



Das CLC-Netzwerk zur Anpassung im KW-Bereich

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

Vorwort:

Viele Amateure verwenden, aus welchen Gründen auch immer, eine Hochpass-T-Konfiguration (HP-T) zur Anpassung der Antennenanlage. Sie besteht aus 2 Kondensatoren im Längszweig und einer Induktivität gegen Masse. Dieses CLC-Filter, auch als HP-T-Filter bezeichnet, kann direkt durch Tiefpass- Hochpass-Transformation eines LCL-Filters gewonnen werden und ist dual in den Eigenschaften zum LCL-Filter /2/.

Die dort erarbeiteten theoretischen Zusammenhänge gelten daher auch für das HP-T-Filter, das mit 3 Blindelementen ebenfalls zwei Resonanzen hat, eine Serien- und eine Parallelresonanz. Da die Eingangsimpedanz bei tiefen Frequenzen kapazitiv ist, folgt nach den Fosterschen Reaktanzsätzen, dass die erste Resonanz eine Serienresonanz sein muss, gefolgt von der Parallelresonanz ist. Diese zweite Parallelresonanz kann sich allerdings nur dann ausbilden, wenn der Abschluss des Filters niederohmig ist /2/.

Durch 3 unabhängige Blindelemente ist das T-Filter mehrdeutig in der Abstimmung. Es gibt unendlich viele Kombinationen die ein VSWR = 1 am Eingang erlauben. Mit einigermaßen

Sachverstand kann allerdings „gesehen“ werden, dass bei kleiner antennenseitiger Kapazität C_2 die Antenne nahezu vom Anpassnetzwerk (APN) entkoppelt ist und die gesamte Leistung im Koppler verbleibt. Die Anpassung erfolgte dann – unbewusst - auf die Verlustwiderstände der Blindelemente. Trotz VSWR = 1 am Eingang, aber falscher Einstellung der Blindelemente des Filters können nahezu 98 % der Leistung im Tuner in Wärme umgesetzt werden. Man kann sich vorstellen was passiert, wenn z.B. von 750 W erlaubter Leistung 735 W im Tuner in Wärme gewandelt werden. Daher ist das Hochpass-Filter mit Vorsicht zu handhaben.

Die theoretischen Grundlagen und Zusammenhänge sind in /1, 2/ ausführlich behandelt und sollen hier nicht wiederholt werden. Im Hinblick auf den Beitrag über „Eine einfache Methode zur Bestimmung der Antennenimpedanz“ interessieren allerdings, bei bekannter Eingangsimpedanz der Antennenzuleitung, die Verluste eines vorhandenen T-Filters aus dem kommerziellen Angeboten für den Amateurbereich.

1. Der CLC-Hochpass

Das Bild eines Hochpass-T-Filters zeigt Bild 1

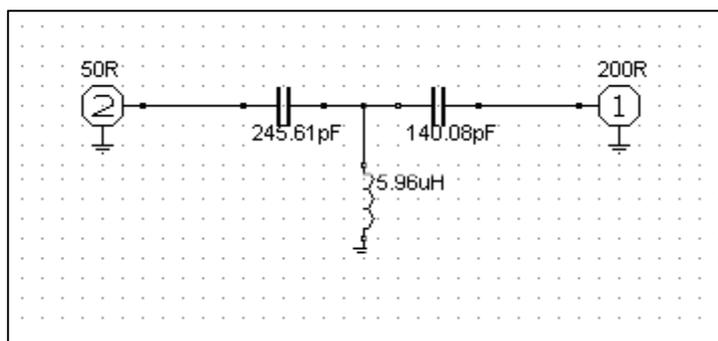


Bild 1: Prinzip eines HP-T-Anpassnetzwerkes, hier für die Frequenz $f = 3.6$ MHz mit der Transformation von 50Ω auf 200Ω reell.

Im Verbindungsweig zwischen Ein- und Ausgang liegen 2 Kondensatoren in Reihenschaltung. An der Verbindungsstelle zwischen beiden Kondensatoren ist eine Induktivität gegen Masse. Beide Kondensatoren sind HF-mäßig heiß und erfordern in Anpassnetzwerken besondere konstruktive Maßnahmen, da die beiden Kondensatoren variabel ausgeführt werden müssen. Trotz dieser einfachen Anordnung wird die mathematische Beschreibung der HF-technischen Eigenschaften wie Übertragungsfunktion, Impedanz- und Resonanzverhalten schon recht aufwändig /2/.

Die HP-T-Kombination besteht mathematisch aus zwei Halbgliedern C, 2L, wobei das erste Halbglied eine Widerstandstransformation nach „oben“ bewirkt und das zweite eine Widerstandstransformation nach „unten“. Daraus folgt, dass bei ein- und ausgangsseitig gleicher Impedanz $C_1 = C_2$ sein muss. Die beiden Induktivitäten 2L liegen parallel und ergeben zusammen L.

Den prinzipiellen Verlauf der Hochpass - Übertragungsfunktion zeigt Bild 2 in (rot) und den Betrag des eingangsseitigen Reflexionsfaktors (blau).

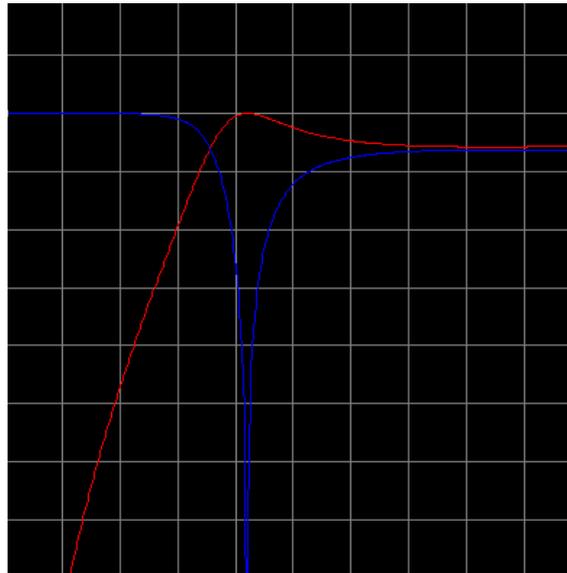


Bild 2: Prinzipieller Verlauf der Hochpass-Übertragungsfunktion (rot) und des Betrages des eingangsseitigen Reflexionsfaktors (blau)

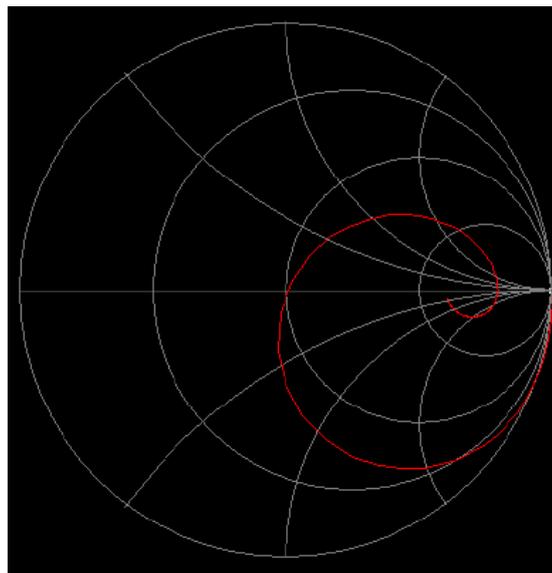


Bild 3: Verlauf der Eingangsimpedanz einer HP-T-Anpassschaltung im Smith-Diagramm, Referenz 50Ω

Der Verlauf der Eingangsimpedanz nach Bild 3 zeigt deutlich die Serien- und Parallelresonanz (Schnittpunkte mit der reellen Achse). Bei tiefen Frequenzen ist die Eingangsimpedanz niederohmig, kapazitiv (rechts beim Marker). Dann folgen die Serienresonanz - in diesem Fall 50Ω (Anpassung) - und die hochohmigere Parallelresonanz. Bei sehr hohen Frequenzen ist die Eingangsimpedanz natürlich $R = 200 \Omega$ und identisch mit der Last, weil die Induktivität praktisch nicht vorhanden ist ($\omega L \rightarrow \infty$) und die Kondensatoren im Längszweig im Idealfall einen Kurzschluss darstellen. Das gilt allerdings nur für die verlustlose HP-T-Kombination.

2. Die CLC - Schaltung mit Verlusten

Ein reales HP-T-Filter hat Verluste, vor allem durch die Induktivität. Will man die Verluste gering halten, muss die Betriebsgüte Q_B klein sein. Mit einigermaßen Sachverstand kann man schon alleine durch einfache Sichtung der Schaltung herausfinden, dass die ausgangsseitige Kapazität groß sein muss. Ein kleiner Kapazitätswert würde den Ausgang mehr und mehr von der Last entkoppeln. Die Folge wäre, dass ein Großteil der HF in der Anpassschaltung verbleibt und zur Erwärmung der Bauteile und manchmal zur Zerstörung führt. Der Grenzwert für geringste Verluste ist logischerweise ein Anpassnetzwerk mit nur 2 Blindelementen.

Tabelle 1 zeigt die exakte Berechnung des HP-T-Filters mit Verlusten der Schaltung nach Bild 1. Parameter ist der antennenseitige Kondensator C_{out} . Die Transformation erfolgt in diesem Beispiel von $R_i = 50 \Omega$ auf einen reellen Widerstand von $R = 200 \Omega$. (Rechenleistung sei 1000 W, Güte $Q_L = 50$, $Q_c = 500$)

| Frequenz in MHz | C_{out} pF | L_p μH | C_1 pF | Verlust in der Induktivität W | Leistung an der Last W | U_{c1} Vs | U_{c2} Vs | Güte des Filters Q | Verlust dB | Wirkungs- grad T-Filter gesamt % |
|-----------------------|-----------------|------------------|-------------|--|---------------------------------|----------------|----------------|-----------------------------|---------------|--|
| 3.6 | 2 | 81 | 22 | 879 | 33.1 | 12737 | 17735 | 43.9 | 14.80 | 3.3 |
| 3.6 | 5 | 61.5 | 27 | 783 | 783 | 10435 | 10424 | 39.1 | 8.58 | 13.9 |
| 3.6 | 10 | 42.6 | 35.9 | 629 | 308 | 7785 | 7767 | 31.9 | 5.11 | 30.8 |
| 3.6 | 50 | 12.4 | 112 | 225 | 752 | 2495 | 2428 | 10.5 | 1.24 | 75.2 |
| 3.6 | 100 | 7.23 | 197 | 128 | 859 | 1414 | 1297 | 5.2 | 0.66 | 85.9 |
| 3.6 | 200 | 4.96 | 322 | 76 | 919 | 869 | 670 | 2.4 | 0.38 | 91.6 |
| 3.6 | 300 | 4.48 | 394 | 60 | 935 | 710 | 451 | 1.7 | 0.29 | 93.4 |
| 3.6 | 400 | 4.36 | 435 | 52 | 943 | 643 | 340 | 1.5 | 0.26 | 94.3 |
| 3.6 | 500 | 4.34 | 460 | 48 | 948 | 608 | 272 | 1.4 | 0.23 | 94.7 |
| 3.6 | 1000 | 4.49 | 502 | 40 | 956 | 557 | 137 | 1.3 | 0.22 | 95.6 |
| 3.6 | 2000 | 4.9 | 516 | 47 | 959 | 541 | 69 | 1.3 | 0.18 | 95.9 |

Tab. 1: Wirkungsgrad und Verluste des HP-T-Filters nach Bild 1 mit den Güten $Q_L = 50$, $Q_c = 500$, bei einer angenommenen Eingangsleistung von $P_{in} = 1000 W$

Tab. 1 zeigt deutlich, dass die Schaltung mit der größeren Ausgangskapazität C_{out} die geringeren Verluste hat. Der Grenzwert für geringste Verluste wäre dann $C_{out} \rightarrow \infty$. Wir haben dann die 2-Element Anpassschaltung vor uns, in den meisten Fällen sowieso die bessere Alternative mit weniger kostspieligen Bauteilen. Kann die Leerlaufgüte der Spule bspw. auf $Q_L = 100$ gesteigert werden, halbieren sich Verluste der Anpassschaltung. Auffällig sind in der HP-T-Anpassschaltung die hohen HF-Spannungen an den Kondensatoren. Um die Verluste im HP-T-Filter klein zu halten ist nach Tab. 1 mindestens eine Kapazität von $C_2 = C_{out} = 300 pF$ bis $400 pF$ erforderlich. Hat man solch ein TEE Netzwerk im Einsatz, stellt man am Besten die antennenseitige Kapazität fest auf den maximalen Wert.

Auf die einfache Dimensionierung einer verlustfreien CLC-Anordnung sei auf /4/ verwiesen. Die Berechnung der verlustbehafteten Anpassschaltung macht schon etwas mehr Mühe. Dazu berechnen wir die Verluste eines HP-T-Anpassnetzwerkes bei konstanter Kapazität von $C_2 = 400 pF$ und komplexen Lasten. Die Eingangsimpedanz wird zu 50Ω reell angenommen, d.h. das HP-T-Filter wurde auf $VSWR = 1$ eingestellt. Da die Berechnungsformeln unübersichtlich sind, sind die Werte in Tab. 2 bzw. 3 zusammengefasst.

Tabelle 2 zeigt die Dimensionierung eines HP-T-Filters für die Frequenz $f = 3,6$ MHz inklusive der Verluste bei unterschiedlichen induktiven Lasten und konstanter ausgangsseitiger Kapazität $C_2 = 400$ pF. Die Güten der Bauteile sind $Q_L = 50$ und $Q_c = 500$.

| Realteil in Ω → Imaginärteil in Ω | 3LH | | | | | | | | | | | | |
|--|------------------------|-----------------------|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|-------------------------|
| | 1 Ω | 5 Ω | 10 Ω | 100 Ω | 200 Ω | 300 Ω | 400 Ω | 500 Ω | 1000 Ω | 2000 Ω | 3000 Ω | 4000 Ω | 5000 Ω |
| j 10 | 123p 3.48u 5.83 | 180p 3.19u 2.09 | 234p 2.99u 1.25 | 520p 3.22u 0.26 | 445p 4.36u 0.25 | 375p 5.29u 0.37 | 326p 6.07u 0.30 | 293p 6.5u 0.33 | 207p 9.27u 0.46 | 149p 12.55u 0.65 | 123p 14.89u 0.81 | 108p 16.74u 0.94 | 98p 18.29u 1.06 |
| j 50 | 176p 2.15u 4.29 | 289p 1.97u 1.37 | 393p 1.87u 0.79 | 678p 3.15u 0.19 | 482p 4.46u 0.21 | 388p 5.40u 0.25 | 333p 6.17u 0.28 | 296p 6.83u 0.32 | 208p 9.32u 0.45 | 149p 12.58u 0.65 | 123p 14.91u 0.81 | 108p 16.75u 0.94 | 98p 18.30u 1.06 |
| j 100 | 65p 10.03u 10.75 | 77p 9.47u 5.19 | 89p 8.96u 3.46 | 859p 4.03u 0.12 | 506p 4.89u 0.18 | 395p 5.69u 0.23 | 336p 6.39u 0.27 | 298p 7.01u 0.31 | 208p 9.4u 0.45 | 149p 12.62u 0.65 | 123p 14.93u 0.81 | 108p 16.77u 0.94 | 98p 18.30u 1.06 |
| j 200 | 79p 7.25u 9.03 | 100p 6.77u 3.97 | 120p 6.35u 2.54 | 526p 10.26u 0.10 | 443p 6.83u 0.16 | 374p 6.78u 0.21 | 325p 7.13u 0.26 | 292p 7.56u 0.30 | 207p 9.64u 0.44 | 149p 12.72u 0.65 | 123p 15.0u 0.80 | 108p 16.82u 0.94 | 98p 18.30u 1.06 |
| j 300 | 46p 18.27u 15.06 | 169p 3.69u 2.49 | 214p 3.45u 1.50 | 302p 18.03u 0.14 | 340p 9.71u 0.18 | 324p 8.42u 0.22 | 298p 8.24u 0.26 | 276p 8.38u 0.30 | 204p 9.96u 0.44 | 148p 12.85u 0.64 | 123p 15.07u 0.80 | 108p 16.87u 0.94 | 98p 18.30u 1.06 |
| j 400 | - | - | - | 207p 25.17u 0.20 | 260p 12.88u 0.23 | 271p 10.39u 0.25 | 265p 9.61u 0.28 | 254p 9.40u 0.31 | 200p 10.36u 0.44 | 147p 13.01u 0.64 | 123p 15.16u 0.80 | 108p 16.93u 0.93 | 98p 18.44u 1.06 |
| j 500 | - | - | - | 158p 31.58u 0.26 | 208p 16.06u 0.28 | 228p 12.49u 0.29 | 233p 11.13u 0.31 | 230p 10.57u 0.33 | 193p 10.84u 0.45 | 146p 13.2u 0.65 | 122p 15.27u 0.80 | 107p 17.0u 0.94 | 98p 18.49u 1.06 |
| j 1000 | - | - | - | 74p 53.69u 0.68 | 102p 29.87u 0.61 | 121p 22.71u 0.56 | 134p 19.21u 0.53 | 143p 17.19u 0.52 | 156p 13.98u 0.54 | 135p 14.46u 0.68 | 118p 15.98u 0.82 | 106p 17.48u 0.95 | 96.5p 18.83u 1.07 |
| j 2000 | - | - | - | 40p 71.16u 1.87 | 54p 47.24u 1.47 | 64p 37.80u 1.26 | 72p 32.48u 1.14 | 79p 29.02u 1.05 | 100p 21.39u 0.87 | 109p 18.16u 0.84 | 105p 18.19u 0.92 | 99p 18.36u 1.01 | 92p 19.90u 1.11 |
| j 3000 | - | - | - | 31p 74.44u 3.36 | 40p 56u 2.50 | 46p 47.05u 2.09 | 52p 41.51u 1.84 | 56p 37.66u 1.68 | 73p 28.09u 1.29 | 83p 22.37u 1.08 | 91p 21.00u 1.07 | 89p 20.94u 1.13 | 86p 21.37u 1.20 |
| j 4000 | - | - | - | 28p 73.47u 4.93 | 34p 60.18u 3.6 | 38p 52.6u 2.99 | 42p 47.5u 2.61 | 46p 43.75u 2.36 | 59p 33.63u 1.73 | 73p 26.43u 1.37 | 79p 24.00u 1.28 | 80p 23.19u 1.29 | 80p 23.11u 1.31 |
| j 5000 | - | - | - | 26p 71.53u 6.44 | 30p 62.02u 4.72 | 34p 55.87u 3.91 | 37p 51.43u 3.41 | 40p 48.02u 3.07 | 50p 38.08u 2.22 | 63p 30.12u 1.68 | 69p 26.93u 1.51 | 72p 85.53u 1.45 | 73p 24.98u 1.45 |
| j 10000 | - | - | - | 25p 64.3u 12.12 | 26p 61.85u 9.52 | 27p 59.73u 8.13 | 28p 57.87u 7.21 | 29p 56.21u 6.55 | 34p 49.97u 4.76 | 40p 42.69u 3.43 | 54p 38.48u 2.87 | 47p 35.78u 2.56 | 51p 34u 2.38 |

Tab 2: T-Hochpass-Filter bei induktiven Lasten und konstanter Ausgangskapazität $C_2 = 400$ pF für die Frequenz $f = 3,6$ MHz, $Q_L = 50$, $Q_c = 500$

Die Werte in der Tabelle 2 haben folgende Bedeutung: Der erste Wert ist die Serienkapazität C_1 in pF, der zweite Wert die Induktivität in μ H, der dritte ist der Verlust des Filters in dB. Strich kennzeichnet, dass eine Anpassung nicht möglich ist. Bei den grün unterlegten Felder musste zur Anpassung $C_2 = 100$ pF gewählt werden.

Beispiel 2.1: Bei einer induktiven Last $Z_L = (10 + j 300) \Omega$ ist $C_1 = 214$ pF, $L_p = 3,45 \mu$ H, $C_2 = 400$ pF und der Verlust im T-Hochpass $L = 1,5$ dB. Bei einer Rechenleistung von $P_{in} = 1000$ W werden $P_v = 292$ W im Anpassnetzwerk in Wärme gewandelt.

Tabelle 3 zeigt die Dimensionierung eines HP-T-Filters für die Frequenz $f = 3,6$ MHz inklusive der Verluste bei unterschiedlichen kapazitiven Lasten und konstanter ausgangsseitiger Kapazität $C_2 = 400$ pF. Die Güten der Bauteile sind $Q_L = 50$ und $Q_C = 500$.

| Realteil in Ω → Imaginärteil in Ω | ³ LH | | | | | | | | | | | | |
|--|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| | 1 Ω | 5 Ω | 10 Ω | 100 Ω | 200 Ω | 300 Ω | 400 Ω | 500 Ω | 1000 Ω | 2000 Ω | 3000 Ω | 4000 Ω | 5000 Ω |
| -j 10 | 110p 4.11u 6.46 | 155p 3.78u 2.42 | 198p 3.53u 1.47 | 460p 3.37u 0.30 | 424p 4.37u 0.26 | 366p 5.28u 0.28 | 322p 6.05u 0.31 | 290p 6.72u 0.33 | 207p 9.25u 0.46 | 149p 12.54u 0.65 | 123p 14.88u 0.81 | 108p 16.73u 0.94 | 98p 18.29u 1.06 |
| -j 50 | 93p 5.31u 7.55 | 124p 4.91u 3.05 | 154p 4.60u 1.89 | 369p 3.80u 0.39 | 382p 4.50u 0.31 | 346p 5.31u 0.31 | 312p 6.04u 0.33 | 284p 6.70u 0.35 | 206p 9.21u 0.47 | 149p 12.52u 0.66 | 123p 14.86u 0.81 | 108p 16.72u 0.94 | 98p 18.28u 1.06 |
| -j 100 | 80p 6.70u 8.68 | 102p 6.25u 3.75 | 123p 5.87u 2.39 | 295p 4.44u 0.49 | 333p 4.80u 0.36 | 320p 5.45u 0.34 | 297p 6.11u 0.35 | 275p 6.72u 0.37 | 205p 9.19u 0.47 | 148p 12.50u 0.66 | 123p 14.85u 0.81 | 108p 16.71u 0.95 | 98p 18.27u 1.06 |
| -j 200 | 66p 9.20u 10.45 | 79p 8.70u 4.97 | 92p 8.23u 3.29 | 210p 5.88u 0.71 | 259p 5.67u 0.49 | 270p 5.98u 0.43 | 264p 6.44u 0.41 | 253p 6.94u 0.42 | 200p 9.22u 0.49 | 148p 12.48u 0.67 | 123p 14.83u 0.82 | 108p 16.69u 0.95 | 98p 18.25u 1.07 |
| -j 300 | 59p 11.41u 11.83 | 67p 10.88u 6.02 | 76p 10.37u 4.11 | 164p 7.34u 0.93 | 210p 6.70u 0.62 | 228p 6.71u 0.52 | 233p 6.96u 0.48 | 230p 7.32u 0.47 | 194p 9.32u 0.52 | 146p 12.49u 0.68 | 123p 14.82u 0.82 | 108p 16.68u 0.95 | 98p 18.24u 1.07 |
| -j 400 | 53p 13.38u 12.97 | 60p 12.85u 6.93 | 67p 12.30u 4.85 | 136p 8.78u 1.15 | 176p 7.79u 0.76 | 197p 7.54u 0.62 | 207p 7.06u 0.56 | 209p 7.82u 0.53 | 187p 9.49u 0.55 | 145p 12.52u 0.69 | 122p 14.82u 0.83 | 108p 16.68u 0.96 | 98p 18.23u 1.07 |
| -j 500 | 50p 15.16u 13.94 | 55p 14.63u 7.74 | 60p 14.08u 5.53 | 117p 10.17u 1.37 | 152p 8.90 0.90 | 173p 8.43u 0.73 | 184p 8.32u 0.64 | 190p 8.40u 0.60 | 180p 9.71u 0.58 | 143p 12.58 0.70 | 121p 14.84u 0.84 | 107p 16.68u 0.96 | 96p 18.23u 1.08 |
| -j 1000 | 41p 22.02u 17.44 | 43p 21.57u 10.84 | 45p 21.06u 8.27 | 73p 16.32u 2.43 | 93p 14.14u 1.06 | 107p 12.95 1.26 | 118p 12.24u 1.08 | 127p 11.80u 0.97 | 143p 11.48u 0.77 | 132p 13.20u 0.79 | 117p 15.13u 0.89 | 105p 16.48u 1.00 | 9.6p 18.32u 1.10 |
| -j 2000 | 35p 30.26u 21.62 | 36p 29.96u 14.79 | 36p 29.60u 11.97 | 48p 25.20u 4.39 | 58p 22.49u 2.99 | 65p 20.71u 2.37 | 72p 19.44u 2.01 | 78p 18.49u 1.78 | 96p 16.12u 1.27 | 107p 15.57u 1.05 | 104p 16.48u 1.05 | 98p 17.68u 1.11 | 92p 18.89u 1.19 |
| -j 3000 | 32p 35.11u 24.34 | 33p 34.90u 17.44 | 33p 34.65u 14.54 | 40p 31.08u 6.10 | 46p 28.48u 4.30 | 50p 26.60u 3.45 | 55p 25.17u 2.95 | 59p 24.02u 2.61 | 73p 20.66u 1.81 | 87p 18.55u 1.37 | 90p 18.46u 1.27 | 89p 29.05u 1.27 | 86p 19.87u 1.31 |
| -j 4000 | 31p 38.33u 26.39 | 31p 38.18u 19.46 | 32p 37.99u 16.52 | 36p 35.16u 7.60 | 40p 32.85u 5.51 | 43p 31.07u 4.48 | 46p 29.64u 3.85 | 49p 28.46u 3.42 | 60p 24.66u 2.37 | 73p 21.57u 1.72 | 79p 20.70u 1.52 | 80p 20.72u 1.46 | 79p 21.14u 1.46 |
| -j 5000 | 30p 40.63u 28.03 | 30p 40.51u 21.08 | 30p 40.37u 18.12 | 33p 38.10u 8.91 | 36p 36.11u 6.62 | 39p 34.50u 5.46 | 41p 33.15u 4.73 | 43p 32.01u 4.21 | 52p 28.10u 2.93 | 63p 24.42u 2.09 | 70p 22.98u 1.79 | 72p 22.53u 1.67 | 73p 22.58u 1.63 |
| -j 10000 | 28p 48.58u 34.08 | 28p 48.54u 27.10 | 28p 46.92u 23.42 | 29p 46.37u 13.68 | 30p 44.43u 10.94 | 31p 43.56u 9.43 | 32p 42.77u 8.42 | 33p 42.04u 7.67 | 36p 39.03u 5.6 | 42p 35.09u 4.00 | 46p 32.65u 3.30 | 50p 31.07u 2.91 | 52p 30.04 2.67 |

Tab 3: T-Filter bei kapazitiven Lasten und konstanter Ausgangskapazität $C_2 = 400$ pF für die Frequenz $f = 3,6$ MHz, $Q_L = 50$, $Q_C = 500$

Die Werte in der Tabelle 3 haben folgende Bedeutung: Der erste Wert ist die Serienkapazität C_1 in pF, der zweite Wert die Induktivität in μ H, der dritte Wert der Verlust des Filters in dB. Beim grün unterlegten Feld musste zur Anpassung $C_2 = 100$ pF anstatt 400 pF gewählt werden.

Beispiel 2.2: Bei einer kapazitiven Last $Z = (100 - j 1000) \Omega$ ist $C_1 = 73$ pF, $L_p = 16,32 \mu$ H, $C_2 = 400$ pF und der Verlust im HP-T $L = 2,43$ dB. Bei einer Rechenleistung von $P_{in} = 1000$ W werden immerhin $P_v = 428$ W im Anpassnetzwerk in Wärme gewandelt, in der Induktivität $P = 403$ W.

Hilfreich ist Tabelle 2, 3 auch bei der Dimensionierung eines HP-T-Anpassnetzwerkes. Will man den gesamten möglichen Impedanzbereich eines HP-T-Filters nutzen, können die minimalen und maximalen Werte der Kondensatoren bzw. der Induktivität abgelesen werden.

Die Werte in den Tabellen gelten nur für die Güte der Spule $Q_L = 50$ und der Kondensatoren $Q_c = 500$ und sind abhängig von den tatsächlichen Güten der Bauteile. Ist bspw. die Güte der Spule durch versilbern oder vergolden $Q_L = 100$, dann ändern sich die Werte nach Beispiel 2.2 in $C_1 = 64,3\text{pF}$, $L_p = 17,54\ \mu\text{H}$, $C_2 = 400\ \text{pF}$ und der Verlust wird $L = 1,36\ \text{dB}$. Im HP-T-Filter verringert sich die Wärmeentwicklung auf $P_v = 268\ \text{W}$, was natürlich immer noch zu viel ist.

3. Abstimmung des Hochpass-T-Netzwerks

Sollen die Verluste im HP-T-Filter klein sein, müssen die Blindelemente „richtig“ abgestimmt werden. Wie also geschieht die „richtige“ Abstimmung eines HP-T-Kopplers?

Die antennenseitige Kapazität C_2 muss beim Abstimmen erst auf den maximalen Wert gestellt werden und sollte mindestens $C_2 = 1000\ \text{pF}$ sein. Danach ist mit C_1 und L Resonanz, d.h. ein $\text{VSWR} = 1$ am Eingang des Tuners zu suchen. Wird keine Resonanz mit $\text{VSWR} = 1$ erreicht, wird die ausgangsseitige Kapazität schrittweise verkleinert und der Vorgang so lange wiederholt bis Anpassung erreicht ist. Damit sich nicht beim Abstimmen die Bauteile auslöten, sollte der Abstimmvorgang bei kleiner Leistung erfolgen, auch wenn nur ein geringer Frequenzwechsel getätigt wird, können bei falscher Abstimmung unter Leistung die Ströme in der Spule enorme Werte erreichen /1/. Man kann, wie aus den Tabellen 2, 3 auch ersichtlich, den antennenseitigen Kondensator auch auf einen bestimmten Kapazitätswert festsetzen und die Abstimmung nur mit C_1 und L durchführen.

Aus dieser kurzen Darstellung ist ersichtlich, dass die HP-T-Konfiguration mit Vorsicht zu behandeln ist – es sei denn man kennt die Zusammenhänge. Besser ist natürlich gleich ein LC-Koppler in Tiefpass-Konfiguration mit nur 2 Blindelementen. Dessen Abstimmung ist verlustärmer, einfacher und eindeutig in der Abstimmung und zu dem ein Tiefpass. Grundsätzlich kann man zur Abstimmung eines beliebigen Anpassnetzwerkes sagen, dass eine schmalbandige, empfindliche Einstellung auf hohe Verluste in der Anpassschaltung hin deuten /1/.

Wer einmal mit einer verlustbehafteten HP-T- Anpassschaltung hantieren möchte, kann dieses in dem Simulationsprogramm von W9CF (Kevin Schmidt) „T-Network-Tuner-Simulation“ machen. Die Seite von W9CF findet man sehr einfach über Google.

4. Das TEE-Netzwerk und das LCL-Filter

Das TEE- oder CLC-Netzwerk ist das duale Netzwerk zum LCL-Filter, was in den gleichnamigen Beitrag ausführlich berechnet worden ist. Das TEE-Netzwerk geht durch einfache Tiefpass-Hochpass-Transformation aus dem TP-LCL-Filter hervor. Durch einfache Vertauschung der Blindelemente formt sich aus dem Tiefpassfilter das duale Hochpassfilter mit dualen Eigenschaften. Aus der unteren Grenzfrequenz wird die obere Grenzfrequenz, aus dem Durchlassbereich wird der Sperrbereich usw. Die Umrechnung gestaltet sich sehr einfach, denn der Blindwiderstand bzw. der Blindleitwert für die berechnete Frequenz bleibt unverändert.

Beispiel 4.1.

Die Berechnung eines LCL-Tiefpass kann unter Verwendung der Abkürzungen

$$\mathbf{A} = \mathbf{R}_1 (1 + \mathbf{Q}^2) \quad (\text{Gl.4.1})$$

$$\mathbf{B}^2 = (\mathbf{A}/\mathbf{R}_2) - 1 \quad (\text{Gl.4.2})$$

$$\mathbf{X}_{L1} = \mathbf{R}_1 * \mathbf{Q} \quad (\text{Gl.4.3})$$

$$\mathbf{X}_{L2} = \mathbf{R}_2 * \mathbf{B} \quad (\text{Gl.4.4})$$

$$\mathbf{X}_c = \mathbf{A} / (\mathbf{Q} + \mathbf{B}) \quad (\text{Gl.4.5})$$

übersichtlich berechnet werden. R_1 und R_2 sind reelle Widerstände, die unterschiedlich gewählt werden können. Es gibt verbotene Bereiche, d.h. Impedanzen die nicht transformierbar sind, denn die Wurzel der (Gl.4.2) muss positiv bleiben.

Mit einer LCL-Anpasserschaltung soll der Innenwiderstand $R_1 = 250 \Omega$ mit möglichst geringen Verlusten auf 50Ω transformieren. Laut Tab. 2 aus dem „Beitrag über das LCL-Filter“ kann die Güte gewählt werden. Mit $Q = 1$ und (Gl.4.1 bis 4.5) erhalten wir in der Reihenfolge

$$A = 500 \Omega, B = 3, X_{L1} = 250 \Omega, X_{L2} = 150 \Omega, X_c = 125 \Omega$$

und die zugehörige Schaltung für die Frequenz von $f_0 = 3,6 \text{ MHz}$.

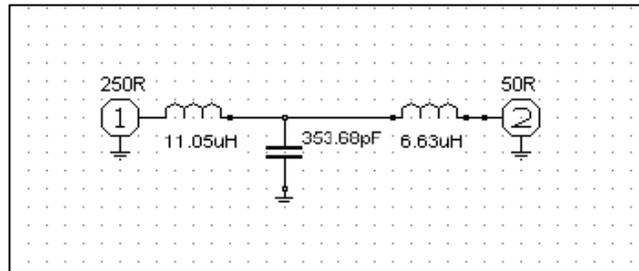
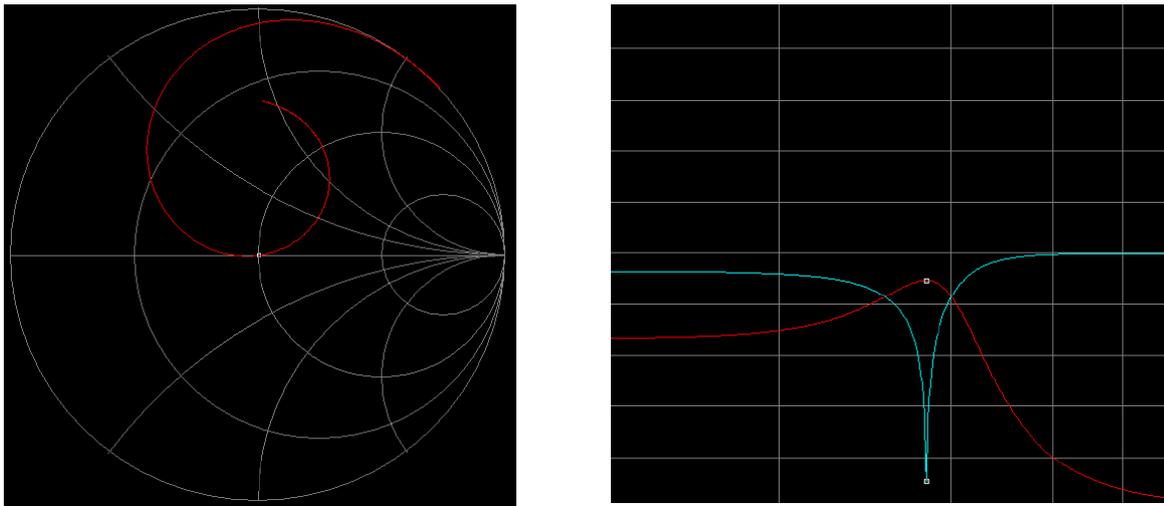


Bild 4.1:

Soll die Transformation von 50Ω auf 250Ω erfolgen, wird einfach Ein- und Ausgang vertauscht.



Die Bilder zeigen links den Verlauf der Eingangsimpedanz im Smith-Diagramm und rechts die Übertragungsfunktion (Rot) und den Verlauf des Betrages des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} (Blau – Grün)

Für das duale TEE-Netzwerk vertauschen wir den Platz der Induktivität mit einer Kapazität und den Platz der Induktivität mit einer Kapazität, bei gleichen Blindwiderständen. Aus $X_{L1} = 250 \Omega$ wird $X_{c1} = 250 \Omega$, aus $X_{L2} = 150 \Omega$ wird $X_{c2} = 150 \Omega$ und aus $X_c = 125 \Omega$ wird $X_L = 125 \Omega$. Die Abschlusswiderstände bleiben an ihrem Platz.

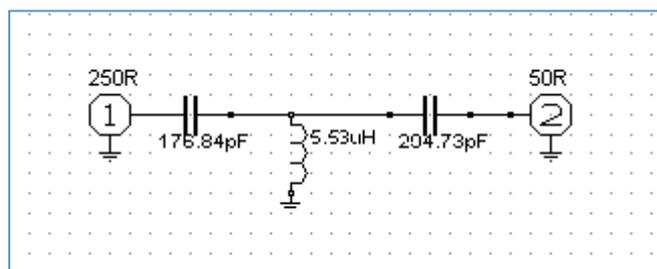
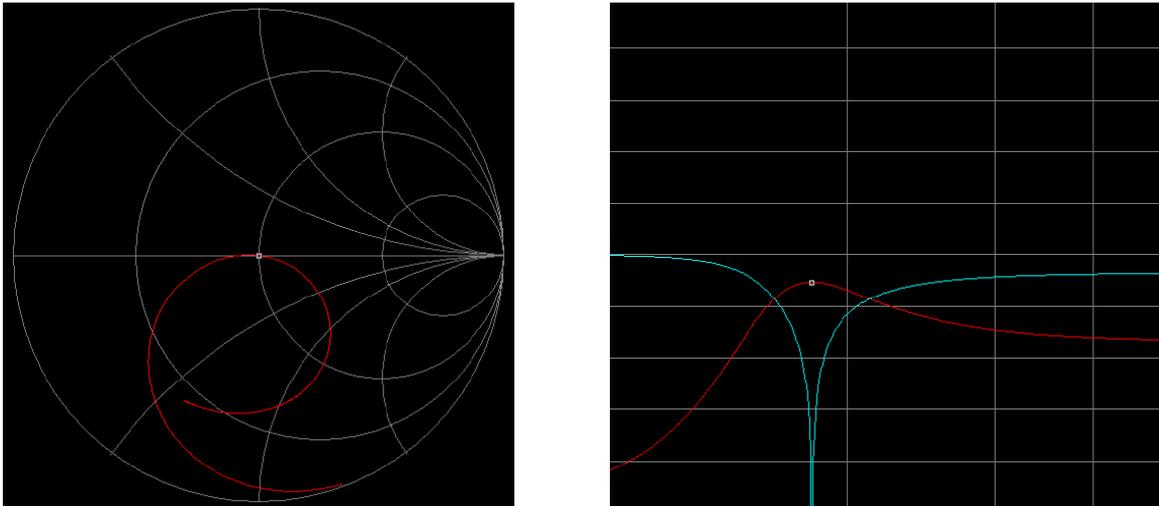


Bild 4.2: zeigt das duale Netzwerk zu Bild 4.1 für die Frequenz $f = 3,6 \text{ MHz}$



und obige Bilder den dualen Verlauf der Eingangsimpedanz (links) sowie die duale Übertragungsfunktion (Rot) und der Verlauf des Betrages des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} . Der Marker liegt bei $f = 3,6$ MHz

Der LCL-Tiefpass nach Bild 4.1 ist bei tiefen Frequenzen induktiv, der duale CLC-Hochpass hat bei tiefen Frequenzen kapazitives oder auch bei hohen Frequenzen induktives, usw. - also duales Verhalten.

Mit gleichen Überlegungen kann aus einem Tiefpass durch einfache Transformation ein Bandpass und auch eine Bandsperre berechnet werden. Man braucht also nur einmal die Elemente der Tiefpassschaltung zu berechnen und hat durch einfache Transformation, einen Hochpass, Bandpass oder Bandsperre dimensioniert. Man braucht also nicht immer wieder neu rechnen, sondern nur die Regeln der Transformation in die anderen Schaltungen kennen. Für alle möglichen Tiefpässe gibt es Tabellenbücher, die die Sache weiter vereinfachen. Duale oder reverse Netzwerke sind auch Induktivität und Kapazität, Serienkreis und Parallelkreis usw. Hier sei auf die umfangreiche Literatur im Netz verwiesen.

Aus Bild 4.2 ist auch ersichtlich, dass bei hohen Frequenzen die Eingangsimpedanz praktisch 50Ω sein muss, denn die Parallelinduktivität hat eine unendlich hohe, die beiden Kapazitäten eine unendlich kleine Impedanz. Mit drei unabhängigen Blindelementen hat die Schaltung 2 Resonanzen, eine Serien – und eine Parallelresonanz. Bei tiefen Frequenzen ist die Eingangsimpedanz kapazitiv, d.h. die erste Resonanz ist die Serienresonanz, gefolgt von der höher liegenden Parallelresonanz, Bild 3. Ist die Abschluss R_2 hochohmig, dann kann sich keine Parallelresonanz ausbilden. Man sieht an diesen einfachen Überlegungen schon, dass der Impedanzverlauf sehr unübersichtlich sein kann. Daher ist es immer besser ein einfaches LC-Netzwerk im Anpassnetzwerk zu verwenden.

Beispiel 4.2

Wir rechnen ein gleiches Beispiel wie unter 4.1 nur mit $Q = 10$. Wir erhalten für den LCL-Tiefpass der Reihenfolge nach: $A = 25250 \Omega$, $B = 22,449$, $X_{L1} = 2500 \Omega$, $X_{L2} = 1122,49 \Omega$, $X_C = 778,144 \Omega$ bzw. für den CLC-Hochpass $X_{C1} = 2500 \Omega$, $X_{C2} = 1122,49 \Omega$ und $X_L = 778,144 \Omega$. Bei der Frequenz $f = 3,6$ MHz ergeben sich damit folgende Werte für $C_1 = 17,684$ pF, $C_2 = 39,403$ pF und für die Induktivität $L = 34,402 \mu\text{H}$.

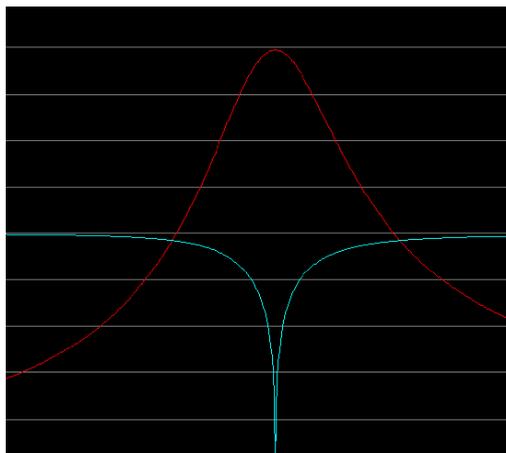


Bild 4.5

Bild 4.5: zeigt die Übertragungsfunktion (Rot) und den Betrag des Eingangsseitigen Reflexionsfaktors S_{11} nach Beispiel 4.2.

Bei einer Güte der Spule von $Q_L = 50$ berechnet sich ein Verlustwiderstand $r = 778,144 \Omega / 50 = 15,56 \Omega$. Es verändert sich die Eingangsimpedanz durch den ohmschen Anteil auf $Z_{in} = 418 \Omega$ und der Verlust wird $D_{eff} = 2,53$ dB. Die Bandbreite der Anordnung bei Veränderung der Frequenz, aber sonst konstanten Werten der Schaltung, ist $B = 359$ KHz. Bei der Schaltung mit $Q = 1$ ist der Verlust nur $D_{eff} = 0,33$ dB und die Bandbreite $B = 1,33$ MHz. Bei der Dimensionierung ist daher mit geringer Güte zu arbeiten, damit die Verluste gering bleiben.

Auf die komplette Berechnung sein nochmals auf den Beitrag „Das LCL-Filter“ verwiesen. Ersetzt man, wie oben beschrieben, die Induktivitäten durch Kapazitäten und die Kapazitäten durch Induktivitäten, kann die komplette Berechnung übernommen werden.

Dr. Schau, DL3LH
wa-schau@t-online.de
<http://www.baeckerei-heitmann.de/DF1BT>

Literatur

1. „Die Antenne macht die Musik“, DL3LH
2. „LCL-Filter zur Anpassung im KW-Bereich“, DL3LH
3. „Optimierung von Antennenanlagen für den KW- Bereich“
4. „Passive Anpassnetzwerke mit 2 oder 3 Blindelementen“, DL3LH
5. „LCL – Netzwerk zur Anpassung im KW – Bereich“, DL3LH
6. „Die Zweidrahtleitung als Hochfrequenzleitung“, DL3LH
7. „Warum ist immer ein Anpassnetzwerk erforderlich?“

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.