650 \text{ V} / 364 \Omega = 1.78$ A.

Die Wirkleistung am Eingang des Balun wird $P_{in} = I_e^2 * 130 \Omega = (1.785 \text{ A})^2 = 414$ W. Der Verlust in der LC-Anpassschaltung berechnet sich aus der Differenz zur Eingangsleistung und ist in diesem Fall $\Delta P_{LC} = 85.47$, entsprechend $T_L = 0.75$ dB.

Der Verlust im primären Verlustwiderstand des Übertragers wird mit dem Eingangsstrom $P_{V1} = I_e^2 * 0.72 \Omega = (1.785 \text{ A})^2 * 0.72 \Omega = 2.3 \text{ W}$.

Am Ausgang des Balun wurde eine Spannung $U_a = 834 \text{ V}$ gemessen, d.h. der sekundäre Strom in die Lastimpedanz ist $I_a = 834 \text{ V} / 874.64 \Omega = 0.9535 \text{ A}$ und daraus die in die Zweidrahtleitung eingespeiste Wirkleistung $P_2 = I_a^2 * 450 \Omega = 409.15 \text{ W}$.

Der Gesamtverlust der Übertragers ist $\Delta P_{\text{ü}} = (414 - 409.15) \text{ W} = 4.85 \text{ W}$, d.h. der sekundäre Verlust im Übertrager ist $P_{V2} = (4.85 - 2.3) \text{ W} = 2.55 \text{ W}$.

Der Wirkungsgrad des Übertragers berechnet sich mit obigen Zahlenwerten $\eta = 409.15 / 414 = 0.988$ oder 98.82 % und zeugt von einer guten Dimensionierung.

Wir haben durch einfache Messungen die Gesamtverlust-Situation einer Anpassschaltung nebst nachfolgendem Balun bestimmt. Ist der Verlust des Balun oder Übertragers ohne Bedeutung, reicht die Messung der eingespeisten Leistung, der Antennenimpedanz und die über der Antennenimpedanz im Betrieb vorhandenen Spannung zur Bestimmung der Verluste aus.

Beim Zusammenspiel eines Übertragers/Balun mit einer vor dem Übertrager liegenden Anpassschaltung ist das Verlustverhalten des Anpassnetzwerkes von deren Lastimpedanz abhängig /2/. Impedanzen um etwa max. $Z = (500 + j 500) \Omega$ führen noch nicht zu merklichen Verlusten. Hier sei auf die Tabellen in /2/ verwiesen. Hier sei nochmals bemerkt, dass induktive Lasten zu weniger Verlusten führen, da verlustarme Kapazitäten zur Kompensation notwendig werden.

2. Der Verlust im HF – Übertrager vor einer Anpassschaltung - direkt hinter dem Sender

Wird der Balun an den Eingang verlegt, ändern sich die Verhältnisse grundlegend. Besonders die untere Grenzfrequenz wird /3/ durch den niederohmigen Quellwiderstand nach unten verlagert. Aus einer einfachen Überlegung wird aber ersichtlich, dass dieser Vorteil durch größere Verluste erkauft wird, weil die Ströme größer werden und die Verluste quadratisch mit den Strömen steigen.

Gehen wir bspw. davon aus, dass ein 500 W Sender einen Innenwiderstand von 50Ω hat, dann ist der Balun/Übertrager eingangsseitig mit 50Ω abgeschlossen. Wird mit dem nachfolgenden Anpassnetzwerk auf $S = 1$ abgestimmt, dann ist der Eingangsstrom $I_e = \sqrt{P / 50 \Omega} = \sqrt{500 \text{ W} / 50 \Omega} = 3.16 \text{ A}$. Unter der Voraussetzung gleicher Wicklungs-Widerstände wie in Beispiel 1.1 berechnet sich jetzt der Verlust in der primären Wicklung des Übertragers zu $P_{V1} = (3.16 \text{ A})^2 * 0.72 \Omega = 7.2 \text{ W}$.

Wichtig ist ein hoher Wirkungsgrad, der sich aus den wirksamen Verlustwiderständen der beteiligten Induktivitäten und der Gegeninduktivität M berechnet. Je höher der Wirkungsgrad, umso weniger Leistung wird in diesem Bauteil in Wärme umgesetzt.

Die dem Primärkreis zugeführte Leistung ist mit den Beträgen für U, I

$$P_e = U_1 * I_1 \cos \varphi \quad (\text{Gl } 13)$$

oder auch mit dem Betrag der komplexen Impedanz

$$P_e = I_1^2 * |Z_1| \cos \varphi = U_1^2 \cos \varphi / |Z_1| \quad (\text{Gl } 14)$$

und die im Sekundärkreis in Wärme umgesetzte Leistung

$$P_{V2} = |I_2|^2 * R_{V2} . \quad (\text{Gl } 15)$$

Es gilt also für die abgegebene Leistung

$$P_2 = P_e - P_{V1} - P_{V2} = U_1 * I_1 \cos \varphi - P_{V1} - P_{V2} \quad (\text{Gl } 16)$$

und der Wirkungsgrad wird

$$\eta = P_2 / P_1 = (P_e - P_{V1} - P_{V2}) / P_1 \quad (\text{Gl } 17)$$

und im Fall der Resonanzabstimmung nach /1/

$$\eta = (\omega M)^2 / [R_{V1} * R_{V2} + (\omega M)^2] . \quad (\text{Gl } 18)$$

Ist der Übertrager/Balun eingangsseitig mit dem Quellwiderstand des Generators R_i abgeschlossen, wird mit den gewählten Zählrichtungen der Ströme und Spannung nach Teil bei gleichsinniger Wicklung entsprechend (Gl 23) Teil 1 die Impedanz am Ausgang des Übertragers

$$-(U_2/I_2) = R_{V2} + j \omega L_2 + (\omega M)^2 / (R_i + R_{V1} + j \omega L_1) \quad (\text{Gl } 19)$$

erhalten.

Für das Verhältnis der Ströme entsprechend (Gl 21) Teil 1 gilt

$$I_1 = -I_2 j \omega M / (R_i + R_{V2} + j \omega L_2) . \quad (\text{Gl } 20)$$

Wie aus obigen Beispielen ersichtlich, kann in (Gl 19) bei der Berechnung der ausgangsseitigen Impedanz der primärseitige Verlustwiderstand gegenüber $R_i = 50 \Omega$ und R_{V2} gegenüber dem Realteil der Lastimpedanz vernachlässigt werden.

Beispiel 2.1

Mit den Werten aus Beispiel 6.1 Teil 2 berechnen wir den Balun vor einer Anpassschaltung.

Der Übertrager sei eingangsseitig mit 50Ω abgeschlossen. Die Ausgangsimpedanz berechnet sich bei Vernachlässigung der Verlustwiderstände nach (Gl 18) - $(U_2 / I_2) = j\omega L_2 + (\omega M)^2 / (R_i + j\omega L_1) = j 100 \Omega + (100 \Omega)^2 / (50 \Omega + j 100 \Omega) = (40 + j 20) \Omega$.

Bei der primär- und sekundärseitigen Induktivität von $L = 4.4 \mu\text{H}$ ergibt sich bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ ein induktiver Blindwiderstand $X_L = 100 \Omega$ und bei einer Güte von $Q = 50$ nach (Gl 2) ein Verlustwiderstand von $R_v = 2 \Omega$.

Bei einer verfügbaren Leistung von $P_e = 500 \text{ W}$ berechnet sich der Strom - wie oben - $I_e = 3.16 \text{ A}$ und damit der Verlust zu $P_{v1} = 20 \text{ W}$.

Aus (Gl 20) berechnet sich das Betragsverhältnis der Ströme zu $I_1/I_2 = |j 100 \Omega / (50 + j100) \Omega| = 0.8944$. Der Strom I_2 wird somit $I_2 = I_1 / 0.8944 = 3.16 \text{ A} / 0.8944 = 3.53 \text{ A}$ und der Verlust im sekundären Verlustwiderstand $P_{v2} = (3.53 \text{ A})^2 2 \Omega = 24.96 \text{ W}$.

Der Gesamtverlust des Übertragers ist die Summe der Verluste, also $P_{vges} = (21.96 + 20) \text{ W} = 44.96 \text{ W}$ und viel zu hoch.

Das hinter dem Übertrager liegende Anpassnetzwerk muss jetzt die Impedanz $Z = (40 + j 20)$ auf die Impedanz der Zweidrahtleitung $Z_e = (450 + j 750) \Omega$ transformieren. Angenommen wird verwendet eine einfache, verlustarme, unsymmetrische LC-Anordnung, dann berechnen sich die Verluste mit $Q_L = 50$ und $Q_c = 500$ zu $T_L = 0.35 \text{ dB}$, entsprechend $\Delta P = 38 \text{ W}$, ein tragbarer Verlust.

Ein Gesamtverlust inkl. der Zuleitung zur Antenne von etwa 1 dB (gleich 20%) sollte das Ziel jeder Amateuranwendung sein.

Beispiel 2.2

Wir berechnen abschließend noch einen 1: 4 Übertrager vor einem Anpassnetzwerk, also direkt auf der 50Ω Seite und verwenden die Dimensionierungsregel aus Teil 2. Danach muss die primäre Induktivität mindestens den doppelten Wert des Quellwiderstandes haben und ist bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ dann $L_1 = 4.4 \mu\text{H}$.

Bei einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 4 hat die Sekundärwicklung die doppelte Windungszahl und die vierfache Induktivität, also $L_2 = 17.6 \mu\text{H}$.

Der primäre Verlustwiderstand ist bei $Q_L = 50$ - wie oben - $R_{v1} = 2 \Omega$ und der sekundäre entsprechend $R_{v2} = 8 \Omega$.

Bei einer verfügbaren Leistung $P_v = 500 \text{ W}$ und Resonanzabstimmung fließt ein Eingangsstrom $I_e = 3.16 \text{ A}$ und die Verlustleistung im Primärkreis wird $P_{v1} = 20 \text{ W}$. Der Übertrager muss also $P = 480 \text{ W}$ übertragen. Nehmen wir einen Koppelfaktor $k = 1$, dann berechnet sich die Ausgangsimpedanz zu

$Z_2 = (200 + j 800) \Omega$, die als Ersatzimpedanz eines neuen Generators gedeutet werden kann. Der Strom berechnet sich aus der Leistung von $P = 480 \text{ W}$ zu $I_2 = \sqrt{480 \text{ W} / 200 \Omega} = 1.549 \text{ A}$. Der Verlust im Sekundärkreis des 1 : 4 Übertragers ist daher $P_{v2} = (1.549 \text{ A})^2 8 \Omega = 19.2 \text{ W}$.

Bei konjugiert komplexer Abstimmung (Resonanz) des Anpassnetzwerkes fließen in den Eingang $I_e = 1.549 \text{ A}$.

Das Netzwerk transformiert wieder auf die Impedanz der Zweidrahtleitung $Z = (450 + j 750)$ und das mit einem Verlust von $T_L = 0.16 \text{ dB}$ entsprechend rund 17 W .

Nur hier zeigt sich **ein winziger** Vorteil eines Balun am Eingang einer Anpassschaltung. Durch Anhebung des Impedanzpegels der Quelle auf den Impedanzpegel der Lastimpedanz (hier Zweidrahtleitung) verringert sich der Verlust im Anpassnetzwerk. Wären die Impedanzen gleich, könnte man sich das Anpassnetzwerk sparen - leider nur bei einer einzigen Frequenz und daher für die Praxis unbedeutend.

Eine andere Möglichkeit eines 1:4 Balun ist der Phasen-Umkehr-Transformator mit galvanischer Verbindung zwischen Eingang und Ausgang. Dieser wird gerne in Amateurreisen verwendet und ist ausführlich unter /4/ behandelt.

Zusammenfassend kann aus den Beispielen des Teil 3 die klare Aussage gemacht werden, dass der Balun immer an den Ausgang eines Anpassnetzwerkes geschaltet werden sollte, will man die Verluste klein halten.

Weiterhin ist verständlich, dass größere Ströme zu höheren magnetischen Feldstärken und damit zur Reduzierung der übertragbaren Leistung führen (Teil 2), d.h. für einen Ringkern muss ein größerer Querschnitt als erforderlich gewählt werden.

Wird der Übertrager/Balun direkt hinter dem Sender betrieben hat das weitere Nachteile. Die nachfolgende Anpassschaltung liegt HF - mäßig auf hohem Potential und muss isoliert gegen Masse aufgebaut werden.

Ein Übertrager hinter einem Anpassnetzwerk kann sekundär mittig geerdet werden um Überspannungen abzuleiten und einen gewissen Blitzschutz zu gewährleisten.

Es gibt also keinen vernünftigen Grund den Balun/Übertrager an den Eingang eines Anpassnetzwerkes zu placieren.

DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de
www.heide-holst.de



Literatur:

/1/ Die Antenne macht die Musik, DL3LH

/2/ LC-Anpassnetzwerke DL3LH

/3/ Gekoppelte Kreise und Spulen, DL3LH

/4/ Mythos Balun, DL3LH

Dieses Dokument wurde mit Win2PDF, erhaeltlich unter <http://www.win2pdf.com/ch>
Die unregistrierte Version von Win2PDF darf nur zu nicht-kommerziellen Zwecken und zur Evaluation eingesetzt werden.