Magnetisch gekoppelte Spulen und Kreise

Dimensionierung von Transformatoren bei Hochfrequenz

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

Vorwort:

Um unterschiedliche Impedanzen reflexionsfrei aneinander anzupassen, werden in der Hochfrequenztechnik Resonanztransformatoren aus konzentrierten Elementen, Wicklungs - und Leitungstransformatoren verwendet. Resonanz-transformatoren mit 2, 3 oder mehr Blind- elementen wurden in 1, 3, 4, 7 u.8 ausführlich behandelt. Da Leitungstransformatoren sehr einfach zu handhaben sind, sollen hier die Wicklungstransformatoren behandelt werden.

Diese sind aus der täglichen Praxis eines Funkamateurs nicht wegzudenken, sei es als Balun oder Unun /9/. Magnetisch gekoppelte Spulen in der Form als Luft- und Sparübertrager und gekoppelte Resonanzkreise sind von besonderer Wichtigkeit.

In Antennenanlagen wird ein Luft-Balun notwendig, um einen Übergang von der unsymmetrischen Anpassschaltung auf die symmetrische Zuleitung zur Antenne zu bekommen. Dieser Übergang ist erforderlich, will man Verluste durch Gleichtaktströme vermeiden /3/ und eine galvanische Trennung der Station von der Antenne erreichen (statische Aufladungen).

1. Der Luft-Übertrager

1.1 Der Luft-Übertrager bei reeller Last

Der Übertrager besteht aus einer primären Wicklung mit der Induktivität L_1 und einer sekundären Wicklung mit der Induktivität L_2. Beide Induktivitäten sind über ein magnetisches Feld miteinander verkoppelt.

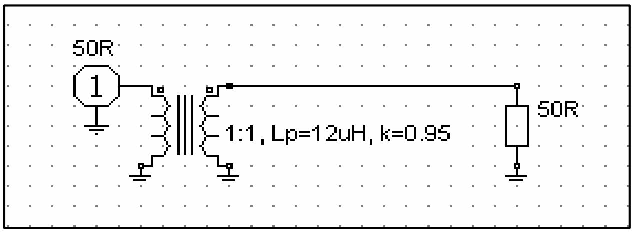

Bild 1 Übertrager bei HF mit ohmscher Last

Wird dieses magnetische Feld in Luft geführt, spricht man von einem Luft-Übertrager. Wie stark diese Kopplung zwischen den beiden Wicklungen ist, wird durch die Gegeninduktivität M oder den Koppelfak-tor k beschrieben. Wichtige Zusammenhänge sind in /3/ dargestellt oder sind der Literatur zu entnehmen.
Bei der Dimensionierung eines Übertragers ohne magnetische Materialien, ist die Bandbreite von besonderer Bedeutung.

Die untere Grenzfrequenz eines Luft-Übertragers wird mit den reellen Last-Widerstanden R_1, R_2 und dem Wicklungsverhältnis w_2/w_1

$$f_{min} = R_1 / \{2 \pi L_1 [(R_1/R_2) (w_2/w_1)^2 + 1]\} \qquad (Gl\ 1.0)$$

und mit dem Streufaktor σ wird

$$f_{max} = [R_1 + R_2(w_1/w_2)^2] / (2 \sigma \pi L_1), \qquad (Gl\ 1.1)$$

wobei der Streufaktor σ sich aus dem Koppelfaktor k

$$\sigma = 1 - k^2 \qquad (Gl\ 1.2)$$

berechnet. Man erkennt daraus, dass die untere Grenzfrequenz hauptsächlich von R_1/L_1 und die obere umgekehrt proportional zu $L_1 * \sigma$ ist. Die Widerstände R_1, R_2 beinhalten die primären und sekundären Verlustwiderstände Rv_1 und Rv_2. Bei einem ü = 1 bzw. $w_2/w_1 = 1$ vereinfachen sich die (Gl 1.0 und Gl. 1.1) zu

$$f_{min} = R_1 / (4 \pi L_1) \text{ und} \qquad (Gl\ 1.3)$$

$$f_{max} = R_1 / (\sigma \pi L_1), \qquad (Gl\ 1.4)$$

Beispiel 1.1

Für das in /3/ berechnete Variometer aus russischen Beständen mit der primären Induktivität L_1 = 12 µH wurde ein Koppelfaktor k = 0.916 berechnet. Der Streugrad berechnet sich nach (Gl 1.2) zu $\sigma = 1 - k^2 = 1 - 0.839056 = 0.160944$. Wird das Variometer an einem Innenwiderstand und Lastwiderstand von 50 Ω betrieben, berechnet sich die untere Grenzfrequenz nach (Gl 1.3) zu f_{min} = 50 Ω / 4 π 12 uH = 331 KHz und die obere Grenzfrequenz nach (Gl 1.4) zu f_{max} = 8240 KHz.

Dabei sind die berechneten Frequenzen die 3 dB Grenzfrequenzen, an denen die Leistung um 3 dB oder die Spannung/Strom um den Faktor 0.707 geringer ist, als bei mittleren Frequenzen. Der Phasenwinkel zwischen Spannung und Strom ist dabei φ = 45 Grad.

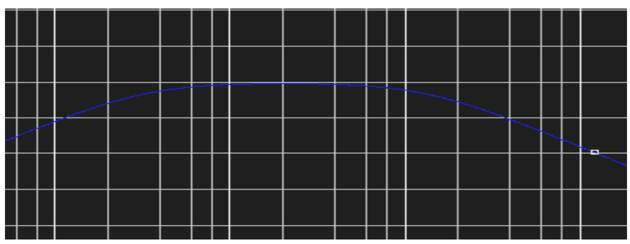

Bild 2 Übertragungsfunktion eines reell abgeschlossenen HF-Übertragers

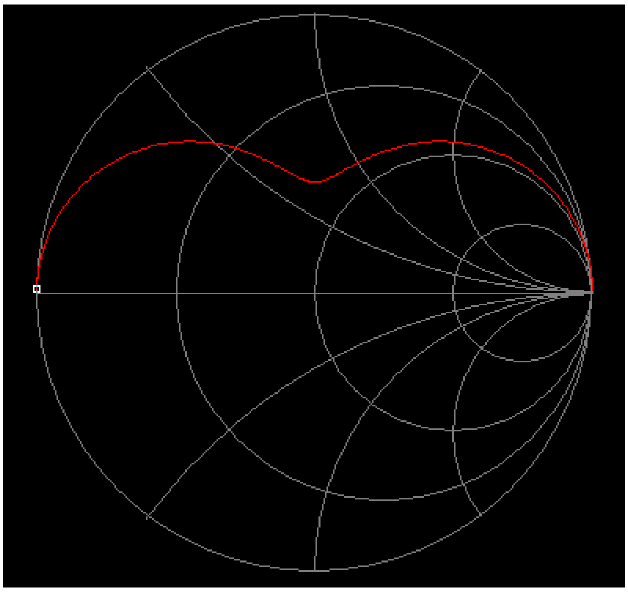

Bild 3: Verlauf der Eingangsimpedanz nach Beispiel 1.1

Wie aus Bild 3 ersichtlich, wird im gesamten Frequenzbereich kein reeller Punkt und keine Anpassung erreicht, obwohl dieses Variometer beidseitig mit einer reellen Last von 50 Ω abgeschlossen ist /9/. Die Eingangsimpedanz berechnet sich aus der Beziehung

$$\underline{Z}e = \underline{Z}_1 + (\omega\, M)^2 / \underline{Z}_2 \qquad \text{(Gl 1.5)}$$

mit $\underline{Z}_1 = Rv_1 + j\omega L_1$ und $\underline{Z}_2 = R_2 + Rv_2 + j\omega L_2$

Aus (Gl 1.5) wird ersichtlich, dass eine Anpassung niemals möglich ist und die Impedanz immer im induktiven Bereich liegt (Bild 3).

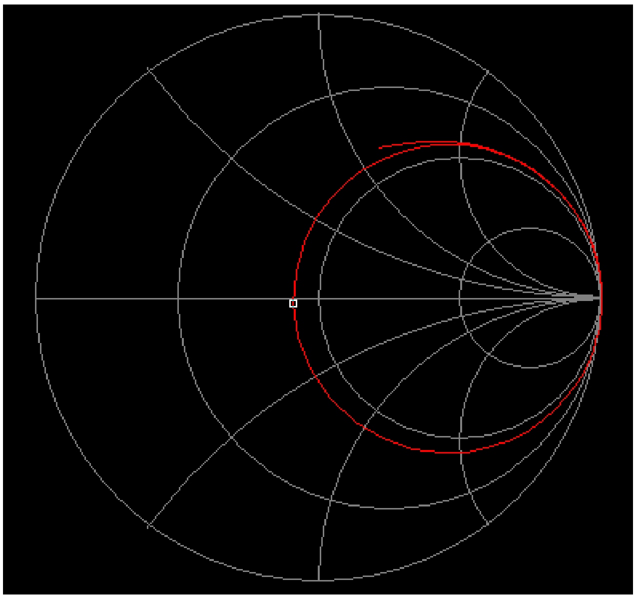

Bild 4 Luft-Übertrager mit eingangsseitiger Serienkapazität

Merke: Es gibt keinen realen Wicklungs-Übertrager mit 1 : x, der in diesem Verhältnis Widerstände oder Impedanzen übersetzt. Das schafft nur der ideale Übertrager - den es leider nicht gibt.

Woher soll auch Anpassung kommen, denn wir haben ein Gebilde bestehend nur aus Induktivitäten und reellen Widerständen? Deshalb ist primärseitig immer ein Kondensator erforderlich, um Resonanz zu gewährleisten /3/.

Bild 4 zeigt den Verlauf der Eingangsimpedanz mit eingangsseitigem Serienkondensator. Der Durchmesser des Kreises und damit die reelle Impedanz auf der reellen Achse kann **nicht** durch die Serienkapazität beeinflusst werden – sondern nur durch den Koppelfaktor k. Auch kann die Kopplung **nicht** durch eine Serienkapazität verändert werden, wie immer behauptet wird /3/.

Beispiel 1.2

Ein ideal gekoppelter Balun mit einem Übersetzungsverhältnis 1: 1 sei mit einer Impedanz $\underline{Z}$ = (100 + j 200) Ω abgeschlossen. Der Balun wird direkt am Transceiver betrieben und hat eine Induktivität von $L_1 = L_2 =$ 5 uH. Bei f = 3.6 MHz ist die sekundäre Belastung $\underline{Z}$ = (100 + j 313) Ω, die im Verhältnis 1: 1 übersetzt wird (X_L = 113 Ω). Die Eingangsimpedanz ist $\underline{Z}$ = (100 + j 426)Ω.
Der Reflexionsfaktor berechnet sich zu r = 0.949 und daraus der Verlust /3/ durch Fehlanpassung Lv = 10 dB.

Beispiel 1.3

Ein ideal gekoppelter Balun mit einem Übersetzungsverhältnis 1: 4 sei mit einer Impedanz $\underline{Z}$ = (100 + j 200) Ω abgeschlossen. Der Balun wird direkt am Transceiver betrieben. Die sekundäre Induktivität ist jetzt L_2 = 20 µH mit einer Impedanz bei 3.6 MHz von X_L = 452 Ω. Die wirksame Last ist jetzt $\underline{Z}$ = (100 + j 652) Ω. Am Eingang ergibt sich $\underline{Z}e = \underline{Z}/4$ = (25 + j 163) Ω. Mit der eingangsseitigen Induktivität (jX_L = j113 Ω) wird die Eingangsimpedanz $\underline{Z}$ = (25 + j 267) Ω .Der Reflexionsfaktor berechnet sich zu r = 0.968 und daraus der Verlust /3/ durch Fehlanpassung Lv = 12 dB. Dieses Beispiel zeigt sehr deutlich, dass selbst ein ideal gekoppelter 1: 4 Balun direkt hinter dem Transceiver, also am Eingang einer Anpassschaltung, absolut fehl am Platze ist. Ebenso wenig sinnvoll ist es, größere Übersetzungsverhältnisse als 1: 1 zu wählen /3/, weil durch die Niederohmigkeit die Verluste in der LC-Anpassschaltung steigen und die höhere sekundäre Induktivität immer einen größeren Verlustwiderstand hat.

Beispiel 1.4

Ein ideal gekoppelter Balun mit einem Übersetzungsverhältnis 1: 4 wird am Ausgang eines Transceiver betrieben. Die primäre Induktivität auf der 50 Ω Seite sei wieder L_1 = 5 µH. Welche Impedanz „sieht“ die Anpassschaltung? Die Impedanz an den Ausgangsklemmen wird induktiv und frequenzabhängig. Die Werte sind in der Tab. 1 für einen Koppelfaktor 1(ideal) und 0.7 zusammengefasst. Bild 5 zeigt den Impedanzverlauf im Smith-Chart bei k = 1.

Frequenz in MHz	Impedanz des Ersatzgenerator k = 1	Impedanz Ersatzgenerator k = 0,7
1.90	200 + j 477	82 + j 512
3.60	200 + j 904	93 + j 925
7.05	200 + j 1770	96 + j 1780
14.2	200 + j 3570	97 + j 3570
21.2	200 + j 5330	97 + j 5330
29.0	200 + j 7290	97 + j 7290

Tab. 1 Impedanzen des Ersatzgenerators nach Beispiel 1.4 (in Ohm)

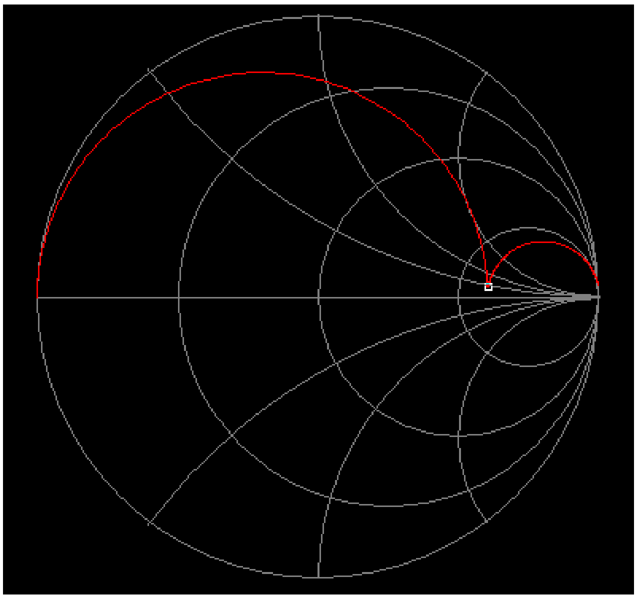

Bild 5 zeigt den Impedanzverlauf des Ersatzgenerators im Smith-Chart bei k ≈ 1. Referenz ist 50 Ω.

Die Werte nach Tab. 1 sind die Werte eines Ersatzgenerators an den Ausgangsklemmen des Balun. Die Anpassschaltung muss diese Impedanzen an die komplexen, frequenzabhängigen Antennenimpedanzen transformieren. Bei einem Koppelfaktor von k = 0.7 ist z.B. die Impedanz an den Ausgangsklemmen des hier gerechneten Balun mit L_1 = 5 µH, bei der Frequenz 3.6 MHz $\underline{Z}$ = (93 + j 925) Ω. Ist z.B. die Antennenimpedanz $\underline{Z}$ = (200 - j 200) Ω, dann muss das APN diese Transformation leisten. Es ist eine Transformation einer komplexen Impedanz $\underline{Z}_1$ in eine komplexe Impedanz $\underline{Z}_2$ mit einem Verlust von L = 0.6 dB.

Vergleicht man diese Anordnung mit einer LC-Anpassschaltung vor dem Balun (Ls = 4.42 µH, Cp = 760 pF) tritt ein Verlust von L = 0.23 dB auf - etwa ein Drittel des Verlustes beim Balun vor dem Anpassnetzwerk. Ein weiterer Vorteil eines Balun hinter der Anpassschaltung sind die geringeren Induktivitäten und die einfachere Ausführung, weil nichts „hoch“ gelegt werden muss

Bei einem ohmsch abgeschlossenen Übertrager gibt es eine bestimmte Frequenz, bei der der sekundäre Strom sein Maximum hat. Diese Frequenz wird Optimalfrequenz genannt und berechnet sich zu

$$fo = (2\,\pi\, L_1)^{-1} * (w_1/w_2) * \sqrt{}\,(R_1\, R_2/\sigma). \qquad \text{(Gl 1.6)}$$

Die (Gl 1.5) zeigt uns wie eine komplexe Impedanz $\underline{Z}_2$ in den Primärkreis transformiert wird. Der Transformationsfaktor ist $(\omega\, M)^2$. Der transformierte Widerstand $(\omega M)^2/\underline{Z}_2$ wird als Rückwirkungswiderstand bezeichnet.

1.2 Der Luft-Übertrager mit kapazitiver Belastung

Wird der reale Luft-Übertrager mit einer Kapazität abgeschlossen, verändern sich die Verhältnisse grundlegend. Durch die Kapazität werden Resonanzen erst möglich. Ob Anpassung eingestellt werden kann, ist abhängig vom Koppelfaktor k.

Daher sind magnetisch gekoppelte Kreise ohne veränderliche Kopplung unbrauchbar für die Anwendung in Kopplern. Man denke nur an die einfache Schwenkspule im Eingangskreis des DKE.

Schon damals war den Entwicklern bekannt, dass eine Anpassung ohne veränderliche Kopplung nicht möglich ist, dennoch wird es bei heutigen Kopplern für den Amateurfunk immer wieder versucht.

Ein Luft-Übertrager mit kapazitiver Last ist ein Resonanztransformator. Die untere Grenzfrequenz eines Luft-Übertragers mit kapazitiver Last wird

$$f_{min} = R_1 / \ (2\pi\, L_1) \qquad \text{(Gl 1.7)}$$

und mit dem Streufaktor $\sigma = 1 - k^2$

$$f_{max} = 1 / \sqrt{}\, C\, L_2\, \sigma). \qquad \text{(Gl 1.8)}$$

Dabei eilt die Ausgangsspannung am Kondensator der Eingangsspannung um 90 Grad nach. Diese Kenntnis kann für Phasenzwecke bei Richtantennen genutzt werden.

Die Frequenz, bei der der Sekundärkreis in Resonanz gerät, ist

$$f_m = (\sqrt{}\,(C\,L_2)^{-1}\ \sqrt{}\,(R_1 / (R_1 + Rv_2`)) \qquad \text{(Gl 1.9)}$$

dabei ist Rv_2`der mit dem Windungsverhältnis $(w_1/w_2)^2$ transformierte Verlustwiderstand im Sekun - därkreis.

Beispiel 1.5

Das oben beschriebene Variometer ist kapazitiv mit 300 pF belastet und wird an einem Quellwiderstand von 50 Ω betrieben. Nach (Gl 1.7) ist die untere Grenzfrequenz f_{min} = 66.314 KHz und mit $L_1 = L_2$ wird nach (Gl 1.8) f_{max} = 6.61 MHz.
Die Frequenz, bei der der Sekundärkreis in Resonanz kommt, berechnet sich nach (Gl 1.9) mit $w_1/w_2 = 1$ und dem sekundären Verlustwiderstand $Rv_2` = Rv_2$ = 2 Ω zu f_m = 2.529 MHz. (Der Verlustwiderstand von 2 Ω ist eine Annahme)

Beispiel 1.6

Wir dimensionieren einen Luft-Balun für 50 Ω, der noch für das 160 m Band genutzt werden kann. Die Abschlussimpedanz ist bei f = 1.9 MHz, $\underline{Z}$ = (200 – j 100) Ω. Legen wir die 3 dB Grenzfrequenz auf f = 1.8 MHz, berechnet sich nach (Gl 1.7) die primäre Induktivität zu L_1 = 4.42 uH.

Der Luft-Transformator wird mit verdrillten Drähten ausgeführt, so dass $L_2 = L_1$ wird. Nach dem Wickeln wird der Koppelfaktor k zu 0.99 ermittelt /12/, daraus $\sigma = 1 - k^2 = 0.0199$.
Die sekundäre Kapazität ist bei f = 1.9 MHz C = 837 pF. Da sich die Impedanz der Antenne mit höher werdender Frequenz ändert, rechnen wir mit einer mittleren Kapazität von C = 100 pF. Die obere Grenzfrequenz wird nach (Gl 1.8) f_{max} = 53.66 MHz.

Jetzt muss überprüft werden welche Impedanz die Antenne bei 53 MHz hat und die Rechnung muss neu durchgeführt werden (Iteration). Sollte die Lastimpedanz induktiv werden, kann Anpassung nicht eingestellt werden.

Am Beispiel 1.3 wird ersichtlich, dass die Eigenschaften des Balun maßgeblich von der äußeren Beschaltung abhängig sind und sich diese bei der Verwendung über einen großen Frequenzbereich ständig ändern. Wird, wie in Beispiel 1.3, ein Balun aus zwei verdrillten Drähten gewickelt, ist die Kopplung eine feste Größe. Anpassung kann also nur in äußerst seltenen Fällen erreicht werden.

Da immer Anpassung eingestellt werden muss um Leistungsverluste durch Fehlanpassung zu vermeiden, gehört ein Balun (fest eingestellte Kopplung) immer an den Ausgang einer Anpassschaltung, um auch die je nach Frequenz veränderten Betriebsverhältnisse durch das APN ausgleichen zu können (siehe auch Beispiel 1.4).

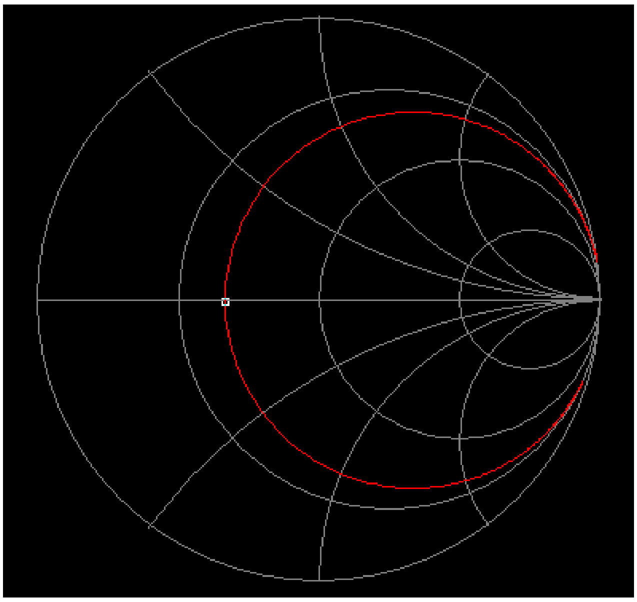

Bild 5 zeigt den Verlauf der Eingangsimpedanz aus dem Beispiel 1.3 mit serieller Eingangskapazität.

Der Marker liegt bei Resonanz und hat einen reellen Widerstand von R = 25 Ω. Daraus wird der Anpass-sungsverlust Lv = 0.5 dB /3/.

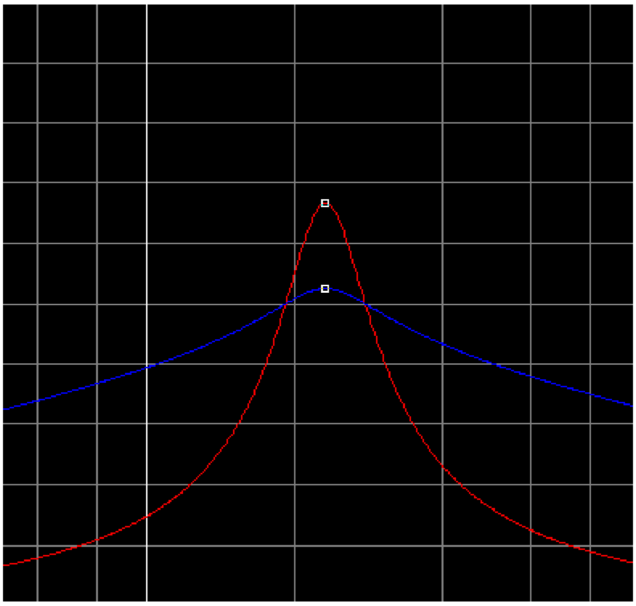

Bild 7 zeigt die Übertragungsfunktion (rot). Reso-nanz bei f = 2.3 MHz. „Blau“ Betrag der Eingangs-impedanz

Nach (Gl 1.9) ist die Resonanz in der Übertragungs-Funktion abhängig vom transformierten Widerstand $Rv_2` = Rv_2\,(w_1/w_2)^2$ und wird umso kleiner, je größer der sekundäre Verlust-Widerstand ist. Bei einer komplexen Last ergänzt sich dieser Verlust-widerstand um den Realteil der Last.
Ist die sekundäre Belastung im induktiven Bereich, wie bei Antennen oberhalb der Resonanzfrequenz, kann Resonanz nicht eingestellt werden. Dazu wird

der in Bild 4 ff beschriebene Serienkondensator am Eingang erforderlich.
Da im KW-Bereich immer eine Anpassschaltung notwendig ist und diese vor dem Balun liegen sollte, übernimmt das APN mit der immer vorhandenen Kapazität diese Aufgabe der Kompensation.
Resonanzkoppler mit gekoppelten Schwingkreisen bestehen aus 2 oder mehr gekoppelten Kreisen.

2. Magnetische gekoppelte Kreise

Wird der Luft-Übertrager nach Teil 1 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 Kreise 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 1 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 $L_1 = L_2 = 12$ µH. 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 MHz mit einer Impedanz von $\underline{Z}$ = (50 – j 100) Ω 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 Xc = 100 Ω und entspricht bei f = 3.6 MHz einer Kapazität von C = 442 pF. Soll der Sekundärkreis auf Resonanz sein, ist bei 12 µH eine Kapazität von Cres = 162 pF erforderlich.

Wir schalten eine weitere Kapazität in Serie, so dass die Gesamtkapazität Cres ist. In bekannter Weise berechnet sich diese zu C = 255 pF.

Eine andere Möglichkeit die Kapazität C = 442 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 Re = 50 Ω. Nach (Gl 1.5) addiert sich der induktive Widerstand der primären Induktivität von 12 µH hinzu, die bei 3.6 MHz einen Blindwiderstand von X_L = 271 Ω hat. Die Eingangsimpedanz wird also $\underline{Z}$ = (50 + j 271) Ω. Den Impedanzverlauf bei veränderlicher Frequenz, aber konstanter Last, zeigt das Bild 8.

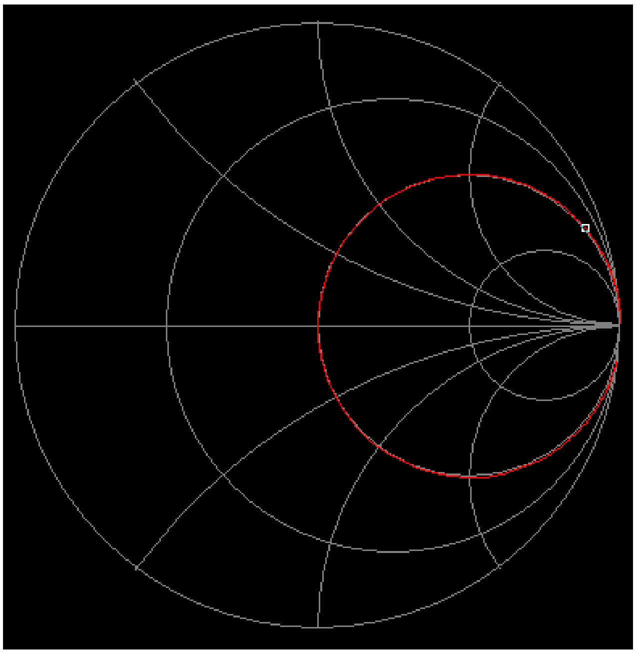

Bild 8: Verlauf der Eingangsimpedanz nach Bsp. 2.1 bei konstanter Lastimpedanz $\underline{Z}$ = (50 – j 100) Ω. Referenz ist 50 Ω. Der Marker liegt bei 3.6 MHz.

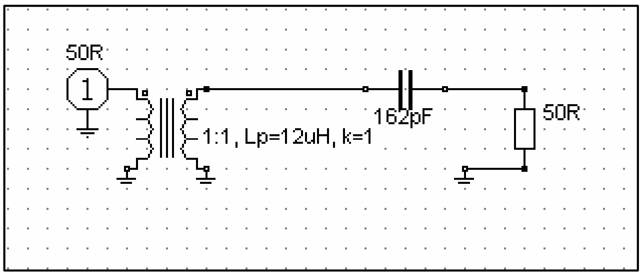

Bild 9: Schaltung entsprechend Beispiel 2.1.

Will man eingangsseitig 50 Ω reell erreichen, ist die gesamt wirksame Induktivität zu berücksichtigen. Diese ist bei einem Koppelfaktor k = 1 insgesamt Lges = 2 * 12 µH = 24 µH. Dafür ist ein sekundärer Kondensator von Cres = 81.4 pF erforderlich, der durch eine Serienschaltung mit einem Zusatzkondensator von C = 99.7 pF erreicht wird. Jetzt ist bei f = 3.6 MHz die Eingangsimpedanz 50 Ω, reell.
Wird der Koppelfaktor k < 1, ändern sich alle Größen wie Resonanzfrequenz und Eingangsimpedanz. Dabei wird der Realteil immer größer als 50 Ω 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 MHz bestimmen.

Beispiel 2.2

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

Die Eingangsimpedanz wird reell und 50 Ω. 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 nach-gestimmt und die Kapazität verkleinert, werden nur Eingangswiderstände kleiner 50 Ω 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 Koppelgrad k.
Die, durch die gekoppelten Kreise verursachte, Parallelresonanz rutscht mit kleiner werdendem Koppelgrad immer dichter an die Resonanz, auf die die beiden Kreise abgestimmt sind. Da wir immer Koppelfaktoren k < 1 haben, ist je nach Koppelgrad eine Fehlabstimmung auch auf die Parallelresonanz (siehe Bild 10/11 – rechte Schleife) mit fatalen Folgen, möglich.

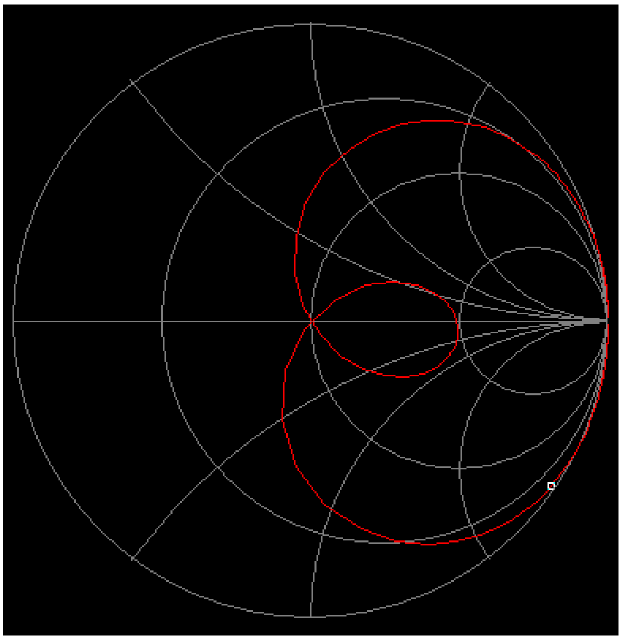

Bild 10: Grundsätzlicher Verlauf der Eingangs-impedanz zweier gekoppelter Resonanzkreise gleicher Resonanzfrequenz – 3 Resonanzen !

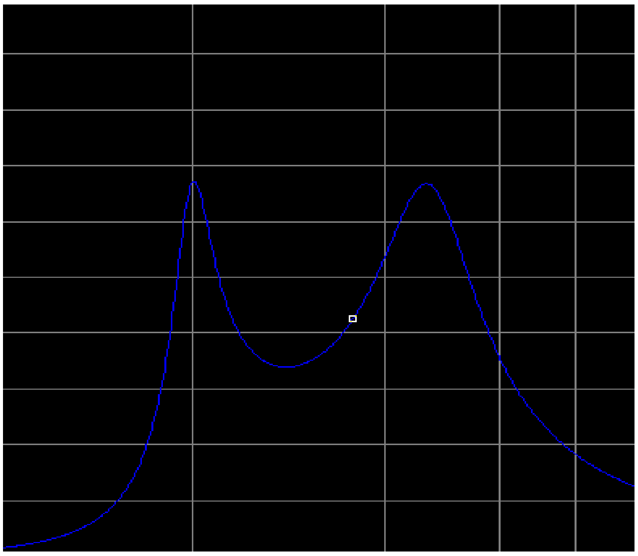

Bild 11. Übertragungsfunktion zweier gekoppelter Resonanzkreise gleicher Frequenz für k < 1

Beispiel 2.3
Das Variometer nach Bsp. 2.1 sei bei 3.6 MHz mit einer Impedanz durch die Antennenzuleitung von $\underline{Z}$ = (100 + j 200) Ω induktiv belastet. Wir setzen optimale Kopplung k = 1 und Verlustfreiheit voraus, damit die Rechung einfach und übersichtlich bleibt.
Der induktive Blindwiderstand der Antennenzuleitung bei f = 3.6 MHz ist X_L = 200 Ω. Die sekundäre und primäre Induktivität des Variometers von L_2 = 12 µH hat bei 3.6 MHz einen Blindwiderstand X_L = 271 Ω. Die Eingangsimpedanz wird jetzt $\underline{Z}e$ = (100 + j 471 + j 271) = (100 + j 742) Ω. 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 100 Ω erreicht. Anpassung auf 50 Ω 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 erhalten 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 $\underline{Z}_1$ und $\underline{Z}_2$ nach (Gl 1.5) sind

$$\underline{Z}_1 = Rv_1 + j\omega L_1 - j\,1/\omega C_1 \quad \text{und} \qquad \text{(Gl 2.1)}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + Rv_2 + j\omega L_2 - j\,1/\omega C_1 \pm j\,X \qquad \text{(Gl 2.2)}$$

wobei R_2 der reelle sekundäre Lastwiderstand ist und C_1 bzw. C_2 die Serienkapazitäten im Primär- und Sekundärkreis. Rv sind die immer vorhandenen Verlustwiderstände.
Wird der Übertrager z.B. an der Antennenzuleitung betrieben, dann ist R_2 der Realteil der Eingangsimpedanz und ± X deren kapazitiver oder induktiver Imaginärteil.
Werden der primäre und sekundäre Kreis auf die gleiche Resonanzfrequenz 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

$$Re = Rv_1 + (\omega M)^2 / (Rv_2 + R_2). \qquad \text{(Gl 2.3)}$$

mit $(\omega M)^2 / (Rv_2 + R_2)$ als Rückwirkungswiderstand.

Soll Anpassung an den Innenwiderstand der Quelle erreicht werden, muss Re = Ri sein.
In (Gl 2.3) ist die einzige Variable die Gegeninduktiviät M, die über den Koppelfaktor k definiert ist. Für k gilt der Zusammenhang /3/

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

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 Rv_2, 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)

$$Ie = Ue / Re \qquad \text{(Gl 2.5)}$$

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

$$Pin = Pv\ (1 - r^2) \qquad \text{(Gl 2.6)}$$

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 µH) in obigen Beispielen sei mit einer Impedanz von $\underline{Z}$ = (50 + j 300) Ω belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von Ri = 50 Ω. 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 $Rv_1 = Rv_2 \approx 6$ Ω.

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

Die in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand Re = 62 Ω nach (Gl 2.6) Pin = 494.26 W.

Bei einer Leistung Pe = 494.26 W berechnet sich der Eingangsstrom in das Netzwerk nach (Gl 2.5) zu Ie = 2.82 A (Re = 62 Ω).

Primär entsteht am Verlustwiderstand des Wicklungs-Transformators eine Verlustleistung Pv_1 = $(2.82\ A)^2$ 6 Ω = 47.83 W. Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit P_2 = (494.26 – 47.83) W = 446.43 W zur Verfügung. Diese Wirkleistung teilt sich auf den Verlustwiderstand von 6 Ω und die Last von 50 Ω auf.
Die Verlustleistung ist P_2v = 6/50 * 446.43 W = 53.57 W. Die Nutzleistung am 50 Ω Lastwiderstand also Pnutz = 392.85 W. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad η = 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 Pnutz = 392.85 W an 50 Ω zu I_2 = 2.80 A. Daraus die Spannung an der sekundären Induktivität U_L = 2.80 A * 300 Ω = 840V. Die Spannung an der Induktivität des Variometer mit L = 12 µH, entsprechend X_L = 271 Ω wird Uv = 2.8 A * 271 Ω = 758.8 V.
Das Beispiel 2.4 zeigt sicherlich deutlich die Zusammenhänge zwischen den Strömen, Spannungen und Leistungen am Übertrager. Die Rechung 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 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 µH) in obigen Beispielen sei mit einer Impedanz von $\underline{Z}$ = (50 - j 500) Ω belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von Ri = 50 Ω. Die verfügbare Leistung sei wieder 500 W. Bei 3.6 MHz habe das Variometer eine Güte von Q = 50. Daraus berechnen sich die Verlustwiderstände $Rv_1 = Rv_2 \approx 6$ Ω.
Die Eingangsimpedanz wird $\underline{Z}$ = (62 – j 63) Ω (siehe Rechnung in Beispiel 2.3).
Durch eine weitere Serieninduktivität L = 2.8 µH im Eingang wird Resonanz bei 3.6 MHz eingestellt. Die in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand Re = 62 Ω wieder Pin = 494.26 W. Daraus berechnet sich der Eingangsstrom in das Netzwerk nach (Gl 2.5) zu Ie = 2.82 A (Re = 62 Ω).
Die zusätzliche Induktivität habe ebenfalls eine Güte von Q = 50, entsprechend einem Verlustwiderstand bei 3.6 MHz von R = 1.3 Ω. Der gesamte Verlustwiderstand im Primärkreis wird Rges = 7.3 Ω.

Primär entsteht am Verlust-Gesamtwiderstand eine Verlustleistung $Pv_1 = (2.82\ A)^2\ 7.3\ \Omega = 58.05$ W.
Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit P_2 = (494.26 – 58.05) W = 436.21 W zur Verfügung. Diese Wirkleistung teilt sich auf den sekundären Verlustwiderstand von 6 Ω und die Last von 50 Ω auf. Die Verlustleistung ist P_2v = 6/50 * 436.21 W = 52.35W. Die Nutzleistung am 50 Ω Lastwiderstand also Pnutz = 383.86 W. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad η = 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 Pnutz = 383.86 W an 50 Ω zu
I_2 = 2.77 A. Die Spannung an der sekundären Induktivität wird U_L = 2.77 A * 500 Ω = 1385 V. Die Spannung am Variometer mit L = 12 µH, (X_L = 271 Ω) wird Uv = 2.77 A * 271 Ω = 750.67 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 µH sei mit der Impedanz nach Beispiel 2.3 von $\underline{Z}$ = (50 - j 500) Ω belastet. Der Transceiver habe eine Impedanz von Ri = 50 Ω. 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 $Rv_1 \approx 6\ \Omega$ und $Rv_1 \approx 24\ \Omega$. Die Eingangsimpedanz wird $\underline{Z}$ = (24.5 + j 417) Ω (siehe Beispiel 2.3). Durch eine primäre Serienkapazität C = 106 pF im Eingang wird Resonanz bei 3.6 MHz eingestellt.
Die bei Resonanz in das Netzwerk gelieferte Leistung wird mit dem reellen Eingangswiderstand Re = 24.5 Ω nach (Gl 2.6) Pin = 441.42 W. Daraus berechnet sich der Eingangsstrom nach (Gl 2.5) zu Ie = 4.24 A (Re = 24.5 Ω). Primär entsteht am Verlustwiderstand eine Verlustleistung $Pv_1 = (4.24\ A)^2\ 6\ \Omega$ = 108 W.
Dem Sekundärkreis steht die Differenz mit P_2 = (441.42 – 108) W = 333.3 W zur Verfügung. Diese Wirkleistung teilt sich auf den sekundären Verlustwiderstand von 24 Ω und auf die Last von 50 Ω auf. Die Verlustleistung ist P_2v = 24/50 * 333.3 W = 160 W. Die Nutzleistung am 50 Ω Lastwiderstand also Pnutz = 173.3 W. Daraus berechnet sich der Transferwirkungsgrad η = 173.4 / 441.42 = 0.3925 oder auch 39.25 %. Es werden P = 268 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 Pnutz = 173.3 W an 50 Ω zu I_2 = 1.86 A. Die Spannung an der sekundären Kapazität wird daraus U_L = 1.86 A * 500 Ω = 930.85 V. Die Sekundärspannung am Variometer mit L = 4 x 12 µH, (X_L = 4 x 271 Ω) wird Uv = 1.86 A * 4 * 271 Ω = 2014.24 V, insgesamt gefährlich hohe HF-Spannungen.
Durch den 1:4 Wickel-Übertrager haben wir eigentlich nichts gewonnnen, außer höheren Verlusten und höhere 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.

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

Die Beispiele 2.2 bis 2.6 zeigen die Zusammenhänge zwischen den Strömen, Spannungen und Leistungen am Resonanz-Koppler. Die Rechung gestaltet sich bei idealer Kopplung relativ einfach.
Die Transformation des Innenwiderstandes der Quelle an den Eingangswiderstand des APN 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

$$\eta = I_2^2\, Rv_2 / (I_1^2\, Rv_1 + I_2^2\, Rv_2) \qquad \text{(Gl 2.7)}$$

oder mit der Gegeninduktiviät M

$$\eta = (\omega M)^2 / [Rv_1 * Rv_2 + (\omega M)^2] \qquad \text{(Gl 2.8)}$$

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

$$\omega_{opt}M = \sqrt{Rv_1 * Rv_2} \qquad \text{(Gl 2.9)}$$

erreicht. Eingesetzt in (Gl 2.8) berechnet sich ein Wirkungsgrad von nur η = 50 %, der bekannte Wirkungsgrad bei Anpassung.
Will man Wirkungsgrade größer 50 % erreichen, muss überoptimal gekoppelt werden. Bei 3 mal $\omega_{opt}M$ 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 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 oder Guanella 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 Serienersatzschaltung und ist

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

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

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

und die Wirkleistung in die Last wird in bekannter Weise

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

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

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

ergibt /3/. Da wir zur Berechnung Z Betrag berechnen, ist es egal ob wir die Eingangsimpedanz der Antennenzuleitung oder die Ausgangsimpedanz des Anpassnetzwerkes messen.
Wir schließen dazu eingangsseitig das APN mit 50 Ω ab und messen dann die Impedanz in das Netzwerk. Das hat den Vorteil, dass eventuell vorhandenen HF Signale oder statische Ladungen der Antennen unser Messegerät nicht beeinflussen oder sogar zerstören können.
Mit diesen Kenntnissen ausgerüstet, können die Verluste eines beliebigen Koppelsystems bestimmt und verschiedene APNe bezüglich ihrer Effektivität sehr einfach 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 V. Nach (Gl 3.3) wird die Wirkleistung Pw = $(852\ V)^2$ * 50 / 92500 = 392.38 W (siehe Beispiel 2.2).
Angenommen, das Stehwellenverhältnis am Eingang des Kopplers sei bei der Betriebsfrequenz S = 1.3, dann ist die Eingangsleistung Pin = 494.26 W (Gl 2.6) und der Verlust im Koppelsystem Lv = 101.88 W.
Der Transfer-Wirkungsgrad wird η = 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 mit dieser Methode an einem beliebigen Koppelsystem mit beliebigen Elementen (Balun, Übertrager etc.), die Verluste und der Wirkungsgrad bestimmt werden /12/.
Zwei einfache Messungen sind erforderlich:

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

Will man verschiedene „Koppler“ vergleichen, kann bei gleicher Frequenz nur die jeweilige Ausgangsspannung (am Eingang der Zuleitung) gemessen und verglichen werden. Je größer die Spannung, umso geringer sind die Verluste im Koppler. Dabei muss natürlich am Eingang immer VSWR = 1 eingestellt oder bei einem von 1 abweichenden Stehwellenverhältnis die Eingangsleistung durch Rechnung bestimmt werden.

DL3LH
schau@rs-systems.info
www.rs-systems.info

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.