

# **Transformatoren bei Hochfrequenz**

## **Der Phasen-Umkehr- Transformator**

### **Teil 1**

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

## Vorwort:

Die Grundlagen für gekoppelte Spulen und Kreise im Bereich der Hochfrequenztechnik sind im gleichnamigen Artikel auf ham-on-air behandelt. In Anpassnetzwerken, zum Übergang von unsymmetrisch zu symmetrisch wird, der „Phase-Reversal-Transformer“ eingesetzt, der trotz gleicher Wicklungsinduktivitäten für primär und sekundär eine Impedanztransformation erlaubt.

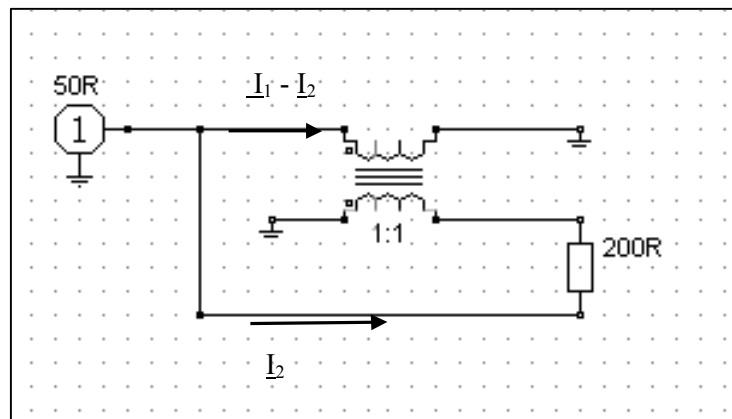
Durch die besondere Beschaltung von primärer und sekundärer Wicklung mit gleichzeitiger magnetischer Kopplung beider Wicklungen erfolgt eine Impedanzwandlung, die pauschal mit 1: 4 angegeben wird. Die Überraschung ist groß, wenn Messtechnik das erwartete Ergebnis nicht bestätigt. Durch die besondere Beschaltung (Bild 1) ist die Lastimpedanz nicht nur magnetisch, sondern auch galvanisch mit der Quellimpedanz verbunden. Daher wird dieses Bauelement auch als Strom-Balun bezeichnet. Balun ist dabei die Abkürzung für Balance to Unbalance –

also der Übergang von einer symmetrischen Anordnung zu einer unsymmetrischen oder umgekehrt.

Eine wichtige Größe bei Transformatoren der Hochfrequenztechnik, bei Abwesenheit magnetischer Materialien, ist der Gegeninduktivitätskoeffizient  $M$ . Dieser beschreibt wie viel magnetischer Fluss einen sekundären Kreis trifft, wenn im primären Kreis ein Strom ein magnetisches Feld aufbaut. Ist der sekundäre Fluss Null, ist auch  $M = 0$ . Da die Richtung des magnetischen Flusses im Verbraucher Zählsystem(VZS) über die „Rechte Hand Regel“ mit dem Strom definiert ist, kann  $M$  auch einen negativen Zahlenwert annehmen.

Der Balun wird in Amateurkreisen oftmals als das „Allheilmittel“ für viele Anpassungs- und Störungsprobleme eingesetzt. Was macht also dieser Phasen-Umkehr-Transformator wirklich und wie funktioniert dieser?

## 1. Grundsätzliche Wirkungsweise des PUT



**Bild 1:** Grundsätzliche Anordnung eines Phasen-Umkehr-Transformators (PUT) mit einem Windungs - verhältnis 1:1

Sinusförmige Vorgänge vorausgesetzt, kann die Wirkungsweise des PUT folgend beschrieben werden: Die hochfrequente Quelle der Frequenz  $f$ , mit dem Innenwiderstand  $R_i$  und der Quellspannung  $U_0$  hat einen hochfrequenten Strom  $I_1$  zur Folge, der sich in zwei Ströme  $I_2$  und  $(I_1 - I_2)$  aufteilt, wobei  $(I_1 - I_2)$  über die Induktivität  $L_1$  gegen Masse fließt. An dieser entsteht eine selbstinduktive Spannung die proportional zur eigenen Induktivität  $L_1$  und dem Strom ist. Da  $L_1$  mit der Induktivität  $L_2$  magnetisch gekoppelt ist, wird in  $L_2$  eine verteilte Spannung proportional zur Gegeninduktivität  $M$  und dem Strom  $(I_1 - I_2)$  erzeugt, die man sich als

Spannungsquelle in Reihe zur Induktivität  $L_2$  denken muss. Der Strom  $I_2$  durchfließt die komplexe Last  $Z_2 = R \pm j X$  (im Bild 1, 200R) und die sekundäre Induktivität  $L_2$  und erzeugt in  $L_2$  eine selbstinduktive Spannung, die proportional zu  $L_2$  und dem Strom  $I_2$  ist. Der Strom  $I_2$  erzeugt in  $L_1$  eine gegeninduktive Spannung proportional zur Gegeninduktivität  $M$  und dem Strom  $I_2$ . Beide Spulen  $L_1$  und  $L_2$  haben gleiche Wickelrichtung, sind aber von gegenläufigen Strömen durchflossen. Daher ist per Definition (Rechte Hand Regel) der Zahlenwert der Gegeninduktivität  $M$  negativ.

Bei Vernachlässigung aller Induktivitäten kann das Impedanzverhalten überschlägig aus folgender Überlegung ersehen werden. Angenommen der hochfrequente Strom des Generators teilt sich genau in zwei gleiche Ströme auf. Dann gilt für den Strom  $\underline{I}_2 = \underline{I}_1/2$ . An der Last liegt an der einen Klemme eine Spannung von  $\underline{U}_1$  gegen Masse und an der anderen Klemme eine Spannung von  $-\underline{U}_1$  ebenfalls gegen Masse, also genau in der Phase um 180 Grad gedreht – daher Phasenumkehr. Zwischen der Klemme a und der Klemmen b der Last liegt damit eine Spannung  $2 \times \underline{U}_1$ , wobei der Strom die Hälfte des Quellstromes ist.

Wir rechnen überschlägig

$$R_2 = 2 \underline{U}_1 / (\underline{I}_1/2) = 4 \underline{U}_1 / \underline{I}_1 = 4 R_1 \quad (\text{Gl.0})$$

d.h. der Eingangswiderstand ist 1/4 mal so groß wie der Lastwiderstand. Daher wird immer gesagt, dass dieser Balun eine Impedanz mit dem Faktor 4 übersetzt, leider nur bei sehr grober Betrachtung, wie die exakte Rechnung im Folgenden zeigt.

Die mathematische Beschreibung für sinusförmige Vorgänge erfolgt mittels der komplexen Rechnung. Für die Spannung  $\underline{U}_1$  am Eingang der Schaltung gilt nach Kirchhoff mit  $M < 0$ :

$$\underline{U}_1 = (\underline{I}_1 - \underline{I}_2) j \omega L_1 - \underline{I}_2 j \omega M \quad (\text{Gl.1})$$

oder auch

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 j \omega L_1 - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + M). \quad (\text{Gl.2})$$

Weiter gilt für die Spannung über der komplexen Last

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 * \underline{Z}_2 \quad (\text{Gl.3})$$

und auch

$$\begin{aligned} \underline{U}_2 &= \underline{U}_1 - \underline{I}_2 j \omega L_2 + j \omega (\underline{I}_1 - \underline{I}_2) M = \\ &= (\underline{I}_1 - \underline{I}_2) j \omega L_1 - \underline{I}_2 j \omega M - \underline{I}_2 j \omega L_2 + j \omega (\underline{I}_1 - \underline{I}_2) M \end{aligned} \quad (\text{Gl.4})$$

oder zusammengefasst

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_1 j \omega (L_1 + M) - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + L_2 + 2 M). \quad (\text{Gl.5})$$

Mit der Gesamtinduktivität zweier gekoppelter Spulen

$$L = L_1 + L_2 + 2 M \quad (\text{Gl.6})$$

gilt für die Spannung über der komplexen Last

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_1 j \omega (L_1 + M) - \underline{I}_2 j \omega L. \quad (\text{Gl.7})$$

Mit (Gl.3) berechnet sich der sekundäre Strom

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 j \omega (L_1 + M) / (\underline{Z}_2 + j \omega L). \quad (\text{Gl.8})$$

Führt man die Beziehung nach (Gl.8) in (Gl.1) ein, so erhält man

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 [j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (\underline{Z}_2 + j \omega L)] \quad (\text{Gl.9})$$

und daraus die Eingangsimpedanz

$$\underline{Z}_1 = j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (\underline{Z}_2 + j \omega L) \quad (\text{Gl.10})$$

Die Induktivitäten  $L_1$  und  $L_2$  werden bifilar gewickelt so, dass  $L_1 = L_2$  wird und die Gesamtinduktivität nach (Gl.6)

$$L = 2 (L_1 + M). \quad (\text{Gl.11})$$

## 2. Der PUT bei reeller Last

Schließen wir den Transformator mit einer reellen Last  $R_2$  ab, dann wird mit (Gl.10) die Eingangsimpedanz

$$\underline{Z}_1 = j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_2 + j \omega L) \quad (\text{Gl.12})$$

die bei reellem Abschluss immer komplex ist.

### Beispiel 2.1

Wir wickeln einen PU-Transformator mit einer primären und sekundären Induktivität von  $L_1 = L_2 = 5 \mu\text{H}$  und berechnen bei der Frequenz  $f = 3.6 \text{ MHz}$  die Eingangsimpedanz. Für die Berechnung sei der PUT mit  $R_2 = 200 \Omega$  reell abgeschlossen.

Die Reihenschaltung beider Induktivitäten ergab durch Messung eine Gesamtinduktivität  $L_{\text{max}} = 20 \mu\text{H}$ . Daraus berechnet sich mit  $L_{\text{max}} = L_1 + L_2 + 2 M$  die Gegeninduktivität zu  $M = 5 \mu\text{H}$ .

Bei  $f = 3.6 \text{ MHz}$  hat die primäre und sekundäre Induktivität einen Blindwiderstand  $X_L = 113 \Omega$  und die Gegeninduktivität zufällig auch  $X_M = 113 \Omega$ . Nach (Gl.12) berechnet sich die Eingangsimpedanz zu  $\underline{Z}_1 = j 113 \Omega + (226.19 \Omega)^2 / (200 \Omega + j 452 \Omega) = (41.8 + j 18.34) \Omega$ .

### Beispiel 2.2

Der PUT nach Beispiel 2.1 sei nachlässig gewickelt und erreicht in der Serienschaltung nur eine Gesamtinduktivität von  $L_{\text{ges}} = 12 \mu\text{H}$ , d.h. die Kopplung ist kleiner. Welche Eingangsimpedanz stellt sich bei der kleineren Kopplung ein?

Wir berechnen die Gegeninduktivität aus (Gl.11) zu  $M = 1 \mu\text{H}$ , die bei der Frequenz  $f = 3.6 \text{ MHz}$  einen Blindwiderstand von  $X_M = 22.61 \Omega$  hat.

Bei  $f = 3.6 \text{ MHz}$  hat die primäre und sekundäre Induktivität unverändert einen Blindwiderstand  $X_L = 113 \Omega$ .

Nach (Gl.12) berechnet sich die Eingangsimpedanz zu  $Z_1 = j 113 \Omega + (135 \Omega)^2 / (200 \Omega + j 271 \Omega) = (32 + j 69.5) \Omega$ , die erheblich von der Impedanz im obigen Beispiel 2.1 berechneten, abweicht.

Die Kopplung zwischen beiden Wicklungen kann durch Verdrillung verbessert werden, entscheidend ist der Wert der Gegeninduktivität  $M$ , der immer durch eine einfache Induktivitätsmessung ermittelt werden kann /5/.

### 3. Der PUT bei kapazitiver Last

Wird der PUT durch eine kapazitive Last  $Z_s = R_s - jX_s$  abgeschlossen, so berechnet sich mit (Gl.12) die Eingangsimpedanz zu

$$Z_1 = [j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_s + 1/j \omega C_s + j \omega L)]. \quad (\text{Gl.13})$$

Dabei soll der Widerstand  $R_s$  die Verluste aller Induktivitäten beinhalten. Das hat den Vorteil, dass wir in Erinnerung an den Scheinwiderstand eines Reihenschwingkreises

$$Z_s = R_s + 1/j \omega C_s + j \omega L \quad (\text{Gl.14})$$

als Abkürzung verwenden können.

#### 3.1 Der PUT bei Resonanz

Durch die kapazitive Last entsteht ein Serienkreis bestehend aus  $C_s$  und  $L$ . Bei **Resonanz** wird nach (Gl.14) der Imaginärteil Null und wir erhalten in bekannter Weise den Widerstand eines Serienschwingkreises  $R_s$ .

Wir schreiben (Gl.13) um und erhalten

$$Z_1 = j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / L^2 * (\omega L)^2 / Z_s \quad (\text{Gl.15})$$

Dabei stellt das Verhältnis  $(L_1 + M)^2 / L^2$  ein Übersetzungsverhältnis dar. Man sieht das besser, denn bei Vernachlässigung der Streuung sind die Induktivitäten proportional zum Quadrat der Windungszahlen und die Gegeninduktivität proportional zu den Windungszahlen der Induktivität  $L_1$  bzw.  $L_2$ .

Für das Übersetzungsverhältnis nach (Gl.15) gilt dann

$$(L_1 + M)^2 / L^2 = (w_1^2 + w_1 w_2)^2 / w^4 = (w_1/w)^2, \quad (\text{Gl.16})$$

wobei  $w_1$  und  $w_2$  die Teilwindungszahlen und  $w = w_1 + w_2$  die Gesamtwindungszahl darstellen. Mit  $L_1 = L_2$  wird aus (Gl.16)  $(w_1/w)^2 = 0.5^2 = 0.25$ .

Das Übersetzungsverhältnis zwei gleicher Spulen kann auch mit (Gl.11) berechnet werden. Es ergibt sich

$$(L_1 + M)/L = (L_1 + M) / 2 (L_1 + M) = 1/2 = 0.5 \quad (\text{Gl.17})$$

Mit (Gl.16) und (Gl.15) wird dann

$$Z_1 = j \omega L_1 + (w_1/w)^2 * (\omega L)^2 / Z_s \quad (\text{Gl.18})$$

und bei Resonanz  $\omega_0 L - 1/\omega_0 C_s = 0$  wird aus (Gl.14) der Resonanzwiderstand des Serienkreises zu  $Z_s = R_s$  erhalten. (Die Verlustwiderstände der Induktivität  $L_1$  und  $L_2$  sind in diesem Widerstand enthalten)

Bei Resonanz des Kreises verbleibt im Kreis der Reihenverlustwiderstand  $R_s$  und wir erhalten aus (Gl.17)

$$Z_{10} = j \omega_0 L_1 + (w_1/w)^2 * (\omega_0 L)^2 / R_s \quad (\text{Gl.19})$$

die Eingangsimpedanz bei Resonanz des Ausgangskreises, bestehend aus  $L$  und  $C_s$ . In vielen Fällen kann der induktiven Anteil  $j \omega_0 L_1$  gegenüber dem zweiten Anteil der (Gl.19) vernachlässigen.



**Bild 1:** Luft PUT von DJ9LI, ähnlich dem Beispiel 2.1

#### 4. Der PUT bei induktiver Last

Bei induktiven Lastimpedanzen kann aus (Gl.10) und (Gl.11) direkt die Eingangsimpedanz berechnet werden. Eine Resonanz, wie bei kapazitiven Lasten tritt bei Vernachlässigung von Streukapazitäten nicht

auf. Bei einer induktiven Last  $\underline{Z}_s = R_s + jX_s$  berechnet sich mit (Gl.10) die Eingangsimpedanz zu

$$\underline{Z}_1 = [j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_s + j X_s + j \omega L)] \quad (\text{Gl.20})$$

Man kann den induktiven Anteil der Lastimpedanz  $j X_s$  zum induktiven Anteil des PUT  $j X_L$  hinzufügen, es wird praktisch die Gesamtinduktivität  $L$  vergrößert.

#### Beispiel 4.1

Wir nehmen zum Vergleich den PUT nach Beispiel 2.1. Die induktive Last sei jetzt  $\underline{Z} = (300 + j 300) \Omega$ . Die beiden Induktivitäten haben unverändert einen Induktivität von  $L = 5 \mu\text{H}$ , die Gegeninduktivität  $M = 5 \mu\text{H}$ . Bei  $f = 3.6 \text{ MHz}$  hat die primäre, sekundäre Induktivität und die Gegeninduktivität einen Blindwiderstand  $X_L = 113 \Omega$ . Nach (Gl.20) berechnet sich die Eingangsimpedanz zu  $\underline{Z}_e = j 113 \Omega + (226 \Omega)^2 / (300 \Omega + j 752 \Omega) = (23.4 + j 54.4) \Omega$ .

### 5. Der PUT bei eingangsseitigem Abschluss mit einer reellen Quellimpedanz

Manchmal wird der PUT direkt hinter einem Transceiver, also an  $50 \Omega$  betrieben. Die zwischen PUT und Antennenzuleitung liegende Anpassschaltung muss dann symmetrisch ausgeführt werden. Das hat den Nachteil, dass alle Bauteile hochfrequenztechnisch „hoch“ liegen.

Wir berechnen die Ausgangsimpedanz, wenn der PUT direkt an  $50 \Omega$  betrieben wird. Dazu schließen wir den PUT eingangsseitig mit einem reellen Widerstand von  $R_i = 50 \Omega$  ab und berechnen die ausgangsseitige Impedanz.

Ausgehend von (Gl.2)  $\underline{U}_1 = \underline{I}_1 j \omega L_1 - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + M)$  und dem Zusammenhang (VZS)

$$R_i = - \underline{U}_1 / \underline{I}_1 \quad (\text{Gl.21})$$

folgt für den eingangsseitigen Strom

$$\underline{I}_1 = - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + M) / (R_i - j \omega L_1) \quad (\text{Gl.22})$$

Setzt man (Gl.22) in (Gl.7) ein, so erhält man

$$\underline{U}_2 = - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + M) / (R_i - j \omega L_1) * j \omega (L_1 + M) - \underline{I}_2 j \omega L \quad (\text{Gl.23})$$

oder auch

$$\underline{U}_2 = - \underline{I}_2 j \omega (L_1 + M) / (R_i + j \omega L_1) * j \omega (L_1 + M) - \underline{I}_2 j \omega L \quad (\text{Gl.24})$$

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_i + j \omega L_1) - \underline{I}_2 j \omega L \quad (\text{Gl.25})$$

und daraus die ausgangsseitige Impedanz des PUT, wenn dieser eingangsseitig mit einem reellen Widerstand  $R_i$  abgeschlossen wird (VZS beachten)

$$\underline{Z}_2 = - \underline{U}_2 / \underline{I}_2 = \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_i + j \omega L_1) + j \omega L \quad (\text{Gl.26})$$

#### Beispiel 5.1

Wir nehmen die Werte des PUT aus dem Beispiel 2.1 mit einer primären und sekundären Induktivität von  $L_1 = L_2 = 5 \mu\text{H}$  und der Gesamtinduktivität von  $L_{\text{ges}} = 20 \mu\text{H}$ , sowie der berechneten Gegeninduktivität  $M = 5 \mu\text{H}$ .

Bei  $f = 3.6 \text{ MHz}$  hat die primäre und sekundäre Induktivität einen Blindwiderstand  $X_L = 113 \Omega$  und die Gegeninduktivität zufällig auch  $X_M = 113 \Omega$ , die Gesamtinduktivität  $L$  einen Blindwiderstand  $X_L = 452.39 \Omega$ .

Nach (Gl.26) berechnet sich die Ausgangsimpedanz - in die beiden antennenseitigen Klemmen gesehen - zu  $\underline{Z}_2 = (226.19 \Omega)^2 / (50 + j 113) \Omega + j 452.39 \Omega = (167 + j 74.39) \Omega$ .

Diese Impedanz ist bei  $f = 3.6 \text{ MHz}$  die Quellimpedanz für das nachgeschaltete Anpassnetzwerk. Selbstverständlich ist diese Ausgangsimpedanz frequenzabhängig, d.h. die Anpassschaltung „sieht“ je nach Frequenz immer eine andere Impedanz, was die Berechnung des Anpassnetzwerks umständlich macht. Der PUT übersetzt in diesem Fall auch nicht um den Faktor 4, wie oftmals behauptet wird.

Angenommen es liegt bei der Frequenz  $f = 3.6 \text{ MHz}$  eine induktive Last (wie in Beispiel 3.1) von  $\underline{Z} = (300 + j 300) \Omega$  vor, hat das Anpassnetzwerk jetzt die Aufgabe diese beiden Impedanzen aufeinander anzupassen, d.h. die Eingangsimpedanz der Anpassschaltung muss  $\underline{Z}_{\text{in}} = (167 - j 74.39) \Omega$  und die Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{out}} = (300 - j 300)$  betragen.

### 6. Berechnung der Verluste im PUT

Bislang sind bei allen Berechnungen die Verlustwiderstände der beiden Induktivitäten unberücksichtigt geblieben. Der Verlust einer Induktivität wird bei kleinen Verlustwinkeln durch deren Güte beschrieben. Der Zusammenhang zwischen Güte und Serienverlustwiderstand ist

$$R_s = \omega L / Q \quad (Gl.27)$$

wobei wir immer mit einer Güte  $Q = 100$  rechnen können. Nur in wenigen Ausführungen werden größere Güten erreicht /5/.

### Beispiel 6.1

Wie hoch ist der Verlustwiderstand der Spulen nach Beispiel 2.1 bei der Frequenz  $f = 3.6$  MHz? Der Blindwiderstand der Induktivität von  $L = 5 \mu\text{H}$  bei 3.6 MHz ist  $X_L = 113.09 \Omega$ . Nach (Gl.27) ergibt sich ein Reihenverlustwiderstand von  $R_s = 113.09 \Omega / 100 = 1.13 \Omega$ . Die in Wärme an einem Widerstand umgesetzte Verlustleistung ist proportional zum Quadrat des fließenden Stromes und linear abhängig dem Widerstandswert also  $P_v = I^2 * R_s$  und kann je nach Strom beträchtlich sein.

Wie oben gesagt sind die Verluste des PUT abhängig von der Güte der beiden Spulen  $L_1$  und  $L_2$ . Dabei wird die Spule  $L_1$  vom Strom ( $I_1 - I_2$ ) und die Spule  $L_2$  vom Strom  $I_2$  durchflossen.

Für das Verhältnis der beiden Ströme  $I_1$  und  $I_2$  gilt nach (Gl. 8)

$$I_2 / I_1 = j \omega (L_1 + M) / (Z_2 + j \omega L)$$

und das Betragsverhältnis

$$|I_2 / I_1| = \omega (L_1 + M) / |(Z_2 + j \omega L)| \quad (Gl.28)$$

bzw. mit der Lastimpedanz  $Z_2 = R_2 \pm j X_2$

$$|I_2 / I_1| = \omega (L_1 + M) / [\sqrt{(R_2^2 + \omega(L \pm X_2)^2)}] \quad (Gl.29)$$

dabei war zur Erinnerung  $L = L_1 + L_2 + 2 M$ .

### Beispiel 6.2

Mit den Werten für den PUT aus Beispiel 2.1 berechnen wir das Verhältnis der Ströme nach (Gl.29) zu  $I_2 / I_1 = 226 \Omega / \sqrt{(201.13 \Omega)^2 + (452 \Omega)^2} = 0.4572$ .

Angenommen wir haben eine verfügbare Leistung des Sender von  $P_v = 1000$  W und betreiben den PUT direkt hinter dem Sender an  $50 \Omega$ . Dann ist der eingangsseitige Strom  $I_1 \approx \sqrt{1000 / 50} \text{ A} = 4.47 \text{ A}$  und der Strom  $I_2 = 0.4772 * 4.47 \text{ A} = 2.04 \text{ A}$ . Die Induktivität  $L_2$  mit  $5 \mu\text{H}$  hat einen Blindwiderstand  $X_L = 113 \Omega$  und bei  $Q = 100$  einen Verlustwiderstand von  $R_v = 1.13 \Omega$ . Die Verlustleistung in  $L_2$  ist also  $P_2 = 2.04^2 \text{ A}^2 * 1.13 \Omega = 4.7 \text{ W}$ .

In der Spule  $L_1$  fließt ein Strom  $(I_1 - I_2) = (4.47 - 2.04) \text{ A} = 2.43 \text{ A}$ . Da der Verlustwiderstand der Induktivität ebenfalls  $R_v = 1.13 \Omega$  ist, ist die Verlustleistung  $P_1 = (2.43 \text{ A})^2 * 1.13 \Omega = 6.7 \text{ W}$ , der

Gesamtverlust  $P_{ges} = 11.4 \text{ W}$ . (Die Verlustwiderstände können für die Berechnung der Impedanztransformation meist vernachlässigt werden, wenn nicht, sind die (Gl.1 – 29) entspr. zu ergänzen).

Berechnen wir noch die Phasendifferenz der beiden Ströme. Aus (Gl.8) ergibt sich:

$$I_2 / I_1 = j \omega (L_1 + M) / (Z_2 + j \omega L) = j 226 \Omega / (201.13 \Omega + j 452 \Omega) = 0.418 + j 0.185 = 0.4572 e^{j23.87^\circ}$$

und daraus der Winkel  $\beta = 23.87^\circ$ .

Der Strom  $I_1$  eilt dem Strom  $I_2$  nach. Die Ströme sind nicht nur dem Betrage nach unterschiedlich, sondern auch in der Phasenlage.

### Beispiel 6.3

Angenommen wird betreiben den PUT nach Beispiel 6.2 bei gleicher Güte bei der Frequenz  $f = 29$  MHz. Dann ist das Verhältnis der Ströme  $I_2/I_1 = 0.4739$  (praktisch gleich, weil der Lastwiderstand  $R = 200 \Omega$  sich nicht ändert). Der Blindwiderstand der Induktivität ist jetzt  $X_L = 911 \Omega$  und der Verlustwiderstand  $R_v = 9.11 \Omega$ . Die in Wärme umgesetzte Verlustleistung ist dann  $P_{v2} = (2.11 \text{ A})^2 * 9.11 \Omega = 40.89 \text{ W}$  und die Verlustleistung in der anderen Spule  $P_{v1} = (4.47 \text{ A} - 2.11 \text{ A})^2 * 9.11 \Omega = 50.73 \text{ W}$ , zusammen also rund 92 Watt, die im PUT in Wärme gewandelt werden, obwohl nur ein Lufttransformator verwendet wird.

## 6. Vergleich zwischen PUT vor oder hinter einem LC – Anpassnetzwerk

Eine immerwährende Streitfrage ist: Wohin gehört der PUT - vor ein Anpassnetzwerk oder hinter ein Anpassnetzwerk?

Für einen Luft-Balun - ohne galvanische Kopplung - wurde diese Frage in /5/ eindeutig berechnet und beantwortet. Danach muss der Balun für geringste Verluste an den Ausgang der LC- Anpassschaltung. Die Frage ist, ob das gleiche auch für den PUT gilt? Damit eine eindeutige Aussage getroffen werden kann, wählen wir das in der Abstimmung eindeutige LC-Netzwerk mit einer Spulengüte von  $Q = 100$ .

### 6.1 PUT vor einem LC-Anpassnetzwerk

Ausgehend von den in den obigen Beispielen berechneten PUT mit  $L_1 = L_2 = M = 5 \mu\text{H}$  berechnen wir für  $f = 3.6$  MHz und einem Verlustwiderstand von  $R_v = 1.13 \Omega$  die Verluste der beiden Möglichkeiten.

In Beispiel 5.1 haben wir die Ausgangsimpedanz dieses PUT berechnet. Sie ergab sich zu  $Z_2 = (167 + j 74.39) \Omega$  und in Beispiel 6.2 bei einer verfügbaren Leistung des Senders von  $P_v = 1000$  W die Verluste des PUT zu  $P_{ges} = 11.4 \text{ W}$ .

Angenommen die Lastimpedanz ist  $Z_s = (300 - j 300) \Omega$ , dann hat die erforderlich Anpassschaltung die Aufgabe die Ausgangsimpedanz des PUT an diese Impedanz anzupassen. Nach /3/ hat ein LC-Netzwerk Verluste von  $L = 0.14 \text{ dB}$  (Werte: Serieninduktivität  $L_s = 8.5 \mu\text{H}$ ,  $C_p = 46.3 \text{ pF}$ ). Bei einer verfügbaren Leistung  $P_v = 1000 \text{ W}$  berechnet sich der Gesamtverlust zu  $P_{v\text{ges}} = 43.5 \text{ W}$ .

## 6.2 PUT hinter einem LC-Anpassnetzwerk

Die Eingangsimpedanz der Antennenzuleitung ist  $Z_s = (300 - j 300) \Omega$ . Der PUT transformiert diese Impedanz mit (Gl.13) zu

$$Z_1 = [j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_s + 1/j \omega C_s + j \omega L)] = j 113 \Omega + (226.19 \Omega)^2 / (300 - j 300 + j 452) \Omega = (135.56 + j 44.14) \Omega.$$

Diese Impedanz muss vom Anpassnetzwerk auf  $50 \Omega$  transformiert werden. Nach /3/ hat das passende LC-Netzwerk einen Verlust von  $L = 0.13 \text{ dB}$ , d.h. von der verfügbaren Leistung stehen  $P = 970.50 \text{ W}$  am Eingang des PUT zur Verfügung, dessen Eingangsimpedanz  $Z_1 = (135.56 + j 44.14) \Omega$  ist.

Aus der Leistung berechnet sich der Eingangsstrom in bekannter Weise zu  $I_1 = 2.675 \text{ A}$  und das Verhältnis der Ströme im PUT aus (Gl.27) zu  $(I_2 / I_1) = \omega (L_1 + M) / |(Z_2 + j \omega L)| = 226.19 \Omega / |(300 - j 300 + 452.38) \Omega| = 0.6722$ .

Der Strom durch die Induktivität  $L_2$  berechnet sich daraus zu  $I_2 = 2.675 \text{ A} * 0.6722 = 1.798 \text{ A}$  und der Verlust in  $L_2$  daher  $P_{v_2} = (1.798 \text{ A})^2 * 1.13 \Omega = 3.65 \text{ W}$ .

Der Verlust in der primären Induktivität entsprechend mit der Differenz der Ströme zu  $P_v = 0.99 \text{ W}$ . Der Gesamtverlust des PUT damit  $P_{v\text{ges}} = 4.64 \text{ W}$ .

Vergleicht man den berechneten Gesamtverlust des PUT mit dem Verlust nach 6.1 dann zeigt sich auch hier, dass der PUT hinter der Anpassschaltung geringere Verluste hat. Das Verhältnis ist  $11.4 / 4.64 = 2.45$  oder  $245 \%$ .

Der Gesamtverlust inkl. der Anpassschaltung ist  $P_{v\text{ges}} = 34.14 \text{ W}$  gegenüber  $43.5 \text{ W}$  und annähernd gleich. Wesentlich ungünstiger Verhältnisse ergeben sich bei höheren Frequenzen, wenn der PUT direkt hinter dem Transceiver betrieben wird. Mit den obigen Zusammenhängen und dem Beispiel 6.3 kann der Leser für höhere Frequenzen die Berechnung selbst durchführen.

## Merken wir uns:

Ein Phasen-Umkehr-Transformator vor einer Anpassschaltung - zwischen Sender und Antennenzuleitung - hat rund  $2 \frac{1}{2}$ mal mehr Verluste als der PUT hinter einem Anpassnetzwerk. Ein weiterer Vorteil dieser Anordnung ist die einfache technische Ausführung eines unsymmetrischen Anpassnetzwerks. Alle Anstrengungen für eine symmetrische Ausführung, wie gleichlaufende Spulen usw. in der Anpassschaltung können entfallen.

## Zusammenfassung:

Legt man beim Betrieb einer Amateurfunkanlage das Augenmerk auf geringste Verluste, sollten nur Luftbalune eingesetzt werden. Nichtlineare Verzerrungen und Sättigungseffekt sind damit ausgeschlossen.

Wird ein Phasen-Umkehrtransformator eingesetzt, schaffe ich eine galvanische Verbindung zum Transceiver. Besonders gefährdet dabei ist der auf Empfindlichkeit konzipierte Empfängereingang. Statische Aufladungen, Blitzentladungen mit hohen Spannungsspitzen können ungehindert den Empfängereingang erreichen und diesen zerstören.

Der reale PUT macht alles nur nicht das was ihm andichtet wird. Die „Unzulänglichkeiten“ des Balun können aufgefangen werden, wenn der Balun am Ausgang der Anpassschaltung betrieben wird, außerdem reduzieren sich die Verluste im PUT. In /5/ ist gezeigt, dass auch der normale Balun am Ausgang der Anpassschaltung zu geringeren Verlusten in der gesamten Antennenanlage führt.

Ein Lufttransformator kann mit geringem Aufwand selbst hergestellt werden /5/. Zwei isolierte, verdrehte Leitungen werden auf einem Wickelkörper von  $d = 50$  bis  $60 \text{ mm}$  gewickelt, die Anzahl der Windungen beträgt  $n = 9$  bis  $10$ .

Der Einsatz eines Balun/PUT am Ausgang einer Anpassschaltung erlaubt außerdem den Einsatz einer einfachen, verlustarmen und unsymmetrischen LC-Anordnung, die den gesamtmöglichen Impedanzbereich, überstreicht, was weder ein Pi- noch ein T-Filter kann /3/.

DL3LH, Walter  
 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
- /2/ „Kurze Antennen“, Gerd Janzen,  
Frankh´sche Verlagshandlung, Stuttgart
- /3/ Passive Netzwerke zur Anpassung
- /4/ Pi-Filter mit Verlusten
- /5/ Die Antenne macht die Musik
- /6/ Die T-Anpassung, I, II
- /7/ Antennenmesstechnik, I -IV
- /8/ Transmission Line Transformers, Jerry  
Servick, W2FMI
- /9/ Induktivitäten I, II



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.