

Magnetisch gekoppelte Kreise

**Dimensionierung
von Transformatoren
bei Hochfrequenz II**

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

Fortsetzung:

Die Grundlagen über magnetisch gekoppelte Spulen wurden in Teil I behandelt. Der nachfolgende Beitrag beschäftigt sich mit gekoppelten Kreisen, wie beim Z-, S- oder R-Match.

2. Magnetische gekoppelte Kreise

Wird der Luft-Übertrager nach Teil I am Ausgang mit einer Kapazität belastet, die auch von der Antennenimpedanz kommen kann, entsteht ein Schwingkreis. Wird auch der Eingangskreis mit einer Serienkapazität versehen, liegen magnetisch gekoppelte Kreise mit gänzlich neuen Eigenschaften vor.

Das der Eingangskreis ein Serienkreis ist, kann sofort übersehen werden. Das jedoch auch der Ausgangskreis ein Serienkreis ist kann erst übersehen werden, wenn man bedenkt, dass die in den Sekundärkreis transformierte Spannungsquelle in Reihe mit den Komponenten des Sekundärkreises liegen.

Da zur Transformation und zur Anpassung in KW-Antennenanlagen immer noch gekoppelte Resonanzkreise eingesetzt werden, ist die Kenntnis über deren Eigenschaften wichtig. Besonders interessant ist die Frage: Wie gelingt die richtige Abstimmung, wie kann Anpassung erreicht werden und welche Verluste stellen sich dabei ein?

2.1 Der Übertrager mit kapazitiver Belastung

Wie schon in Teil I beschrieben, wird durch das Einfügen einer sekundären Kapazität das Übertragungs- und Impedanzverhalten vollständig verändert. Dabei muss nicht unbedingt eine zusätzliche Kapazität im Sekundärkreis eingeschleift werden, es kann auch der kapazitive Anteil einer Lastimpedanz sein. Um zu verstehen, wie sich die Impedanzen in den Primärkreis transformieren, soll das folgende Beispiel helfen.

Beispiel 2.1

Wir wollen das Variometer /3/ aus russischen Beständen für einen Antennenkoppler einsetzen. Die Daten sind $L_1 = L_2 = 12 \mu\text{H}$. Zur besseren Darstellung der Zusammenhänge sei das Variometer vorerst verlustlos und der Koppelfaktor $k = 1$, d.h. das Variometer verbleibt in seiner maximalen Stellung. Es fungiert hier als reiner Luft-Übertrager.

Sekundär wird das Variometer bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ mit einer Impedanz von $\underline{Z} = (50 - j 100) \Omega$ belastet, die als Eingangsimpedanz einer Antennenzuleitung gemessen wurde. Diese Impedanz ist frequenzabhängig, weil sich die Antennenimpedanz mit der Frequenz ändert. Der kapazitive Widerstand der ist $X_c = 100 \Omega$ und entspricht bei $f = 3.6 \text{ MHz}$

einer Kapazität von $C = 442 \text{ pF}$. Soll der Sekundärkreis auf Resonanz sein, ist bei $12 \mu\text{H}$ eine Kapazität von $C_{\text{res}} = 162 \text{ pF}$ erforderlich.

Wir schalten eine weitere Kapazität in Serie, so dass die Gesamtkapazität C_{res} ist. In bekannter Weise berechnet sich diese zu $C = 255 \text{ pF}$.

Eine andere Möglichkeit die Kapazität $C = 442 \text{ pF}$ zu „verkleinern“ wäre die Reihenschaltung mit einer Induktivität, verbunden mit weiteren Verlusten, die es gilt zu meiden.

Bei Resonanz des Sekundärkreises ist der Realteil der Eingangsimpedanz $R_e = 50 \Omega$. Nach (Gl 1.5) addiert sich der induktive Widerstand der primären Induktivität von $12 \mu\text{H}$ hinzu, die bei 3.6 MHz einen Blindwiderstand von $X_L = 271 \Omega$ hat. Die Eingangsimpedanz wird also $\underline{Z} = (50 + j 271) \Omega$. Den Impedanzverlauf bei veränderlicher Frequenz, aber konstanter Last, zeigt das Bild 8.

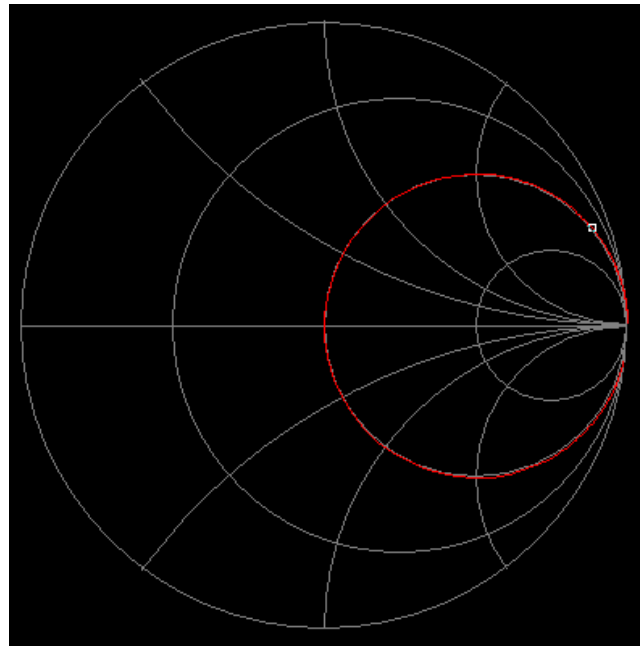


Bild 8: Verlauf der Eingangsimpedanz nach Bsp. 2.1 bei konstanter Lastimpedanz $\underline{Z} = (50 - j 100) \Omega$. Referenz ist 50Ω . Der Marker liegt bei 3.6 MHz .

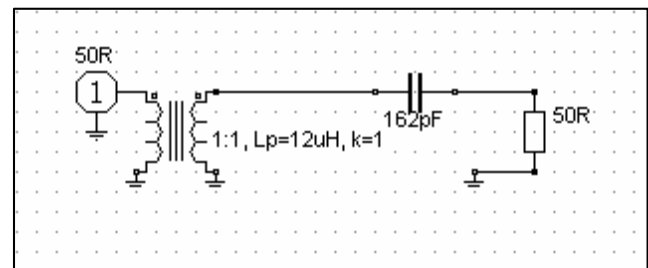


Bild 9: Schaltung entsprechend Beispiel 2.1.

Will man eingangsseitig 50Ω reell erreichen, ist die gesamt wirksame Induktivität zu berücksichtigen. Diese ist bei einem Koppelfaktor $k = 1$ insgesamt

$L_{ges} = 2 * 12 \mu H = 24 \mu H$. Dafür ist ein sekundärer Kondensator von $C_{res} = 81.4 \text{ pF}$ erforderlich, der durch eine Serienschaltung mit einem Zusatzkondensator von $C = 99.7 \text{ pF}$ erreicht wird. Jetzt ist bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ die Eingangsimpedanz 50Ω , reell.

Wird der Koppelfaktor $k < 1$, ändern sich alle Größen wie Resonanzfrequenz und Eingangsimpedanz. Dabei wird der Realteil immer größer als 50Ω und die Resonanzfrequenz verschiebt sich nach oben, weil die wirksame Induktivität geringer wird.

Sekundär liegt die Zusatzkapazität in Reihe mit der Antennenzuleitung, also im „heißen“ Bereich. Den gleichen Effekt der Resonanz erreichen wir natürlich auch, wenn auf der Primärseite eine Kapazität eingefügt wird. Dazu müssen wir die Eingangsimpedanz bei der Frequenz $f = 3.6 \text{ MHz}$ bestimmen.

Beispiel 2.2

Das Variometer nach Bsp. 2.1 ist bei $f = 3.6 \text{ MHz}$ mit der gleichen Impedanz $Z = (50 - j 100) \Omega$ belastet. Bei 3.6 MHz hat die sekundäre $12 \mu H$ Induktivität einen Blindwiderstand von $X_L = 271 \Omega$. Die sekundär wirksame Blindkomponente ist mit dem Blindwert der Kapazität $X_{res} = (+ 271 - 100) \Omega = + 171 \Omega$, also induktiv. Bei dem Übersetzungsverhältnis $ü = 1$ und $k = 1$ ist die eingangsseitige Impedanz $Z = (50 + j 171 + j 271) \Omega = (50 + j 442) \Omega$, die durch eine Kapazität kompensiert werden muss. Diese ergibt sich aus der Resonanzbedingung zu $C = 100 \text{ pF}$.

Die Eingangsimpedanz wird reell und 50Ω . Die primäre Kompensations-Kapazität kann auch am „kalten“ Ende des Übertragers eingefügt werden und liegt vorteilhaft einseitig auf Masse.

Wird der Koppelfaktor $k < 1$, verschiebt sich Resonanzfrequenz nach unten, weil die gewählte Kompensationskapazität zu groß ist. Wird nachgestimmt und die Kapazität verkleinert, werden nur Eingangswiderstände kleiner 50Ω erreicht und der Anpassungsverlust nimmt zu.

Wie in den Beispielen gezeigt, kann die sekundäre Belastung eines Luft-Übertragers, je nach Länge der Zuleitung und der Antennenimpedanz, kapazitiv, reell oder induktiv sein. Ist sie kapazitiv, entsteht sekundär ein Serien-Schwingkreis, ist sie induktiv muss der Eingangskreis die Kompensation übernehmen. Nur in seltenen Fällen ist die Lastimpedanz reell.

Bei zwei gekoppelten Schwingkreisen mit $k < 1$ - in der Praxis immer vorhanden - erhalten wir ein Bandfilter mit völlig anderen Eigenschaften als die eines Einzelkreises. Durch die Kopplung der beiden Resonanzkreise entsteht eine weitere Resonanz, die eine Parallelresonanz ist (Bild 10). Wie ausgeprägt die Resonanzen sind, ist abhängig von den reellen Widerständen und vom Koppelfaktor k .

Die, durch die gekoppelten Kreise verursachte, Parallelresonanz rutscht mit kleiner werdendem Koppelfaktor immer dichter an die Resonanz, auf die die beiden Kreise abgestimmt sind. Da wir immer Koppelfaktoren $k < 1$ haben, ist je nach Koppelfaktor eine FehlAbstimmung auch auf die Parallelresonanz (siehe Bild 10/11 – rechte Schleife) mit fatalen Folgen, möglich.

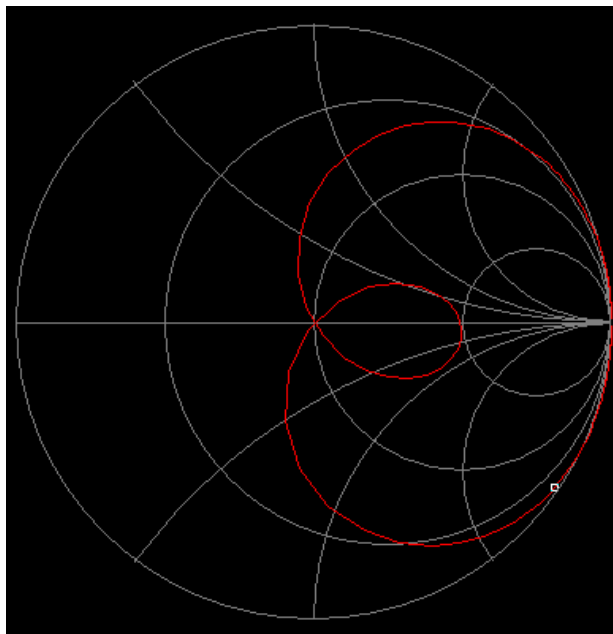


Bild 10: Grundsätzlicher Verlauf der Eingangsimpedanz zweier gekoppelter Resonanzkreise gleicher Resonanzfrequenz – 3 Resonanzen !

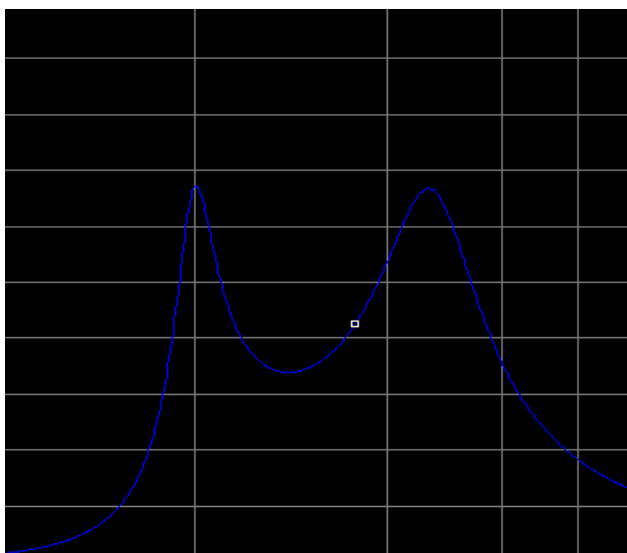


Bild 11. Übertragungsfunktion zweier gekoppelter Resonanzkreise gleicher Frequenz für $k < 1$

Beispiel 2.3

Das Variometer nach Bsp. 2.1 sei bei 3.6 MHz mit einer Impedanz durch die Antennenzuleitung von $Z = (100 + j 200) \Omega$ induktiv belastet. Wir setzen optimale

Kopplung $k = 1$ und Verlustfreiheit voraus, damit die Rechnung einfach und übersichtlich bleibt.

Der induktive Blindwiderstand der Antennenzuleitung bei $f = 3.6$ MHz ist $X_L = 200 \Omega$. Die sekundäre und primäre Induktivität des Variometers von $L_2 = 12 \mu\text{H}$ hat bei 3.6 MHz einen Blindwiderstand $X_L = 271 \Omega$. Die Eingangsimpedanz wird jetzt $Z_e = (100 + j 471 + j 271) = (100 + j 742) \Omega$. Wollen wir Resonanz erreichen, muss der Blindanteil kompensiert werden. Dazu ist eine primäre Serienkapazität von $C = 59.5$ pF erforderlich.

Wird der Koppelfaktor $k < 1$ verschiebt sich die Resonanzfrequenz nach oben, weil die wirksame Induktivität kleiner wird. Es werden nur Realteile kleiner als 100Ω erreicht. Anpassung auf 50Ω muss durch eine geeignete Anpassschaltung vor dem Übertrager (Balun) erfolgen, will man hohe Anpassungsverluste vermeiden.

Wie aus dem Beispiel 2.2 und 2.3 ersichtlich, sind die Eigenschaften und das Verhalten des Balun abhängig vom Blindanteil der Last. Diese ist wiederum abhängig von der frequenzabhängigen Antennenimpedanz und der Länge der Antennenzuleitung. Ist diese kapazitiv entsteht ein Bandfilter mit neuen Eigenschaften, ist diese induktiv haben wir einen Übertrager mit eingangsseitigem Resonanzkreis. Diese unterschiedlichen, frequenzabhängigen Eigenschaften innerhalb eines Bandes oder bei Bandwechsel machen die richtige Abstimmung unübersichtlich.

Ein VSWR von $S = 1$ kann mit Resonanzkopplern fast immer eingestellt werden, doch erfolgt oftmals dabei Anpassung auf die Verlustwiderstände in den Kreisen mit der Folge, dass die HF-Leistung in Wärme gewandelt wird. Es ist daher besonders wichtig die Antennenimpedanz bzw. die Eingangsimpedanz der Zuleitung zu kennen [1,12/].

2.2 Zwei magnetisch gekoppelte Kreise gleicher Resonanzfrequenz bei konstanter Frequenz

Ist primär- und sekundärseitig ein Resonanzkreis vorhanden, liegen zwei magnetisch gekoppelte Kreise vor.

Die Widerstände Z_1 und Z_2 nach (Gl 1.5) sind

$$Z_1 = R_{v1} + j\omega L_1 - j 1/\omega C_1 \quad \text{und} \quad (\text{Gl 2.1})$$

$$Z_2 = R_2 + R_{v2} + j\omega L_2 - j 1/\omega C_2 \pm j X \quad (\text{Gl 2.2})$$

wobei R_2 der reelle sekundäre Lastwiderstand ist und C_1 bzw. C_2 die Serienkapazitäten im Primär- und Sekundärkreis. R_v sind die immer vorhandenen Verlustwiderstände.

Wird der Übertrager z.B. an der Antennenzuleitung betrieben, ist z.B. R_2 der Realteil der Eingangsimpedanz und $\pm X$ deren kapazitiver oder induktiver Imaginärteil.

Werden der primäre und sekundäre Kreis auf die gleiche Resonanz abgestimmt, verschwinden in den (Gl 2.1, 2.2) die imaginären Glieder und wir erhalten nach (Gl 1.5) für die Resonanzfrequenz den reellen Eingangswiderstand

$$R_e = R_{v1} + (\omega M)^2 / (R_{v2} + R_2). \quad (\text{Gl 2.3})$$

mit $(\omega M)^2 / (R_{v2} + R_2)$ als Rückwirkungswiderstand.

Soll Anpassung an den Innenwiderstand der Quelle erreicht werden, muss $R_e = R_i$ sein.

In (Gl 2.3) ist die einzige Variable die Gegeninduktivität M , die über den Koppelfaktor k definiert ist. Für k gilt der Zusammenhang [3/

$$k^2 = M^2 / (L_1 * L_2) \quad (\text{Gl 2.4})$$

$$\text{bzw. } M = k \sqrt{(L_1 * L_2)}.$$

Damit die von der Sekundärseite transformierte Antennenimpedanz oder bei Resonanz der verbleibende reelle Widerstand an den Quellwiderstand angepasst werden kann, ist eine veränderliche Kopplung zwingend notwendig.

Aus (Gl 2.2) wird auch ersichtlich, dass bei großer kapazitiver Belastung der Sekundärkreis evtl. nicht in Resonanz gebracht werden kann, da der induktive Anteil nicht ausreicht und ein kapazitiver Überschuss verbleibt, der entsprechend in den Primärkreis transformiert wird und den Eingangskreis verstimmt (Beispiel 2.1/ 2.2) [11/].

Ist der Realteil der Abschlussimpedanz niederohmig und in der Größenordnung des Verlustwiderstandes des Sekundärkreises R_{v2} , wird der größte Teil der angebotenen Leistung im Koppler verbleiben und in Wärme gewandelt.

Aus diesen einfachen Überlegungen wird ersichtlich, dass Koppler in der Form gekoppelter Kreise unübersichtlich in der Abstimmung sind und möglichst vermieden werden sollten. Besonders unübersichtlich werden die Verhältnisse bei Änderung der Frequenz. Das, durch die Kopplung entstandene Bandfilter mit drei Resonanzen wird noch unübersichtlicher in der Handhabung.

Ein einfaches LC-Netzwerk mit nachfolgendem Luft-Balun und fester Kopplung ist einfacher, verlustärmer, eindeutig in der Abstimmung und immer die bessere Lösung. Grundsätzlich gilt: Je weniger Induktivitäten aktiv sind, umso geringer sind die Verluste.

Bei Resonanz wird der Eingangsstrom in das Netzwerk mit (Gl 2.3)

$$I_e = U_e / R_e \quad (\text{Gl 2.5})$$

wobei sich U_e bzw. I_e aus der verfügbaren Leistung der Quelle berechnet, wenn der Eingangswiderstand bekannt ist. Bei bekannter verfügbarer Leistung P_v und dem eingangsseitigen Reflexionsfaktor r wird die Leistung in das Netzwerk

$$P_{in} = P_v (1 - r^2) \quad (\text{Gl 2.6})$$

Nur bei totaler Anpassung geht die verfügbare Leistung der Quelle auf das Netzwerk über.

Eine Übersicht über die Verhältnisse im Netzwerk kann man leicht gewinnen, wenn man den Leistungsfluss betrachtet.

Beispiel 2.4

Das Variometer ($L_1 = L_2 = 12 \mu\text{H}$) in obigen Beispielen sei mit einer Impedanz von $\underline{Z} = (50 + j 300) \Omega$ belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von $R_i = 50 \Omega$. Die verfügbare Leistung des Transceiver sei 500 W. Bei 3.6 MHz habe das Variometer eine Güte von $Q = 50$. Daraus berechnen sich die Verlustwiderstände $R_{v1} = R_{v2} \approx 6 \Omega$.

Die Eingangsimpedanz wird $\underline{Z} = (62 + j 842) \Omega$ (siehe Beispiel 2.3). Durch eine Serienkapazität von $C = 52.5 \text{ pF}$ im Eingang wird Resonanz bei 3.6 MHz eingestellt.

Die in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand $R_e = 62 \Omega$ nach (Gl 2.6) $P_{in} = 494.26 \text{ W}$.

Bei einer Leistung $P_e = 494.26 \text{ W}$ berechnet sich der Eingangsstrom in das Netzwerk nach (Gl 2.5) zu $I_e = 2.82 \text{ A}$ ($R_e = 62 \Omega$).

Primär entsteht am Verlustwiderstand des Wicklungs-Transformators eine Verlustleistung $P_{v1} = (2.82 \text{ A})^2 \cdot 6 \Omega = 47.83 \text{ W}$. Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit $P_2 = (494.26 - 47.83) \text{ W} = 446.43 \text{ W}$ zur Verfügung. Diese Wirkleistung teilt sich auf den Verlustwiderstand von 6Ω und die Last von 50Ω auf.

Die Verlustleistung ist $P_{2v} = 6/50 \cdot 446.43 \text{ W} = 53.57 \text{ W}$. Die Nutzleistung am 50Ω Lastwiderstand also $P_{nutz} = 392.85 \text{ W}$. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad $\eta = 392.85 / 494.26 = 0.7948$ oder 79.48 %.

Der Wirkungsgrad des reinen Kopplers wird mit den primären und sekundären Verlustleistungen nur $\eta = P_{2v} / (P_{1v} + P_{2v}) = 53.57 / (53.57 + 47.83) = 52.83 \%$.

Der sekundäre Strom berechnet sich mit der Nutzleistung von $P_{nutz} = 392.85 \text{ W}$ an 50Ω zu $I_2 = 2.80 \text{ A}$. Daraus die Spannung an der sekundären Induktivität $U_L = 2.80 \text{ A} \cdot 300 \Omega = 840 \text{ V}$. Die Spannung an der Induktivität des Variometer mit $L = 12 \mu\text{H}$, entsprechend $X_L = 271 \Omega$ wird $U_v = 2.8 \text{ A} \cdot 271 \Omega = 758.8 \text{ V}$.

Das Beispiel 2.4 zeigt sicherlich deutlich die Zusammenhänge zwischen den Strömen, Spannungen und Leistungen am Übertrager. Die Rechnung gestaltet sich bei idealer Kopplung relativ einfach.

Rechnet man in diesem Beispiel für Anpassung am Eingang, muss der Koppelgrad von $k = 1$ auf $k = 0.96$ verringert und die Eingangskapazität auf $C = 55.3 \text{ pF}$ erhöht werden.

Bei Kopplungsgraden kleiner 1 gestaltet sich die Rechnung wesentlich komplexer, weil jetzt der gesamte primäre magnetischer Fluss nicht mehr zu 100 % mit dem sekundären Kreis verkoppelt ist. In der Praxis sind immer Koppelgrad $k < 1$ vorhanden und die Verhältnisse wesentlich unübersichtlicher. Hier sei auf die Literatur verwiesen.

Die Grenzen der Anpassung werden immer dann erreicht, wenn sich das System durch einen zu hohen kapazitiven Anteil der Lastimpedanz (Antennen unterhalb der Resonanzfrequenz) nicht mehr auf Resonanz einstellen lässt (Beispiel 2.5). Vorteilhaft für die richtige Funktion eines Resonanzkopplers sind immer induktive Lastimpedanzen, die durch die Wahl der richtigen Länge der Zuleitung erreicht werden kann - allerdings nicht für alle Amateurbänder.

Berechnen wir noch ein Beispiel für eine ungünstige kapazitive Last.

Beispiel 2.5

Das Variometer ($L_1 = L_2 = 12 \mu\text{H}$) in obigen Beispielen sei mit einer Impedanz von $\underline{Z} = (50 - j 500) \Omega$ belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von $R_i = 50 \Omega$. Die verfügbare Leistung sei wieder 500 W. Bei 3.6 MHz habe das Variometer eine Güte von $Q = 50$. Daraus berechnen sich die Verlustwiderstände $R_{v1} = R_{v2} \approx 6 \Omega$.

Die Eingangsimpedanz wird $\underline{Z} = (62 - j 63) \Omega$ (siehe Rechnung in Beispiel 2.3).

Durch eine weitere Serieninduktivität $L = 2.8 \mu\text{H}$ im Eingang wird Resonanz bei 3.6 MHz eingestellt. Die in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand $R_e = 62 \Omega$ wieder $P_{in} = 494.26 \text{ W}$. Daraus berechnet sich der Eingangsstrom in das Netzwerk nach (Gl 2.5) zu $I_e = 2.82 \text{ A}$ ($R_e = 62 \Omega$).

Die zusätzliche Induktivität habe ebenfalls eine Güte von $Q = 50$, entsprechend einem Verlustwiderstand bei 3.6 MHz von $R = 1.3 \Omega$. Der gesamte Verlustwiderstand im Primärkreis wird $R_{ges} = 7.3 \Omega$. Primär entsteht am Verlust-Gesamtwiderstand eine Verlustleistung $P_{v1} = (2.82 \text{ A})^2 \cdot 7.3 \Omega = 58.05 \text{ W}$.

Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit $P_2 = (494.26 - 58.05) \text{ W} = 436.21 \text{ W}$ zur Verfügung.

Diese Wirkleistung teilt sich auf den sekundären Verlustwiderstand von 6Ω und die Last von 50Ω auf. Die Verlustleistung ist $P_{2v} = 6/50 \cdot 436.21 \text{ W} = 52.35 \text{ W}$. Die Nutzleistung am 50Ω Lastwiderstand

also $P_{\text{Nutz}} = 383.86 \text{ W}$. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad $\eta = 383.86 / 494.26 = 0.7766$ oder 77.66% .

Der Wirkungsgrad des Übertragers wird mit den primären und sekundären Verlustleistungen $\eta = P_{2v} / (P_{1v} + P_{2v}) = 52.53 / (52.53 + 58.05) = 47.50 \%$.

Der sekundäre Strom berechnet sich mit der Nutzleistung von $P_{\text{Nutz}} = 383.86 \text{ W}$ an 50Ω zu $I_2 = 2.77 \text{ A}$. Die Spannung an der sekundären Induktivität wird $U_L = 2.77 \text{ A} * 500 \Omega = 1385 \text{ V}$. Die Spannung am Variometer mit $L = 12 \mu\text{H}$, ($X_L = 271 \Omega$) wird $U_v = 2.77 \text{ A} * 271 \Omega = 750.67 \text{ V}$, enorme hohe HF-Spannungen.

Beispiel 2.6

Ein 1: 4 Übertrager mit den gleichen Werten wie das berechnete Variometer mit $L_1 = L_2 = 12 \mu\text{H}$ sei mit der Impedanz nach Beispiel 2.3 von $\underline{Z} = (50 - j 500) \Omega$ belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von $R_i = 50 \Omega$. Die verfügbare Leistung sei wieder 500 W .

Bei 3.6 MHz haben die Spulen des Balun eine Güte von $Q = 50$. Daraus berechnen sich die Verlustwiderstände $R_{v1} \approx 6 \Omega$ und $R_{v2} \approx 24 \Omega$. Die Eingangsimpedanz wird $\underline{Z} = (24.5 + j 417) \Omega$ (siehe Beispiel 2.3). Durch eine primäre Serienkapazität $C = 106 \text{ pF}$ im Eingang wird Resonanz bei 3.6 MHz eingestellt.

Die bei Resonanz in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand $R_e = 24.5 \Omega$ nach (Gl 2.6) $P_{\text{in}} = 441.42 \text{ W}$. Daraus berechnet sich der Eingangsstrom nach (Gl 2.5) zu $I_e = 4.24 \text{ A}$ ($R_e = 24.5 \Omega$). Primär entsteht am Verlustwiderstand eine Verlustleistung $P_{v1} = (4.24 \text{ A})^2 6 \Omega = 108 \text{ W}$.

Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit $P_2 = (441.42 - 108) \text{ W} = 333.3 \text{ W}$ zur Verfügung. Diese Wirkleistung teilt sich auf den sekundären Verlustwiderstand von 24Ω und auf die Last von 50Ω auf. Die Verlustleistung ist $P_{2v} = 24/50 * 333.3 \text{ W} = 160 \text{ W}$. Die Nutzleistung am 50Ω Lastwiderstand also $P_{\text{Nutz}} = 173.3 \text{ W}$. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad $\eta = 173.4 / 441.42 = 0.3925$ oder auch 39.25% . Es werden $P = 268 \text{ W}$ im Luftübertrager in Wärme gewandelt.

Der Wirkungsgrad des reinen 1: 4 Koppler wird mit den primären und sekundären Verlustleistungen $\eta = P_{2v} / (P_{1v} + P_{2v}) = 160 / (108 + 160) = 0.5970$ oder 59.70% .

Der sekundäre Strom berechnet sich mit der Nutzleistung von $P_{\text{Nutz}} = 173.3 \text{ W}$ an 50Ω zu $I_2 = 1.86 \text{ A}$. Die Spannung an der sekundären Kapazität wird daraus $U_L = 1.86 \text{ A} * 500 \Omega = 930.85 \text{ V}$. Die Sekundärspannung am Variometer mit $L = 4 * 12 \mu\text{H}$, ($X_L = 4 * 271 \Omega$) wird $U_v = 1.86 \text{ A} * 4 * 271 \Omega = 2014.24 \text{ V}$, insgesamt gefährlich hohe HF-Spannungen.

Durch den 1:4 Wickel-Übertrager haben wir eigentlich nichts gewonnen, außer höheren Verlusten und höheren HF-Spannungen an den sekundären Blindelementen. Der einzige Vorteil ist, dass größere kapazitive Lasten verarbeitet werden können, ohne das verlustbehaftete Induktivitäten eingefügt werden müssen.

Die Anpassung an den Transceiver muss entweder mit einem Differentialdrehko oder durch eine Anpassschaltung vor dem Übertrager erfolgen. Diese einfachen Berechnungen zeigen sicherlich, dass Übersetzungsverhältnisse größer 1: 1 nur die Verluste und die Blindspannungen erhöhen. Die Frage nach dem Sinn von HF-Transformatoren mit noch größeren Übersetzungsverhältnissen, die immer wieder angeboten werden, erübrigt sich von selbst /11/.

Eine Kombination von magnetischer und galvanischer Kopplung ist der HF-Sparübertrager, der in einer gesonderten Abhandlung behandelt wird. Dazu gehört auch der Phase-Reversal-Transformer mit interessanten Eigenschaften.



Bild 13 Einfache Ausführung eines Luft-Übertragers am Eingang einer Zweidrahtleitung – hinter dem Anpassnetzwerk!

Die Beispiele 2.2 bis 2.6 zeigen übersichtlich die Zusammenhänge zwischen den Strömen, Spannungen und Leistungen am Resonanz-Koppler. Die Rechnung gestaltet sich bei idealer Kopplung relativ einfach.

Die Transformation des Innenwiderstandes der Quelle an den Eingangswiderstand des APNs kann primär an einer Anzapfung (fest und wenig sinnvoll) oder besser über einen Differentialkondensator erfolgen /1/.

Bei veränderlicher Kopplung oder anders ausgedrückt, bei variabler Gegeninduktivität M , werden die Verhältnisse unübersichtlich und die Berechnung sehr komplex. Hier sei auf die Literatur verwiesen /13/.

Trotz der unterschiedlichen Varianten lassen sich alle Schaltungen mit gekoppelten Schwingkreisen auf das einfache Grundprinzip eines Serienkreises im Eingang und eines Serienkreises im Ausgang zurückführen. An der eigentlichen Funktion ändern sich nichts, nur an den Impedanzverhältnissen, Strömen, Verlustleistungen und Koppelfaktoren.

Alle diese Koppler mit gekoppelten Kreisen haben Wirkungsgrade nach folgendem Zusammenhang

$$\eta = I_2^2 R_{V2} / (I_1^2 R_{V1} + I_2^2 R_{V2}) \quad (\text{Gl 2.7})$$

oder mit der Gegeninduktivität M

$$\eta = (\omega M)^2 / [R_{V1} * R_{V2} + (\omega M)^2] \quad (\text{Gl 2.8})$$

Durch Differenzieren und Nullsetzen der Ableitung in (Gl 2.8) wird der optimale Kopplungswiderstand bei dem der Sekundärstrom ein Maximum hat

$$\omega_{\text{opt}} M = \sqrt{R_{V1} * R_{V2}} \quad (\text{Gl 2.9})$$

erreicht. Eingesetzt in (Gl 2.8) berechnet sich ein Wirkungsgrad von nur $\eta = 50 \%$, der bekannte Wirkungsgrad bei Anpassung.

Will man Wirkungsgrade größer 50 % erreichen, muss überoptimal gekoppelt werden. Bei 3 mal $\omega_{\text{opt}} M$ werden schon Wirkungsgrade von 90 % erreicht.

Dieses Optimum für den sekundären Strom wird verständlich, wenn man bedenkt das Primär- und Sekundärstrom bei steigender Kopplung größer werden, dafür aber auch die Verluste - primär und sekundär.

An diesem Beispiel wird ersichtlich, dass Koppler mit magnetisch gekoppelten Kreisen ohne veränderliche Kopplung für Anpassnetzwerke im Amateurfunk absolut ungeeignet sind.

Eine Besonderheit und einen Vorteil haben magnetisch gekoppelte Kreise. Verändert man bei konstanter Eingangsspannung und Frequenz die Kopplung (ωM), dann ändern sich alle Werte innerhalb des Kopplers. Die Abstimmung macht davon eine Ausnahme. Sie ist unabhängig von M und bleibt für alle M erhalten. Wenn doch eine Beeinflussung vorhanden ist, dann sind es ungewollte Kopplungen durch Streukapazitäten zwischen den Kreisen.

Durch die Rechenbeispiele wird deutlich, dass gekoppelte Kreise so ihrer Tücken haben. Wird die Frequenz verändert, ändern sich alle Verhältnisse innerhalb des Systems. Wird es auch noch notwendig, die Kopplung für Anpassung zu verändern, kann man leicht die Übersicht verlieren.

Die einfachste Variante für ein Anpassnetzwerk ist und bleibt ein LC-Netzwerk mit einem Luft-Balun am Ausgang. Diese primitive Schaltung ist eindeutig in

der Abstimmung, immer verlustärmer als alle anderen Varianten von Kopplern mit gekoppelten Kreisen und hat mechanisch ungeheure Vorteile.

3. Messtechnische Ermittlung der Verluste eines Koppler – Systems /12/

Mit einem Amateur-Messgerät kann bei einer bestimmten Frequenz f die Impedanz der Antennenzuleitung mit Real- und Imaginärteil gemessen werden /12/. Die komplexe Impedanz entspricht einer Serienschaltung und ist

$$\underline{Z} = R_2 \pm j X_2 \quad (\text{Gl 3.1})$$

mit R_2 als dem Realteil und $\pm X_2$ als Imaginärteil. Wird die Spannung U_2 an der Last gemessen, fließt nach dem Ohmschen Gesetz der komplexe Strom

$$\underline{I} = \underline{U}_2 / \underline{Z} \quad (\text{Gl 3.2})$$

und die Wirkleistung in die Last wird in bekannter Weise

$$P_w = |\underline{I}|^2 * R_2 = U_2^2 R_2 / |\underline{Z}|^2 \quad (\text{Gl 3.3})$$

wobei sich der Betrag von \underline{Z} aus der bekannten Beziehung nach dem Pythagoras

$$|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (\text{Gl 3.4})$$

ergibt /3/. Mit diesen Kenntnissen ausgerüstet, können die Verluste eines beliebigen Koppelsystems bestimmt und verschiedene APNe bezüglich ihrer Effektivität einfachst verglichen werden.

Beispiel 3.1

Nach Beispiel 2.2 ist das Variometer mit einer Impedanz von $\underline{Z} = (50 + j 300) \Omega$ belastet, die mit einem Messgerät ermittelt wurde.

Wir messen mit einem Voltmeter die Effektiv-Spannung über der Lastimpedanz zu $U_2 = 852 \text{ V}$. Nach (Gl 3.3) wird die Wirkleistung $P_w = (852 \text{ V})^2 * 50 / 92500 = 392.38 \text{ W}$ (siehe Beispiel 2.2).

Angenommen, das Stehwellenverhältnis am Eingang des Koppler sei bei der Betriebsfrequenz $S = 1.3$, dann ist die Eingangsleistung $P_{\text{in}} = 494.26 \text{ W}$ (Gl 2.6) und der Verlust im Koppelsystem $L_v = 101.88 \text{ W}$.

Der Transfer-Wirkungsgrad wird $\eta = 392.38 / 494.26 = 0.7938$ oder 79.38 %, identisch zu dem Wert nach Beispiel 2.2 bis auf Rundungsdifferenzen. Immerhin werden rund 102 W im Koppel-System in unnötige Wärme gewandelt.

Steht ein Leistungsmessgerät zur Verfügung, kann die ins Netzwerk gelieferte Leistung auch durch Messung bestimmt werden. Damit vereinfacht sich

die Messmethode. In einfacher Weise können an einem beliebigen Koppelsystem die Verluste und der Wirkungsgrad bestimmt werden /12/.

Ausgangsspannung (am Eingang der Zuleitung) gemessen werden. Je höher diese ist, umso verlustärmer (besser) ist der Koppler.

Zwei einfache Messungen sind erforderlich:

1. **Impedanz der Last**
2. **Messung der Spannung U_{eff} über der Last**

vy 73, Walter, DL3LH

schau@rs-systems.info
www.rs-systems.info

Will man verschiedene „Koppler“ vergleichen, kann bei gleicher Frequenz nur die jeweilige

Literatur:

- /1/ „, Antennen Tuning I, II, III “, www.ham-on-air.de
- /2/ „, Ströme, Spannungen und Verlustleistungen in Anpassnetzwerken “, www.ham-on-air.de
- /3/ „, Die Antenne macht die Musik “, www.ham-on-air.de
- /4/ „, Passive Netzwerke zur Anpassung “, www.ham-on-air.de
- /5/ „, Der Kondensator, das unbekannte Wesen “, www.ham-on-air.de
- /6/ „, Der Skin-Effekt “, www.ham-on-air.de
- /7/ „, Das Pi-Filter mit Verlusten “, www.ham-on-air.de
- /8/ „, Das T-Filter mit Verlusten “, www.ham-on-air.de
- /9/ „, Mythos Balun “, www.ham-on-air.de
- /10/ „, Induktivitäten “, www.ham-on-air.de
- /11/ „, Gekoppelte Spulen “, www.ham-on-air.de
- /12/ „, Antennen Messtechnik I, II, III, IV “, www.ham-on-air.de
- /13/ „, Einführung in die theoretische Elektrotechnik “, Karl Küpfmüller, Springer Verlag

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.