

Das Z-Match im KW-Bereich

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

Vorwort:

Das als Z-Match bezeichnete Anpassnetzwerk gilt als alternative Lösung für Anpassnetzwerke im Kreise der Funkamateure. Es besteht aus mehreren magnetisch gekoppelten Induktivitäten und Kondensatoren. Das Prinzip zeigt Bild 1.

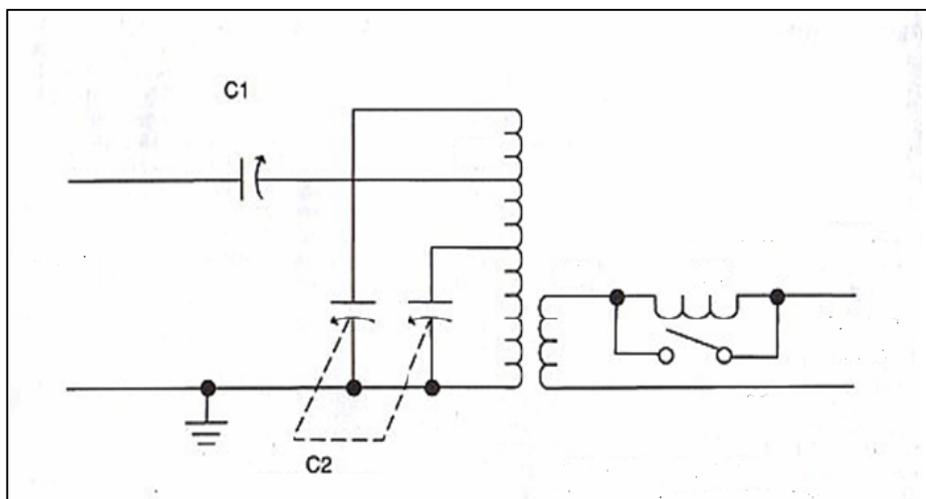


Bild 1: Prinzip eines Z-Match, wie es in Amateurkreisen benutzt wird

Wird das Z-Match als Anpassnetzwerk hinter Senderendstufen verwendet, erfolgt die Einkopplung der Sendeleistung von einem niederohmigen Sender über C_1 an eine Anzapfung in den Parallel-Resonanzkreis.

An einer weiteren Anzapfung der Spule, unterhalb der ersten, liegt eine zweite Kapazität gegen Masse. Die Kreiskapazität und die Kapazität an der Anzapfung liegen auf einer gemeinsamen Rotor-Achse, werden synchron bewegt und haben den gleichen Kapazitätsvariationsbereich.

Die Eingangsserienkapazität C_1 ist kein Koppel-Kondensator, sondern ein aktives Schaltelement, das die Eigenschaften der gesamten Anordnung beeinflusst.

Über eine magnetisch gekoppelte Spule konstanter Kopplung wird die Antenne gespeist. Ist die Lastimpedanz kapazitiv, entsteht ein zweiter Resonanzkreis mit einer zusätzlichen Resonanzfrequenz, entsprechend dem Verhalten eines Band-filters mit mehreren Resonanzen.

Ist die Lastimpedanz induktiv, liegt eine magnetische Kopplung zweier Kreise mit induktiver Belastung vor. Die vorgeschlagene Serieninduktivität (Bild 1) im Ausgangszweig liegt außerhalb des Magnetfeldes der gekoppelten Spulen/Kreise und kann wahlweise zu- oder abgeschaltet werden.

Überschlägig gesehen hat die Schaltung folgende Funktionen: Die Anzapfung an der Induktivität hat die Funktion einer Transformation. Das gilt für die Einspeisung des Generators ebenso, wie für die zusätzliche Kapazität an der Anzapfung an der primären Spule.

Die Kapazität an der Anzapfung zusammen mit der Kreiskapazität hat zusätzlich die Funktion einer Bandspreizung und wurde vorteilhaft im Anodenkreis in Leistungsstufen mit Röhren verwendet.

Der Eingangsserienkondensator C_1 transformiert den niederohmigen Quellwiderstand in einen hochohmigen, parallel zum Parallelkreis. Obwohl die Schaltung einfach aussieht, ist deren Funktion doch eher unübersichtlich und bedarf einer Untersuchung, vor allem im Hinblick auf die auftretenden Verluste in den Induktivitäten.

Wir untersuchen die Schaltung stückweise und zu erst die Anpassung eines niederohmigen Widerstandes eines Generators an den hochohmigen Parallel-Resonanzkreises. Dazu ist es erforderlich den Widerstand des Generators durch Transformation zu erhöhen. Diese Aufgabe lässt sich nach dem Prinzip eines Spartransformators durchführen. Er erlaubt die Veränderung des Resonanzwiderstandes durch transformatorische Teilung. Das Prinzip eines Spartrafos bei Hochfrequenz zeigt Bild 2.

1. Verminderung des Resonanzwiderstandes

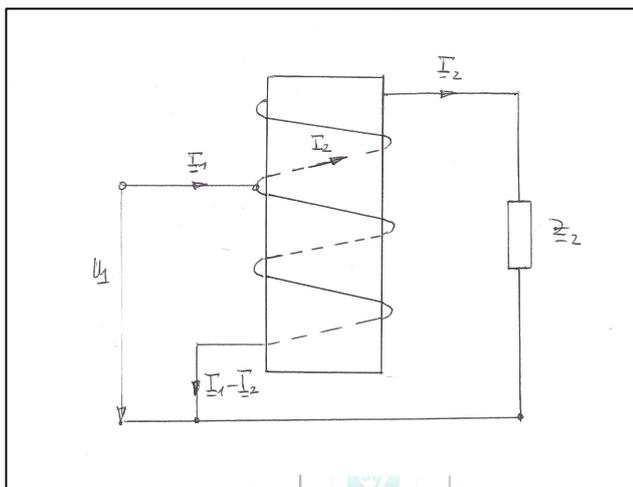


Bild 2: Wir gehen von Bild 2 aus. Dabei Prinzip des Spartransformators bei HF

arbeitet die Schaltung auf den komplexen Abschlusswiderstand \underline{Z}_2 . Zur Vereinfachung der Rechnung sei der Verlustwiderstand der Induktivität in diesem Abschlusswiderstand enthalten.

Die gesamte Spule ist im gleichen Sinn gewickelt. Die Teilinduktivitäten sind magnetisch miteinander gekoppelt. Den Wickelsinn zeigt Bild 2. Die den Teilinduktivitäten L_1 und L_2 zugeordneten Wicklungen sind bei den eingetragenen Stromrichtungen gegensinnig, obwohl man beim ersten hinsehen eine gleichsinnige Wicklung annehmen könnte.

Mit der Rechten Hand Regel [3] kann leicht die Gegensinnigkeit der Wicklung überprüft werden. Da die beiden Induktivitäten magnetisch gekoppelt sind, hat ein gegenläufiger Wicklungssinn eine negative Gegeninduktivität M zur Folge.

Nach Kirchhoff ergibt sich für den Eingang mit der Teilinduktivität L_1 der Zusammenhang:

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

und für den Ausgang gilt

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

Mit der Gesamtinduktion der Spule

$$L = L_1 + L_2 + 2 M \quad (\text{Gl.3})$$

und

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 * \underline{Z}_2 \quad (\text{Gl.4})$$

ergibt sich der Zusammenhang

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 j \omega (L_1 + M) / (\underline{Z}_2 + j \omega L). \quad (\text{Gl.5})$$

Die komplexe Eingangsimpedanz wird daraus

$$\underline{Z}_1 = j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (\underline{Z}_2 + j \omega L). \quad (\text{Gl.6})$$

Setzt man für den Lastwiderstand

$$\underline{Z}_2 = R_2 + 1 / (j \omega C) \quad (\text{Gl.7})$$

erhält man einen Resonanzkreis. Eingesetzt in (Gl.6) wird

$$\underline{Z}_1 = j \omega L_1 + \omega^2 (L_1 + M)^2 / (R_2 - j / \omega C + j \omega L)$$

und mit dem Resonanzwiderstand des Kreises

$$\underline{Z}_R = R_2 - j / \omega C + j \omega L \quad (\text{Gl.8})$$

wird die Eingangsimpedanz

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

dabei ist $(L_1 + M)/L$ ein Übersetzungsverhältnis, dass sich bei kleiner Streuung aus den Windungszahlen zu

$$\ddot{u}^2 = (L_1 + M)^2 / L^2 = (w_1/w)^2 \quad (\text{Gl.10})$$

berechnet. w_1 ist dabei die Windungszahl der Teilinduktivität L_1 und w die Windungszahl der gesamten Spule.

Zusatzbemerkung:

Liegt zufällig die Anzapfung genau in der Mitte, dann ist $(w_1/w) = 0.5$ und nach (Gl.3) wird

$$(L_1 + M) / L = 0.5 \quad (\text{Gl.11})$$

und der Koppelfaktor

$$k = (L_1 + M) / \sqrt{L_1 * L}. \quad (\text{Gl.12})$$

Für Resonanz gilt angenähert $\omega_0 L = 1 / \omega_0 C$ und der Eingangswiderstand nach (Gl.9) wird

$$\underline{Z}_{10} = j \omega_0 L_1 + (w_1/w)^2 R_{ab} \quad (\text{Gl.13})$$

$$\text{mit } R_{ab} = R_p = \omega_0 L * Q = L / R_2 C \quad (\text{Gl.14})$$

wobei R_p der bekannte Parallelwiderstand eines Parallelkreises ist. Nach (Gl.13) hat die Eingangsimpedanz immer einen induktiven Anteil, der durch eine primäre Serienkapazität kompensiert werden kann [11].

Nach (Gl.13) wird bei Resonanz des Kreises der sekundäre Widerstand R_{ab} im Verhältnis der Quadrate

von Teilwindungszahl w_1 zur Gesamtwindungszahl w verringert.

Beispiel 1.1

Wir berechnen einen Spartransformator, der in der Mitte eine Anzapfung hat. Die Gesamtinduktivität sei $L_{ges} = 12 \mu\text{H}$. Die Lastimpedanz sei $Z_2 = (100 - j 270) \Omega$. Die Resonanzfrequenz des Kreises berechnet sich aus der Resonanzbedingung zu $f_0 = 3,581 \text{ MHz}$. Die Kapazität wird bei $f_0 = 3,581 \text{ MHz}$ $C = 164,60 \text{ pF}$ Kennwiderstand wird nach (Gl.14) $R_p = L/R_2C = 12\mu\text{H} / (100 \Omega * 164,60 \text{ pF}) = 729 \Omega$. Die Eingangsimpedanz (Gl.13) wird: $Z_{10} = j\omega_0 L_1 + (w_1/w)^2 R_p = j 135 \Omega + \frac{1}{4} 729 \Omega = (182 + j 135) \Omega$. Eine Serienkapazität von $C = 329 \text{ pF}$ kompensiert den induktiven Anteil. Wir erhalten einen reellen Eingangswiderstand von $R_1 = 182 \Omega$, der mit einer Anpassschaltung auf 50Ω angepasst werden muss, will man Anpassungs- (Transfer) verluste vermeiden.

2. Erhöhung des Resonanzwiderstandes

Vertauscht man in Bild 1 Ein- und Ausgang, führt dies zu einer Erhöhung des Resonanzwiderstandes. Analog zu (Gl 13) erhält man bei Resonanz

$$\underline{Z}_{10} = j \omega_0 L + (w/w_1)^2 R_{cb} \quad (\text{Gl.15})$$

$$\text{mit } R_{cb} = \omega_0 L_1 * Q. \quad (\text{Gl.16})$$

Nach (Gl.15) wird bei Resonanz des Kreises der Widerstand R_{cb} im Verhältnis der Quadrate von Teilwindungszahl w_1 zur Gesamtwindungszahl w vergrößert.

Wir merken uns nur die Tatsache, dass eine an einer Anzapfung der Kreisspule liegende Impedanz mit dem Quadrat der Gesamt - zu Teilwindungszahl zu Masse, an den Kopfpunkt der Schaltung transformiert und vergrößert wird.

Das Gesagte gilt unter den oben genannten Nebenbedingungen, wie Resonanz, natürlich auch für eine Kapazität an der Anzapfung nach Bild 1.

Beispiel 2.1

Die Gesamtwindungszahl einer Spule beträgt $w = 14$ Wdg. An einer Anzapfung der Spule bei $w_1 = 10$ Wdg liegt eine reelle Impedanz $R = 50 \Omega$. Mit $w/w_1 = 14/10 = 1,4$ ist der parallel zum Kreis tatsächlich wirksame Widerstand $R' = (14/10)^2 * 50 \Omega = 98 \Omega$ und natürlich für einen Parallelkreis viel zu niederohmig. Die erforderliche Transformation auf einen hochohmigen Widerstand übernimmt der primäre Serienkondensator, wie weiter unten beschrieben.

3. Wirkung der Kapazität C_2 an der Anzapfung des Parallelkreises nach Bild 1

Ist die an der Anzapfung liegende Impedanz eine Kapazität wie in Bild 1, dann wird deren Wert bei gleicher Frequenz durch die Transformation nach Abschnitt 2 verkleinert. Das gilt natürlich auch für die Anfangs- und die Endkapazität eines variablen Kondensators. Bezeichnen wir wieder zur Vereinfachung das Verhältnis $(w_1/w) = \ddot{u} < 1$, dann wird die verringerte Kapazität allgemein zu

$$C_p = C_2 \ddot{u}^2 \quad (\text{Gl.17})$$

erhalten. Hier einige Beispiele um den Zusammenhang deutlich zu machen.

Beispiel 3.1

Die Gesamtwindungszahl der Spule $w = 10$ Wdg. Eine variable Kapazität von $C = 15 - 200 \text{ pF}$ liegt an einer Anzapfung bei 7 Wdg. Nach (Gl.17) werden die transformierten Kapazitäten zu $C'_{min} = 7,35 \text{ pF}$ und $C'_{max} = 98 \text{ pF}$ am Kopfpunkt der Spule erhalten.

Der Kapazitätsbereich des Drehkondensators ist von 200:15 auf 98:7,35 verändert worden. Das Kapazitätsvariationsverhältnis von C_{max}/C_{min} ist gleich geblieben.

Wie wir in diesem Beispiel sehen, tritt eine Bandspreizung allein durch eine Anzapfung einer Induktivität nicht ein. Diese wird erst erreicht, wenn an den Klemmen der Kreisinduktivität eine weitere Kapazität liegt. Es ergibt sich dann ein Parallelkreis nach Bild 1.

Beispiel 3.2

Die Kreiskapazität sei $C_p = 300 \text{ pF}$. Als variable Kapazität an der Anzapfung nehmen wir einen Drehko mit $\Delta C = 15 - 200 \text{ pF}$. Die tatsächlich am Parallelkreis wirksamen Kapazitäten sind jetzt $C_{p_{max}} = (300 + 98) \text{ pF} = 398 \text{ pF}$ und $C_{p_{min}} = (300 + 7,35) \text{ pF} = 307,35 \text{ pF}$. Das Kapazitätsvariationsverhältnis ist jetzt auf 1,29 verringert. Es liegt eine Bandspreizung vor.

Beispiel 3.3

Wir verwenden entsprechend Bild 1 zwei gleiche Drehkondensatoren auf einer gemeinsamen Achse. Beide Kondensatoren haben einen Kapazitätsbereich von $\Delta C = 15$ bis 200 pF . Die Gesamtspule habe 10 Wdg, eine Kapazität liegt an einer Anzapfung bei 7 Wdg. Wir berechnen das tatsächlich wirksame Kapazitätsvariationsverhältnis zu 13,33 und stellen fest, dass es sich nicht verändert hat. Bei zwei variablen Kondensatoren mit gleichem Kapazitätsbereich bleibt das Kapazitätsvariationsverhältnis erhalten und ist unabhängig vom Übersetzungsverhältnis \ddot{u} .

Beispiel 3.4

Wir verwenden entsprechend Bild 1 zwei verschiedene Drehkondensatoren auf einer gemeinsamen Achse. Der an der Anzapfung liegende Kondensator hat einen Kapazitätsbereich von $\Delta C = 15 \text{ pF} - 200 \text{ pF}$, der andere $\Delta C = 20 \text{ pF}$ bis 300 pF . Die Gesamtspule habe 10 Wdg. Die Kapazität liegt an einer Anzapfung bei 7 Wdg. Mit $1/\bar{u}^2 = 0,49$ sind die tatsächlich am Kreis wirksamen Kapazitäten jetzt: $C'_{\min} = 27,35 \text{ pF}$ und $C'_{\max} = 398 \text{ pF}$.

Die Anordnung mit einer Kapazität an einer Teilwicklung wird im Anodenkreis von Leistungsendstufen genutzt. Es kann bei bekanntem Drehkondensator, \bar{u} und C_p , das erzielbare Kapazitätsverhältnis und daraus das Abstimmverhalten des Anodenkreises berechnet werden.

Weiterhin ergeben sich in einfacher Weise die notwendige Größe der Parallelkapazität C_p bei gefordertem Kapazitätsverhältnis und vorgegeben Übersetzungsverhältnis \bar{u} , oder auch das notwendige Übersetzungsverhältnis \bar{u} und damit das Verhältnis der Windungszahlen, bei gefordertem Kapazitätsverhältnis, bekanntem Drehkondensator und vorgegebener Parallelkapazität C_p , also einfache Dimensionierungsregeln für die Schaltung nach Bild 1.

Wenn wir den Parallelkreis in üblicher Weise berechnen wollen, können wir die Kapazität an der Anzapfung durch eine transformierte Kapazität und den Generatorwiderstand durch einen transformierten Widerstand am Kopfpunkt des Parallelkreises ersetzen.

Für die Berechnung der Schaltung bleibt als Ersatzschaltung ein Eingangsparkreis mit transformierten Elementen und einer magnetisch gekoppelter Induktivität.

Ist die Antennenimpedanz kapazitiv entsteht mit L_2 ein zweiter Resonanzkreis, der nur zufällig auf der Betriebsfrequenz in Resonanz ist, da sich der Sekundärkreis nicht abstimmen lässt. Die Gesamtschaltung bekommt völlig neue Eigenschaften und wird zum Bandfilter mit 3 Resonanzen. Ist die Antennenimpedanz induktiv, dann verbleibt eine magnetisch gekoppelte Induktivität mit komplexer Belastung und positivem Imaginärteil.

Alle Induktivitäten haben Verluste, die durch die Güte Q beschrieben wird. Durch die Resonanzeigenschaft des Parallelkreises sind die Ströme in den Blindelementen Q mal größer als der Eingangsstrom. Je höher das Q , umso größer sind vor allem die Verluste in den Induktivitäten. Die Schaltung nach Bild 1 hat bei kapazitiver Antennenimpedanz 4 teilweise unübersichtliche Resonanzen. Bei falscher Dimensionierung und Abstimmung auf ein $\text{VSWR} = 1$ am Eingang ist es daher möglich, dass ein Großteil der Leistung im Anpassnetzwerk verbleibt, weil unwissentlich auf die Verlustwiderstände im Netz-

werk angepasst wurde, ähnlich dem Verhalten eines CLC-Hochpassnetzwerkes bei falscher Abstimmung $/8/$.

4. Berechnung der Ersatzschaltung

Wir berechnen die Ersatzschaltung mit den transformierten Elementen. Die Ersatzschaltung bei kapazitiver Antennenimpedanz aber ohne die eingangsseitige Serien-Kapazität C_1 und ohne den Innenwiderstand des Generators zeigt Bild 3.

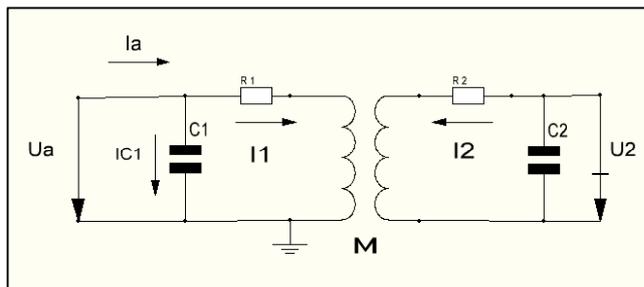


Bild 3: Ersatzschaltung mit transformierten Elementen

Für die Schaltung nach Bild 3 und gleichsinniger Wicklung ($M > 0$) sowie den gewählten Richtungen für die Ströme und Spannungen gelten nach Kirchhoff folgende Zusammenhänge:

$$\underline{I}_a = \underline{I}_{c1} + \underline{I}_1 \quad (\text{Gl.18})$$

$$\underline{U}_a = \underline{I}_{c1} * 1/j\omega C_1 \quad (\text{Gl.19})$$

$$\underline{U}_a = \underline{I}_1 (R_1 + j\omega L_1) + \underline{I}_2 j\omega M \quad (\text{Gl.20})$$

$$- \underline{I}_1 j\omega M = \underline{I}_2 (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2). \quad (\text{Gl.21})$$

Mit der Abkürzung

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2 \quad (\text{Gl.22})$$

wird aus (Gl.21)

$$- \underline{I}_1 j\omega M = \underline{I}_2 \underline{Z}_2 \quad (\text{Gl.23})$$

und daraus der Strom im Sekundärkreis

$$\underline{I}_2 = - \underline{I}_1 j\omega M / \underline{Z}_2 \quad (\text{Gl.24})$$

erhalten.

R_2 setzt sich aus dem Realteil der Antennenimpedanz R_a und dem Verlustwiderstand der sekundären Induktivität R_{2v} zusammen und wir erhalten

$$R_2 = R_{2v} + R_a. \quad (\text{Gl.25})$$

Setzen wir noch zur Abkürzung und besseren Übersicht

$$\underline{Z}_1 = (R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1), \quad (\text{Gl.26})$$

dann erhalten wir mit ein wenig langweiliger Rechnung

$$\underline{I}_a / j\omega C_1 = \underline{I}_1 (\underline{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \underline{Z}_2). \quad (\text{Gl.27})$$

In (Gl.27) stehen auf beiden Seiten Spannungen. Die rechte Seite ist die Summe der Spannung am Eingang und die Rückwirkungsspannung, hervorgerufen durch die Belastung des Sekundärkreises. Ersetzt man die linke Seite von (Gl.27) durch eine Spannung \underline{U}_1 , dann ist die Gleichung identisch mit der für die Serienerregung des Primärkreises (siehe Abschnitt 6) oder /1/.

Die komplexe Lastimpedanz des Sekundärkreises \underline{Z}_2 wird also auf die gleiche Weise in den Primärkreis transformiert, wie bei der Serienschaltung der Kapazität C_1 mit der primären Induktivität L_1 .

Mit (Gl.27) wird der Eingangsstrom

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_a / [j\omega C_1 (\underline{Z}_1 + (\omega M)^2 / \underline{Z}_2)] \quad (\text{Gl.28})$$

und die Eingangsimpedanz der Schaltung nach Bild 3

$$\underline{Z}_a = \underline{U}_a / \underline{I}_a = 1/j\omega C_1 + 1/[(\omega C_1)^2 * (\underline{Z}_1 + (\omega M)^2 / \underline{Z}_2)] \quad (\text{Gl.29})$$

erhalten. Bei fehlender Kopplung ist $M = 0$ und wir erhalten mit der Abkürzung nach (Gl.26) die Eingangsimpedanz

$$\underline{Z}_a = 1/j\omega C_1 + 1/[(\omega C_1)^2 * \underline{Z}_1]$$

die durch einfache Rechnung - es liegt der Kondensator C_1 parallel zu $(R_1 + j\omega L_1)$ - bestätigt werden kann. Unsere Rechnung war also richtig.

Der sekundären Strom ist mit (Gl.24 u. 28)

$$\underline{I}_2 = - \underline{I}_a * M / C_1 [(\underline{Z}_1 \underline{Z}_2 + \omega^2 M^2)] \quad (\text{Gl.30})$$

und die Spannung am Kondensator

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 * 1/j\omega C_2 \quad (\text{Gl.31})$$

oder auch die Spannung über der Antennenimpedanz

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 (R_a + 1/j\omega C_2). \quad (\text{Gl.32})$$

Für die Berechnung einer rein induktiven Antennenimpedanz setzen wir in (Gl.22) $X_{c2} = 1/j\omega C_2 = 0$. Es gilt dann an Stelle (Gl.22)

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2. \quad (\text{Gl.33})$$

Ist, wie in Bild 1 gezeigt, noch eine schaltbare Serieninduktivität L_s zu berücksichtigen, dann muss \underline{Z}_2 in (Gl.22) durch diese Induktivität ergänzt werden. Es gilt dann an Stelle von (Gl.22)

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega(L_2 + L_s) + 1/j\omega C_2. \quad (\text{Gl.34})$$

\underline{Z}_2 wird bei Abstimmung auf Resonanz reell und erhält den Wert

$$\underline{Z}_2 = R_2 = (R_{2v} + R_a). \quad (\text{Gl.35})$$

Die sekundäre Resonanzfrequenz, eine der vielen Resonanzen der Schaltung, berechnet sich aus der Resonanz-Bedingung $j\omega(L_2 + L_s) + 1/j\omega C_2 = 0$ zu

$$\omega_0^2 = 1/(L_2 + L_s) C_2. \quad (\text{Gl.36})$$

Mit den genannten Ergänzungen der (Gl.33 ff) können wir die Sonderfälle abhandeln, weil alle anderen Gleichungen ihre Gültigkeit behalten.

5. Berücksichtigung des Innenwiderstandes des Generators R_i

Bislang blieb der niederohmige Innenwiderstand R_i der Quelle unberücksichtigt, der natürlich einen maßgeblichen Einfluss auf das Verhalten des Eingangs-Parallelkreises und damit auf die gesamte Schaltung hat. Mit der Leerlaufspannung der Quelle \underline{U}_0 und dem Innenwiderstand R_i kann der Einfluss sehr einfach aus der Spannungsteilerregel

$$\underline{U}_a = \underline{U}_0 \underline{Z}_a / (R_i + \underline{Z}_a) \quad (\text{Gl.37})$$

erhalten werden. Schreibt man zur besseren Übersicht (Gl.37) etwas um, dann folgt

$$\underline{U}_a = [\underline{U}_0 / R_i] * (R_i * \underline{Z}_a) / (R_i + \underline{Z}_a) \quad (\text{Gl.38})$$

und wir erkennen in dem ersten Ausdruck \underline{U}_0 / R_i den Kurzschlussstrom \underline{I}_k der Quelle und in dem zweiten die Parallelschaltung der Impedanzen R_i und \underline{Z}_a .

Mit $\underline{I}_k = \underline{U}_0 / R_i$ wird der Eingangsstrom

$$\underline{I}_a = \underline{I}_k * R_i / (R_i + \underline{Z}_a) \quad (\text{Gl.39})$$

und wir können den Einfluss des Innenwiderstandes leicht übersehen. Für $R_i \rightarrow \infty$ (Stromquelle) wird $\underline{I}_a = \underline{I}_k$ und für $R_i = 0$ (Spannungsquelle) wird $\underline{U}_a = \underline{U}_0$, was ja auch sofort verständlich ist.

Bei Abstimmung auf $VSWR = 1$ wird \underline{Z}_a reell und der Strom \underline{I}_a ist in Phase mit der Eingangsspannung \underline{U}_a . $Z_a = R_a$ liegt parallel zum Innenwiderstand und

vergrößert die Bandbreite des Parallelkreises, die sich aus der Beziehung

$$B = G/2\pi C \quad (\text{Gl.40})$$

berechnet und unabhängig vom Wert der Induktivität ist.

Liegt ein niederohmiger Widerstand parallel zu einem Parallelkreis, tritt keine Spannungsresonanz an den Blindelementen auf wie gewohnt, sondern eine Stromresonanz in den Blindelementen, die in der Induktivität Q mal höhere Verluste bewirken.

Wird das Z-Match, wie hier angenommen, als Anpassnetzwerk verwendet, ist der Innenwiderstand der Quelle immer niederohmig, etwa $R_i = 50 \Omega$. Der transformierte Quellwiderstand muss aber einige $k\Omega$ betragen, damit der Parallelkreis eine hochohmige Quelle sieht. Ohne ausreichende Transformation wie in Beispiel 2.1 angedeutet, macht der niederohmige Quellwiderstand den eingangsseitigen Parallelkreis überflüssig.

Beispiel 5.1

Ein transformierter Innenwiderstand von $R_i' = 100 \Omega$ liegt einem Parallelkreis parallel. Die wirksame Kapazität des Drehkondensators nach Beispiel 3.3 sei $\Delta C = 22.35 - 298 \text{ pF}$. Wir berechnen jeweils die Bandbreite des Parallelkreises bei den Extremwerten der Kapazität. Es wird bei der Einstellung $C = 22.35 \text{ pF}$ die Bandbreite $B_1 = 1 / (100 \Omega * 2 \pi * 22.35 \text{ pF}) = 71.21 \text{ MHz}$ und bei der Einstellung $C = 298 \text{ pF}$ die Bandbreite $B_2 = 5.34 \text{ MHz}$ erhalten. Bei diesen Bandbreiten ist natürlich eine Bandspreizung sinnlos. Eine sinnvolle Anwendung im folgenden Beispiel.

Beispiel 5.2

Das Z-Match nach Bild 1 - ohne Kondensator C_1 - wird in seiner ursprünglichen Anwendung im Anodenkreis einer Röhrenendstufe verwendet. Der Innenwiderstand bei Vollaussteuerung der Röhre bis zur Grenzgeraden sei $R_i = 2500 \Omega$. Durch die Transformation der Last in den Anodenkreis ergibt sich ein wirksamer Widerstand der Quelle von $R_i' = 1100 \Omega$. Die wirksamen Kapazitäten seien $\Delta C = 22.35 - 298 \text{ pF}$.

Daraus berechnen sich die Bandbreiten des Anodenkreises zu $B_1 = 1 / (1100 \Omega * 2 \pi * 22,35 \text{ pF}) = 6,47 \text{ MHz}$ bzw. $B_2 = 0,48 \text{ MHz}$.

Bei diesen kleineren Bandbreiten ist eine Bandspreizung durch die Kapazität an der Anzapfung sehr sinnvoll. Sogar ein angepasster Plattenschnitt /3/ des anodenseitigen Kondensators wird manchmal erforderlich um eine Einstellung möglich zu machen. Meistens wird sogar ein Feintrieb erforderlich.

6. Funktion des Serienkondensators C_1

Um die Funktion des Serienkondensators C_1 übersehen zu können, wandeln wir die Serienschaltung aus Innenwiderstand R_i und C_1 in eine gleichwertige Parallelschaltung um. Die Serienschaltung hat die komplexe Impedanz

$$\underline{Z} = R_i + 1/j\omega C_1 \quad (\text{Gl.41})$$

und daraus die Admittanz

$$\underline{Y} = 1/\underline{Z} = 1/(R_i + 1/j\omega C_1). \quad (\text{Gl.42})$$

Multipliziert man (Gl.42) aus und selektiert Realteil und Imaginärteil, dann erhält man den Realteil des Paralleleitwertes zu

$$G_p = (\omega C_1)^2 R_i / [1 + (\omega R_i C_1)^2] \quad (\text{Gl.43})$$

und den Imaginärteil

$$B_p = \omega C_1 / [1 + (\omega R_i C_1)^2]. \quad (\text{Gl.44})$$

Die (Gl.44) beschreibt also die frequenzabhängige Transformation des niederohmigen Widerstandes der Quelle R_i in einen hochohmigen Parallelwiderstand, wie es auch für einen Parallelkreis sein muss.

Eine andere, aber gleichwertige Möglichkeit die Wirkung der Eingangskapazität ist sofort ersichtlich, wenn man die Schaltung etwa umzeichnet. Dann besteht der Eingang aus einem kapazitiven Spannungsteiler bestehend aus C_1 und den transformierten C_2 Kapazitäten. Dieser Spannungsteiler ist belastet mit dem Quellwiderstand der Quelle, in diesem Fall 50Ω .

Je nachdem was einem besser gefällt, kann die erste oder zweite Betrachtung als Grundlage für die Berechnung herangezogen werden. Die Ergebnisse sind in jedem Fall gleich.

Beispiel 6.1

Der Innenwiderstand der Quelle ist $R_i = 50 \Omega$. In Serie liegt eine variable Kapazität $\Delta C = 20 - 250 \text{ pF}$. Bei der Frequenz $f_0 = 3,6 \text{ MHz}$ rechnen wir diese Serienschaltung in die gleichwertige Parallelschaltung um und erhalten mit (Gl.43, 44)

$$R_{p20} = 1/G_p = 97,7 \text{ k}\Omega \text{ und } C_{p20} = 19,99 \text{ pF}$$

sowie

$$R_{p250} = 675,44 \Omega \text{ und } C_{p250} = 231,49 \text{ pF}.$$

Bei der Einstellung $C = 20 \text{ pF}$ wird ein Parallelwiderstand von $R_{p20} = 97,7 \text{ k}\Omega$ erhalten und bei $C = 250 \text{ pF}$, $R_{p250} = 675 \Omega$. Ein großer

Wertebereich für den reellen Widerstand und ein kleiner für die Kapazität, die sich bei tiefen Frequenzen kaum von dem Wert der Serienkapazität unterscheidet.

Die transformierte Parallelkapazität liegt dem Parallelkreis parallel und verstimmt diesen zu tiefen Frequenzen hin. Die Abstimmung mit C_1 und C_2 beeinflusst sich gegenseitig und machen die Abstimmung unübersichtlich.

Sehen wir uns noch das Transformationsverhalten bei den anderen Amateurfrequenzen an. Die Werte zeigt Tab. 1

Frequenz MHz	Rp ₂₀ KΩ	Cp ₂₀ pF	Rp ₂₅₀ Ω	Cp ₂₅₀ pF
1.9	350	20.00	2300	244.55
3.6	97	19.99	675.44	231.49
7.1	25	19.96	210.80	190.70
14.1	6.42	19.84	90.77	112.29
21.1	2.89	19.65	68.21	66.73
29.5	1.51	18.34	59.3	39.26

Tab. 1: Umrechnung der Serienschaltung eines 50 Ω Widerstandes mit einer variablen Kapazität von ΔC = 20 – 250 pF in die gleichwertige Parallelschaltung bei verschiedenen Frequenzen.

Betrachten wir auch noch die zweite Möglichkeit mit kapazitiven, belasteten Spannungsteiler, siehe /14/.

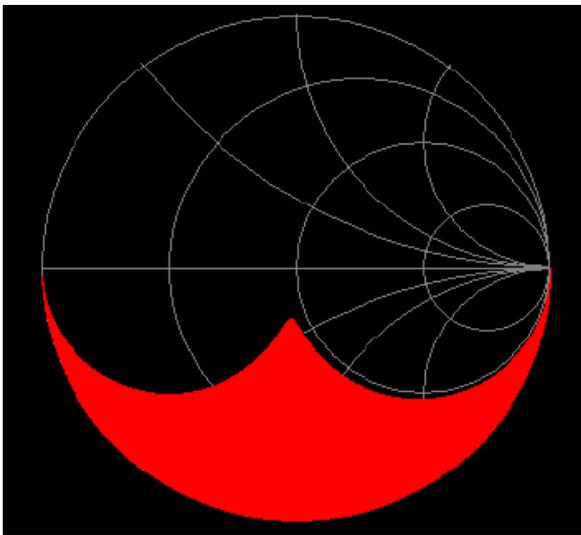


Bild 4: Impedanzbereich eines belasteten, kapazitiven Spannungsteilers /14/

7. Berechnung der optimalen magnetischen Kopplung beider Kreise

Die gekoppelten Kreise bei Reihenschaltung des Primärkreises mit der Spannungsquelle nach (Gl.27) sind im Bild 4 dargestellt.

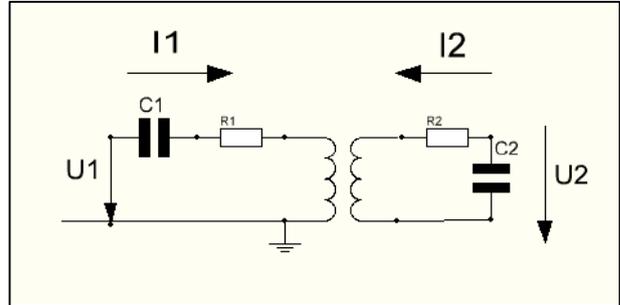


Bild 4:

Betrachten wir die Widerstände R_1 und R_2 als die Verlustwiderstände der beiden Kreise, dann gelten bei gleichsinniger Wicklung ($M > 0$) nach Kirchhoff folgende Gleichungen

$$\underline{U}_1 = (R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1) \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 \quad (\text{Gl.45})$$

$$\underline{I}_2 (R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2) + j\omega M \underline{I}_1 = 0 \quad (\text{Gl.46})$$

Schreibt man die primären und sekundären Scheinwiderstände mit der Abkürzung

$$\underline{Z}_1 = R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1 \quad (\text{Gl.47})$$

und

$$\underline{Z}_2 = R_2 + j\omega L_2 + 1/j\omega C_2 \quad (\text{Gl.48})$$

erhält man aus den vorstehenden Gleichungen den Eingangstrom

$$\underline{I}_2 = - \underline{I}_1 (j \omega M) / \underline{Z}_2 \quad (\text{Gl.49})$$

und die Eingangsspannung

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 (\underline{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \underline{Z}_2). \quad (\text{Gl.50})$$

oder auch, wie schon berechnet

$$\underline{Z}_e = (\underline{Z}_1 + \omega^2 M^2 / \underline{Z}_2).$$

Das Verhältnis $\underline{U}_1 / \underline{I}_1$ ist die komplexe Eingangsimpedanz und $(\omega M)^2 / \underline{Z}_2$ der in den Primärkreis transformierte Rückwirkungswiderstand.

Bei primärer und sekundärer Abstimmung auf die Resonanzfrequenz

$$\omega^2 = 1 / (L_1 C_1) = 1 / (L_2 C_2) \quad (\text{Gl.51})$$

werden aus den (Gl.47 u. 48)

$$\underline{Z}_1 = R_1 \quad \text{und} \quad \underline{Z}_2 = R_2. \quad (\text{Gl.52})$$

Mit (Gl.50) wird die Eingangsspannung

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 [R_1 + (\omega M)^2 / R_2]. \quad (\text{Gl.53})$$

Ohne magnetische Kopplung auf den Sekundärkreis wäre – wie zu erwarten – der Eingangsstrom bei Resonanz der Primärkreises

$$I_1 = U_1 / R_1 \quad (\text{Gl.54})$$

oder außerhalb der Resonanz allgemein die Funktion eines Serienkreises

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \underline{Z}_1 = \underline{I}_1 (R_1 + j\omega L_1 + 1 / j\omega C_1) \quad (\text{Gl.55})$$

mit der Resonanzfrequenz $\omega^2 = 1 / (L_1 C_1)$.

Aus (Gl.49) erhalten wir für den sekundären Strom

$$\underline{I}_2 = - \underline{I}_1 (j \omega M) / R_2. \quad (\text{Gl.56})$$

Die dem Primärkreis zugeführte Wirkleistung ist mit I_1 als Betrag

$$P_1 = I_1 * U_1 = I_1^2 (R_1 + \omega^2 M^2 / R_2) \quad (\text{Gl.57})$$

und die im sekundären Kreis in Wärme umgesetzte Leistung mit I_2 als Betrag

$$P_2 = I_2^2 R_2 = \underline{I}_1^2 (\omega M)^2 / R_2. \quad (\text{Gl.58})$$

wobei R_2 der ausgangsseitige Verlustwiderstand des Serienkreises ist.

Daraus berechnet sich der Wirkungsgrad

$$\eta = P_2 / P_1 = \omega^2 M^2 / (R_1 * R_2 + \omega^2 M^2). \quad (\text{Gl.59})$$

Die Verlustwiderstände R_1 bzw. R_2 berechnen sich mit den Güten der Serienkreise zu

$$R_1 = \omega L_1 / Q_L \quad \text{und} \quad R_2 = \omega L_2 / Q_L. \quad (\text{Gl.60})$$

Der Wirkungsgrad der Schaltung nach Bild 4 ist also nur abhängig von den beiden Verlustwiderständen R_1 , R_2 und der Gegeninduktivität M bzw. dem Kopplungsgrad k

$$k = M / \sqrt{L_1 * L_2}. \quad (\text{Gl.61})$$

was ja auch sofort verständlich ist. Nach (Gl.59) wird bei Anpassung der optimale Kopplungswiderstand

$$\omega M_{\text{opt}} = \sqrt{R_1 * R_2}. \quad (\text{Gl.62})$$

und der Rückwirkungswiderstand $(\omega M)^2 / R_2$ wird gleich dem primären Verlustwiderstand R_1 .

Bezeichnet man im Primärkreis R_1 als den Innenwiderstand und den Rückwirkungswiderstand als Außenwiderstand, so gilt bei Anpassung, wie bekannt: Innenwiderstand gleich Außenwiderstand. Der Eingangsstrom ist reell und wird

$$I_{1\text{opt}} = U_1 / 2 R_1 \quad (\text{Gl.63})$$

und

$$I_{2\text{opt}} = -j \underline{U}_1 / 2 \sqrt{R_1 R_2} \quad (\text{Gl.64})$$

sowie

$$P_{2\text{opt}} = \underline{U}_1^2 / 4 R_1 \quad (\text{Gl.65})$$

$$P_{1\text{opt}} = \underline{U}_1^2 / 2 R_1. \quad (\text{Gl.66})$$

Der Wirkungsgrad mit (Gl.65, 66) erreicht bei ωM_{opt} den Wert

$$\eta = 50 \% . \quad (\text{Gl.67})$$

Der optimale Rückwirkungswiderstand bei Anpassung mit (Gl.58) ist dann

$$(\omega M_{\text{opt}})^2 / R_2 = R_1. \quad (\text{Gl.68})$$

Will man höhere Wirkungsgrade der Anpassschaltung als $\eta = 50 \%$ erreichen, dann muss man überoptimal koppeln, d.h. $(\omega M_{\text{opt}})^2 / R_2 > R_1$ machen. Bei $\omega M = 3 * \omega M_{\text{opt}}$ wird schon ein Wirkungsgrad von $\eta = 90 \%$ erreicht.

Die Verlustwiderstände der Kreise nach (Gl.60) sind frequenzabhängig und abhängig von den Güten Q der Induktivitäten. Die Güten sind selbst wieder frequenzabhängig, was die Sache ein wenig kompliziert macht.

Mit (Gl.60) und (Gl.59) wird der Wirkungsgrad bei Resonanz und gleichen Güten

$$\eta = P_2 / P_1 = M^2 / (L_1 * L_2 / Q^2 + M^2). \quad (\text{Gl.69})$$

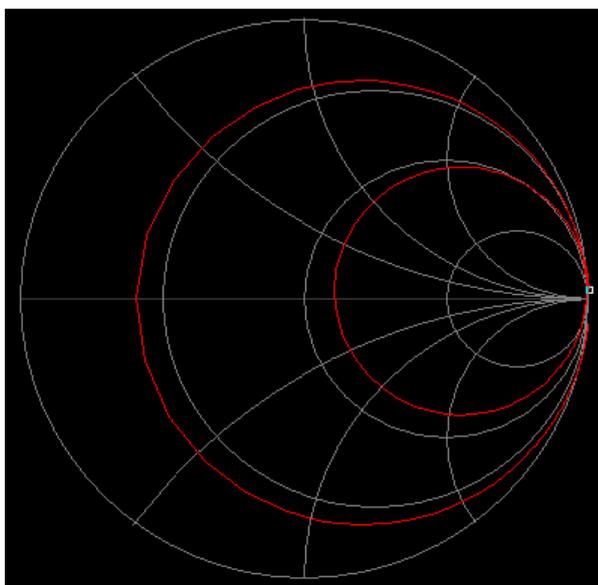
unabhängig von der Frequenz. Leider sind die Güten keine Konstanten, sondern selbst wieder frequenzabhängig. Hier sei auf /13/ verwiesen.

Bei konstanter Kopplung wird der Wirkungsgrad umso größer, je kleiner die Induktivitäten und deren Verlustwiderstände sind.

Wird, wie in Bild 1 dargestellt, eine zweite verlustbehaftete Induktivität im Sekundärkreis eingeschleift, verringert diese den Wirkungsgrad des Anpassnetzwerkes, weil ein verlustbehaftetes Element im Anpassnetzwerk verwendet wird.

Da die Verlustwiderstände frequenzabhängig sind und Wirkungsgrade größer 50% nur erreicht werden, wenn die Kopplung veränderlich ist, muss die Kopplung in solchen Resonanzkopplern immer veränderlich sein. Bei falscher Kopplung kann der Wirkungsgrad so klein sein, dass es besser wäre ohne Koppler zu arbeiten. (Siehe auch Vergleich mit einem LC Koppler in Beispiel 6.1)

Bild 5: Prinzipieller Verlauf der Eingangsimpedanz der Schaltung nach Bild 1



Den prinzipiellen Verlauf der Eingangsimpedanz zeigt Bild 5. Deutlich zu sehen die vielen Resonanzen. Wie das Bild auch zeigt, sind drei Resonanzstellen vorhanden, entsprechend den Reaktanzsätzen nach Foster /3/.

Beispiel 7.1

Wir durchleuchten ein Z-Match für die Frequenz $f = 3,6$ MHz mit den Angaben nach Bild 6.

Mit den Zusammenhängen nach /10/ berechnen sich die Induktivitäten zu $L_1 = 5,8 \mu\text{H}$ und $L_2 = 1,3 \mu\text{H}$ sowie eine Gegeninduktivität bei zwei koaxial übereinander angeordneten Spulen verschiedener Länge zu $M = 1,72 \mu\text{H}$, was einen gegendinduktiven Widerstand von $\omega M = 38,91 \Omega$ ergibt.

Die gemessene Antennenimpedanz bei der Betriebsfrequenz ist $\underline{Z} = (28 - j 100) \Omega$. Daraus die

Resonanzfrequenz des Sekundärkreises mit $L_2 = 1,3 \mu\text{H}$ und der Kapazität der Antennenimpedanz $f_0 = 6,64$ MHz und keinesfalls in Resonanz auf der Betriebsfrequenz $f = 3,6$ MHz.

Selbst mit zugeschalteter Induktivität $L_3 = 1,2 \mu\text{H}$ nach Bild 6 ist der Sekundärkreis nicht auf der Betriebsfrequenz in Resonanz, sondern bei $f = 4,787$ MHz. Die Verlustwiderstände von Kreis 1 und 2 sind bei der Frequenz $f = 3,6$ MHz entsprechend der (Gl.56) $R_{v1} = 2.62 \Omega$ und $R_{v2} = 0.588 \Omega$, wobei eine Güte der Spulen von 50 angenommen wurde.

Bei Resonanz beider Kreise hätten wir einen Wirkungsgrad von $\eta = 99,89 \%$, doch ist der Sekundärkreis nicht in Resonanz und es gibt keine Möglichkeit diesen abzustimmen.

Mit der Gegeninduktivität $M = 1,72 \mu\text{H}$ und den beiden berechneten Induktivitäten wird ein Koppelgrad nach (Gl.61) von $k = 0,626$ erreicht. Der Gesamtverlust bei einem VSWR = 1 am Eingang der Schaltung ist $L = 1,76$ dB und viel zu hoch.

Vergleichen wir die Verluste des Z-Match mit einer einfachen LC-Anordnung so erhalten wir bei gleicher Güte einen Verlust von nur $L = 0,53$ dB. Das macht bei $P_{in} = 1000$ W immerhin $\Delta P_v = 217$ W aus, die unnötig in Wärme gewandelt werden.

Zur Vollständigkeit die Elemente der LC-HP-Anordnung: $C_s = 366$ pF und $L_p = 2,7 \mu\text{H}$. Die

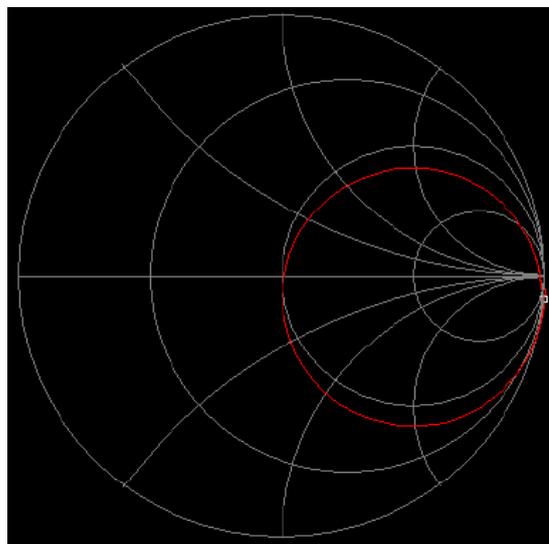


Bild 6: Eingangsimpedanz als Funktion der Frequenz der berechneten Schaltung nach Beispiel 6.1

einfache LC-Anordnung ist auch hier im Vorteil, eindeutig in Abstimmung und wesentlich einfacher im Aufbau und in der Abstimmung. Allerdings ist eine Symmetrierung mit einem Guanella /9/ oder einem Balun mit $\dot{u} = 1$ oder $\dot{u} = 4$ erforderlich.

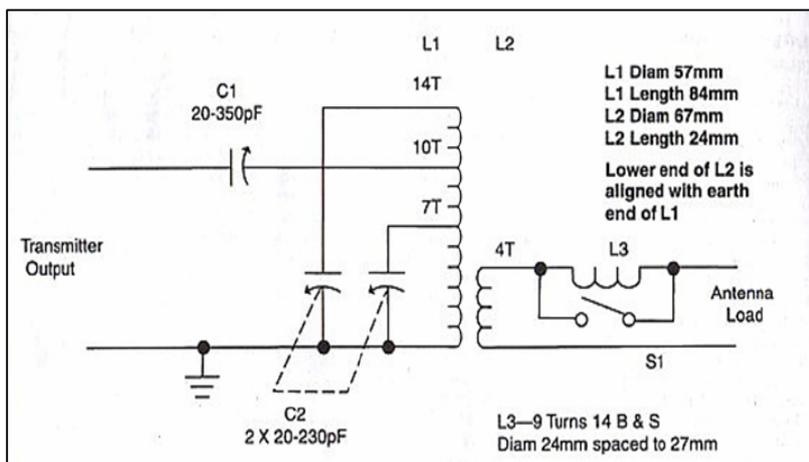


Bild 6: Vorschlag eines Z-Match für die KW-Amateurbänder

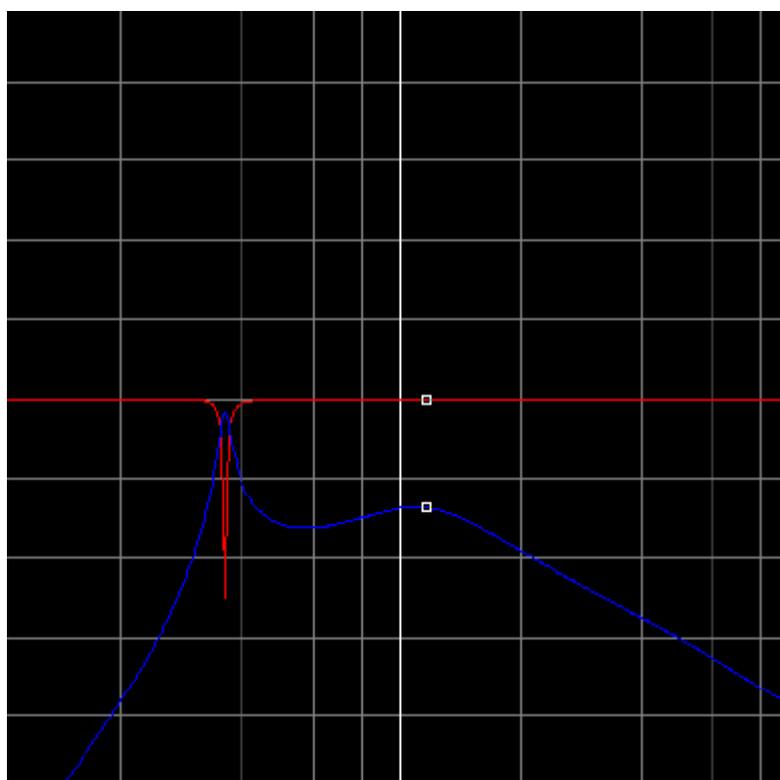


Bild 7: Übertragungsfunktion der berechneten Schaltung nach Beispiel 7.1, blau

Bild 7 zeigt in blau die Übertragungsfunktion des Z-Match nach Beispiel 7.1. Deutlich zu sehen die Resonanz des sekundären Kreises bei $f = 4,78$ MHz.

Die rote Kurve zeigt den Eingangsreflexionsfaktor als Funktion der Frequenz. Man sieht die geringe Bandbreite der Schaltung, die ganz allgemein auf hohe Verluste in der Schaltung hinweisen, weil die Betriebsgüte entsprechend hoch ist. Bei geringen Änderungen in der Frequenz innerhalb eines Bandes, muss auf $VSWR = 1$ nach gestimmt werden.

Verlustarme Schaltungen verhalten sich anders und zeichnen sich durch große Bandbreiten und kleine Betriebsgüten aus. Bei Frequenzwechsel innerhalb eines Bandes ist ein Nachstimmen kaum erforderlich.

Anhang:

Da nicht jeder täglich mit Schwingkreisen zu tun, sind im Anhang die Zusammenhänge am einfachen Serien- und Parallelkreis zusammengefasst.

A1. Der einfache Serienkreis unter Berücksichtigung des Innenwiderstandes Ri der Quelle

Der einfache Serienkreis besteht aus der Reihenschaltung: Innenwiderstand der Quelle Ri, Verlustwiderstand der Induktivität, Kreisinduktivität und einem Serienkondensator,

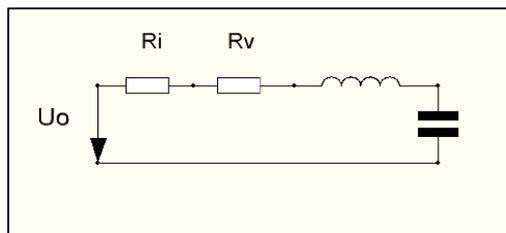


Bild A1: Der einfache Serienkreis

Für die Eingangsimpedanz nach Bild A1 gilt

$$\underline{Z}_e = R_i + R_v + j\omega L + 1/j\omega C \quad (\text{Gl.70})$$

und der Eingangsstrom

$$\underline{I}_o = U_o / \underline{Z}_e \quad (\text{Gl.71})$$

oder auch

$$\underline{I}_o = U_o / [R_i + R_v + j(\omega L - 1/\omega C)]. \quad (\text{Gl.72})$$

Der Ausdruck in (Gl.72) hat sein Maximum

$$\underline{I}_o = U_o / [R_i + R_v] \quad (\text{Gl.73})$$

wenn der Imaginärteil

$$\omega L - 1/\omega C = 0 \quad (\text{Gl.74})$$

Null wird. Daraus berechnet sich die Resonanzfrequenz des Stromes zu

$$\omega_o^2 = 1/LC. \quad (\text{Gl.75})$$

Die Spannung über der Induktivität bei Resonanz wird

$$\underline{U}_L = \underline{I}_o j\omega_o L \quad (\text{Gl.76})$$

und die Spannung über der Kapazität

$$\underline{U}_C = \underline{I}_o * 1/j\omega_o C = -j \underline{I}_o * 1/\omega_o C \quad (\text{Gl.77})$$

dessen Verluste wir vernachlässigen. Der Generator habe die konstante Spannung Uo. Die Anordnung zeigt Bild A1.

mit den Beträgen der Spannungen über den Blindelementen

$$U_L = I_o \omega_o L = U_C = I_o * 1/\omega_o C. \quad (\text{Gl.78})$$

Da die Impedanz der Blindelemente gleich ist, sind auch die Blindspannungen dem Betrage nach gleich, aber mit verschiedenen Vorzeichen. Sie heben sich gegenseitig auf, der Eingangsstrom wird reell.

Für den Betrag der Spannung über der Induktivität gilt mit (Gl.76)

$$U_L = I_o \omega_o L = I_o L / \sqrt{LC} = I_o \sqrt{L/C}. \quad (\text{Gl.79})$$

Der Ausdruck $\sqrt{L/C}$ ist der Kennwiderstand Z_k des Kreises bei Resonanz.

Bildet bei Resonanz das Verhältnis der Spannungen an einem der Blindelemente zur Ursprungspannung der Quelle

$$U_L / U_o = \omega_o L / [R_i + R_v] \quad (\text{Gl.80})$$

dann folgt mit der Betriebsgüte

$$Q_B = \omega_o L / [R_i + R_v] \quad (\text{Gl.81})$$

$$U_L = Q_B * U_o. \quad (\text{Gl.82})$$

Die Spannung an den Blindelementen ist also Q_B mal größer als die Ursprungspannung der Quelle. Entsprechend die Betriebs-Bandbreite

$$B = f_o / Q_B \quad (\text{Gl.83})$$

oder auch mit ein wenig Rechnung

$$B = [R_i + R_v] / 2\pi L. \quad (\text{Gl.84})$$

Die Betriebsbandbreite ist abhängig von der Induktivität, deren Verlustwiderstand sowie dem Innenwiderstand der Quelle. Für $R_i = 0$ folgt mit (Gl.81) die Leerlaufgüte der Spule

$$Q_L = \omega_o L / R_v. \quad (\text{Gl.85})$$

und die Leerlauf-Bandbreite des reinen Serienschwingkreises

$$B = R_v / 2\pi L, \quad (\text{Gl.86})$$

die nur von der Induktivität, dem Serienverlustwiderstand im Kreis, nicht aber von der Kapazität des Serienkreises abhängig ist.

A2. Der einfache Parallelkreis mit Innenleitwert G_i der Quelle

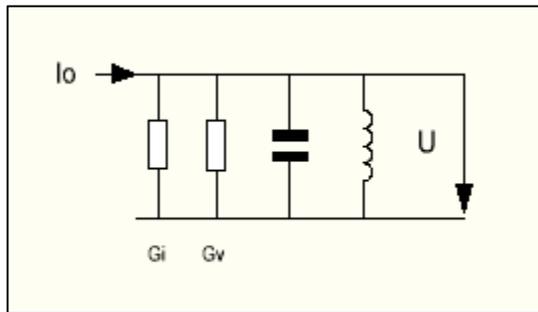


Bild A2: Der einfache Parallelkreis

Serienschwingkreis und Parallelkreis sind dual zu einander. Der Serienschwingkreis erfordert eine konstante Spannung, der Parallelkreis einen konstanten Strom. Für die Eingangsadmittanz gilt

$$\underline{Y}_e = G_i + G_v + j\omega C + 1/j\omega L. \quad (\text{Gl.87})$$

Der Konstantstrom I_0 bewirkt eine Spannung

$$\underline{U} = I_0 / Y_e \quad (\text{Gl.88})$$

oder auch

$$\underline{U} = I_0 / [G_i + G_v + j(\omega C - 1/\omega L)]. \quad (\text{Gl.89})$$

Der Ausdruck in (Gl 89) hat sein Maximum

$$\underline{U}_0 = I_0 / [G_i + G_v] \quad (\text{Gl.90})$$

wenn der Imaginärteil

$$\omega C - 1/\omega L = 0 \quad (\text{Gl 91})$$

Null wird. Daraus berechnet sich die Resonanzfrequenz für die Spannung am Kreis zu

$$\omega_0^2 = 1/LC. \quad (\text{Gl.92})$$

Der Strom durch Induktivität bei Resonanz wird

$$I_L = U_0 / j\omega_0 L = -j U_0 / \omega_0 L \quad (\text{Gl.93})$$

und der Strom durch die Kapazität

$$I_C = U_0 j \omega_0 C \quad (\text{Gl.94})$$

mit den Beträgen der Ströme

$$I_L = I_C = U_0 / \omega_0 L = U_0 \omega_0 C. \quad (\text{Gl.95})$$

Da die Impedanzen der Blindelemente gleich sind, sind auch die Blindströme dem Betrage nach gleich, haben aber entgegengesetztes Vorzeichen. In der Addition ergeben sie den reellen Konstantstrom I_0 . Für den Betrag des Stromes durch die Induktivität gilt mit (Gl.93)

$$I_L = U_0 / \omega_0 L = U_0 \sqrt{LC} / L = U_0 / \sqrt{L/C}. \quad (\text{Gl.96})$$

Der Ausdruck $\sqrt{L/C}$ ist wieder der Kennwiderstand Z_k des Kreises bei Resonanz.

Bildet man bei Resonanz das Betrags-Verhältnis der Ströme durch die Blindelemente zum Konstantstrom der Quelle

$$I_L / I_0 = \omega_0 C / [G_i + G_v], \quad (\text{Gl.97})$$

dann folgt mit der Betriebsgüte

$$Q_B = \omega_0 C / [G_i + G_v] \quad (\text{Gl.98})$$

$$I_L = Q_B * I_0. \quad (\text{Gl.99})$$

Der Blindstrom in den Blindelementen ist also Q_B mal größer als der Konstantstrom der Quelle. Besonders der erhöhte Strom durch die Induktivität verursacht entsprechende Verluste. Mit etwas Rechnung die Betriebs-Bandbreite

$$B = f_0 / Q_B \quad (\text{Gl.100})$$

oder auch

$$B = [G_i + G_v] / 2\pi C. \quad (\text{Gl.101})$$

Die Betriebsbandbreite ist abhängig von der Kreiskapazität, dem Verlustwiderstand des Kreises sowie vom Innenleitwert der Quelle. Für $G_i = 0$ folgt mit (Gl 98) die Leerlaufgüte des reinen Parallelkreises

$$Q_L = \omega_0 C / G_v \quad (\text{Gl.102})$$

und die Leerlauf-Bandbreite des reinen Parallelschwingkreises

$$B = G_v / 2\pi C, \quad (\text{Gl.103})$$

die nur von der Kreis-Kapazität, dem Parallelverlustwiderstand am Kreis, nicht aber von der Induktivität abhängig ist.

Im Serienkreis sind die Spannungen an den Blindelementen Q mal größer als die Quellspannung, beim Parallelkreis sind es die Ströme in den Blindelementen. Im Serienkreis zeigt sich eine Resonanz des Stromes, im Parallelkreis eine Spannungsresonanz.

Wird aber der Parallelkreis mit konstanter Spannung betrieben, weil die Quelle niederohmig ist, zeigt sich eine Stromresonanz und keine Spannungsresonanz. Entsprechendes gilt für den Serienkreis.

Wird dieser mit konstantem Strom betrieben, entsteht eine Spannungsresonanz und keine Stromresonanz.

Wer mehr wissen möchte, der sei auf /13/ verwiesen.

Zusammenfassung:

Koppler sind für die Anpassung einer KW-Antennenanlage notwendig. Werden gekoppelte Kreise im APN verwendet, spricht man von Resonanzkopplern. Allgemein kann man sagen, dass die Verluste eines solchen Netzwerkes mit der Anzahl der Induktivitäten steigen, weil die Güten der Induktivitäten selten über $Q = 200$ liegen. Dagegen sind die Verluste heutiger Vakuumkondensatoren gegenüber den Verlusten der Spulen meistens vernachlässigbar. Verluste sind gleichbedeutend mit der Wandlung der teuer erzeugten Hochfrequenzleistung in Wärme. Je weniger Induktivitäten also im Eingriff sind, desto geringer sind die Verluste in Anpassschaltungen. Da Koppler meistens einen großen Frequenzbereich überstreichen müssen und die Anpassschaltung einen hohen Wirkungsgrad haben sollte, muss die Kopplung zwischen den Kreisen veränderlich sein.

In Abhängigkeit von der Antennenimpedanz haben Koppler nach dem Resonanzprinzip unterschiedliche Eigenschaften. Bei kapazitiver Antennenimpedanz

treten mehrere, meistens ungewollte Resonanzen auf. Der Koppler verhält sich ähnlich einem Bandfilter. Bei falscher Abstimmung oder fehlender Abstimmung des Sekundärkreises können, trotz eines $VSWR = 1$, hohe Verluste im Netzwerk entstehen, wenn fälschlicherweise auf die Verlustwiderstände abgepasst wurde. Resonanzkoppler für die Anwendung über große Frequenzbereiche sind nur mit veränderlichen Induktivitäten (Variometer) möglich, die in einem gesonderten Beitrag behandelt werden.

Die Verluste eines beliebigen Koppelsystems, so auch des Z-Match, können nach einer einfachen Methode messtechnisch ermittelt werden. Man misst am abgestimmten Koppler die Eingangsleistung und die HF-Spannung an den Ausgangsklemmen, danach die Ausgangsimpedanz des Kopplers. Aus beiden Größen kann durch einfache Rechnung der Verlust im Koppelsystem ermittelt werden. Siehe /15/.



DL3LH, Walter
wa-schau@t-online.de
dl3lh@gmx.de
www.heide-holst.de

Literatur:

- /1/ „ Antennen Tuning I - VIII “
- /2/ „ Ströme, Spannungen und Verlustleistungen in Anpassnetzwerken “
- /3/ „ Die Antenne macht die Musik “
- /4/ „ Passive Netzwerke zur Anpassung “
- /5/ „ Der Kondensator, das unbekannte Wesen “
- /6/ „ Der Skin-Effekt “
- /7/ „ Das Pi-Filter mit Verlusten “
- /8/ „ Das CLC- Filter mit Verlusten “
- /9/ „ Mythos Balun “
- /10/ „ Induktivitäten in der täglichen Amateurpraxis “
- /11/ „ Gekoppelte Spulen “
- /12/ „ Antennen Messtechnik I - V “
- /13/ „ Zinke Brunswig “, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik
- /14/ „ Der CC-Koppler im KW Bereich “
- /15/ „Antennenmesstechnik I - III “

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.