

# **Anpassung mit 2 Blindelementen**

**Impedanzbereich  
des  
Hochpass/Tiefpass- Filters**

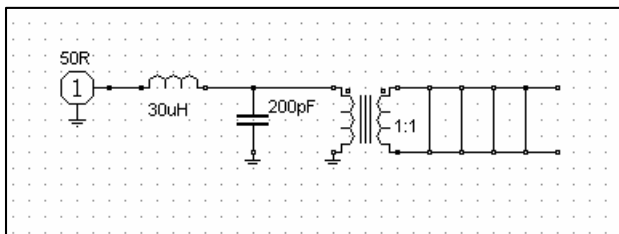
**Mitteilungen aus dem Institut  
für Umwelttechnik  
Nonnweiler-Saar  
Dr. Schau  
DL3LH**

## Vorwort

Moderne Koppler für den KW-Bereich zur Anpassung der Antennenanlage verwenden einfache LC-Kombinationen zur Anpassung. Das ist sinnvoll, da nur LC-Filter eindeutig in der Abstimmung sind und geringe Verluste haben. LC bedeutet von der 50 Ω Seite aus gesehen, eine Serieninduktivität  $L_s$  und eine Parallelkapazität  $C_p$  gegen Masse. Diese Anordnung entspricht einem Tiefpass. Vertauscht man die Blindelemente entsteht ein Hochpass. Beide Schaltungen können durch eine einfache Tiefpass- Hochpass-Transformation ineinander umgerechnet werden und sind dual zueinander. Beide Schaltungen transformieren bei reeller Last immer auf Impedanzen größer als die Quellimpedanz. Durch die Verluste von Induktivität und Kapazität wird der tatsächliche Impedanzbereich eingeschränkt.

### 1. Reelle Lasten am LC - CP - Filter

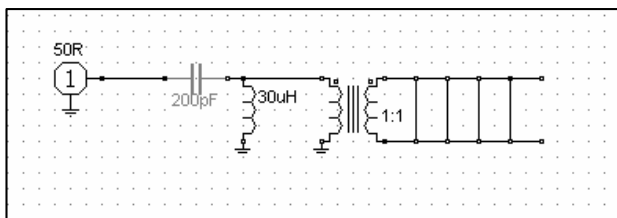
Der Impedanzbereich des LC-Gliedes ist unter /1, 4/ ausführlich behandelt.



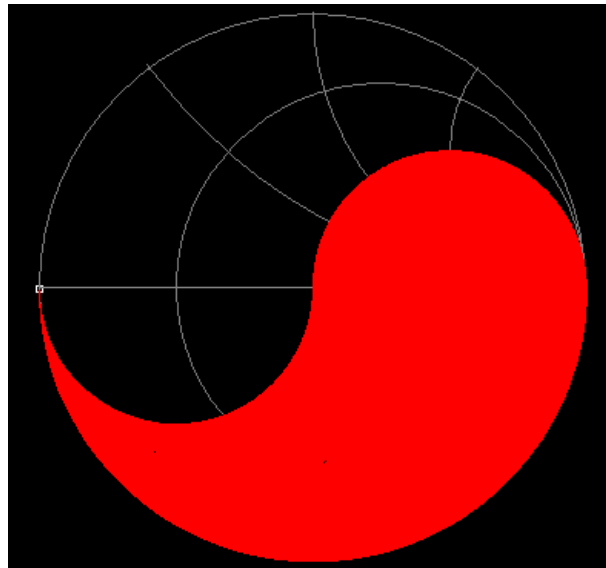
**Bild 1: LC-Tiefpass als Anpassnetzwerk im KW-Bereich mit 1: 1 Balun**

Die Anordnung nach Bild 1 transformiert zu reellen Lasten größer als die Quellimpedanz, meist 50 Ω.

Vertauscht man nach Bild 1 Induktivität und Kapazität, entsteht der Cs-Lp-Hochpass nach Bild 2.

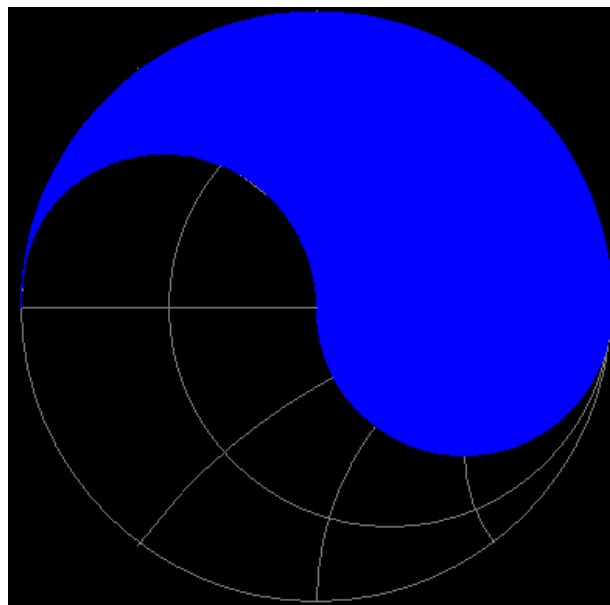


**Bild 2: CL - Hochpass als Anpassnetzwerk im KW Bereich mit 1: 1 Balun**



**Bild 3: Ausgangs-Impedanzbereich des verlust - losen LC-Tiefpassfilters im Smith-Diagramm**

Variiert man die Blindelemente L und C entsteht der im Bild 3,4 gezeigte Impedanzbereich und ist identisch mit dem möglichen Lastimpedanzbereich der Antennenzuleitung. Die Eingangsimpedanz der Leitung ist konjugiert komplex zu dieser Impedanz, wenn das Anpassnetzwerk eingangsseitig auf  $V_{SWR} = 1$  eingestellt wurde.

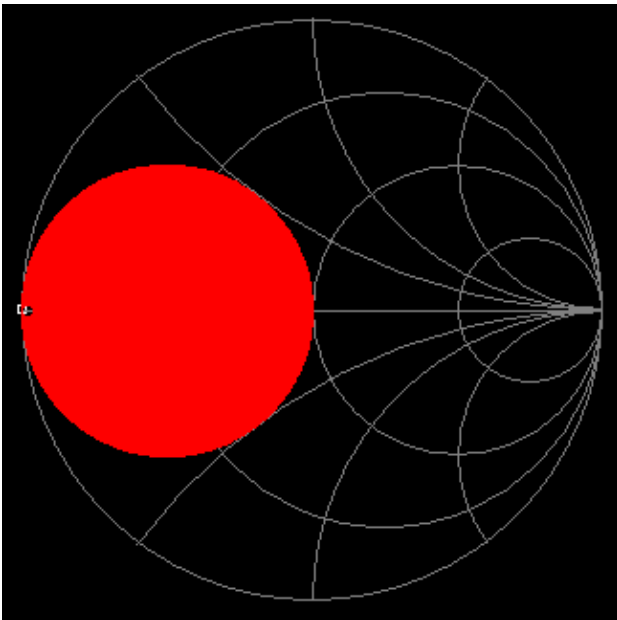


**Bild 4: Ausgangsimpedanzbereich des verlust- losen Hochpassfilters nach Bild 2 im Smith-Diagramm**

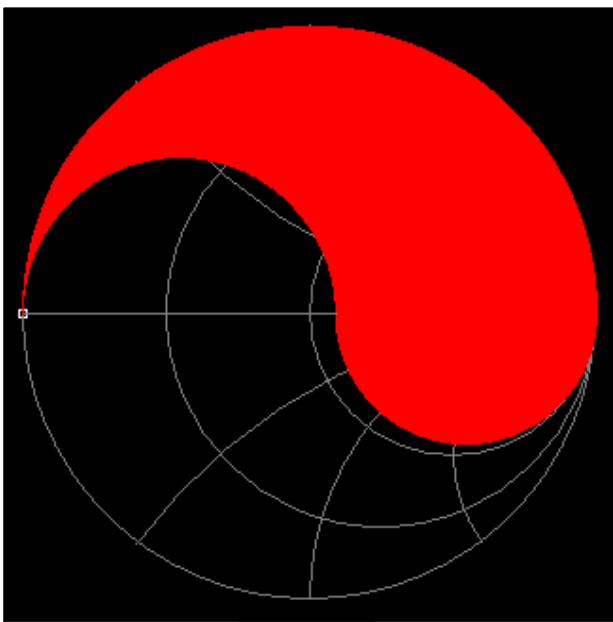
Die theoretisch mögliche Impedanzbereiche nach Bild 3 bzw. 4 gelten nur für verlustlose LC-, CL-Filter. Deutlich zeigt sich die Dualität beider Schaltungen.

Wie beiden Darstellungen entnommen werden kann, sind rein reelle Lasten, die kleiner als die Quellimpedanz sind, von der Transformation ausgeschlossen. Eine reelle Last muss immer größer als die Quellimpedanz sein /4/.

Legt man die beiden Diagramme nach Bild 3 und 4 übereinander ergeben sich Bereiche, die sowohl von LC-Tiefpass als auch von CL-Hochpass angepasst werden können, aber es verbleibt ein Impedanzbereich, der von der LC-CL Kombination nicht erreicht wird. Den nicht erfassten Impedanzbereich zeigt Bild 5.



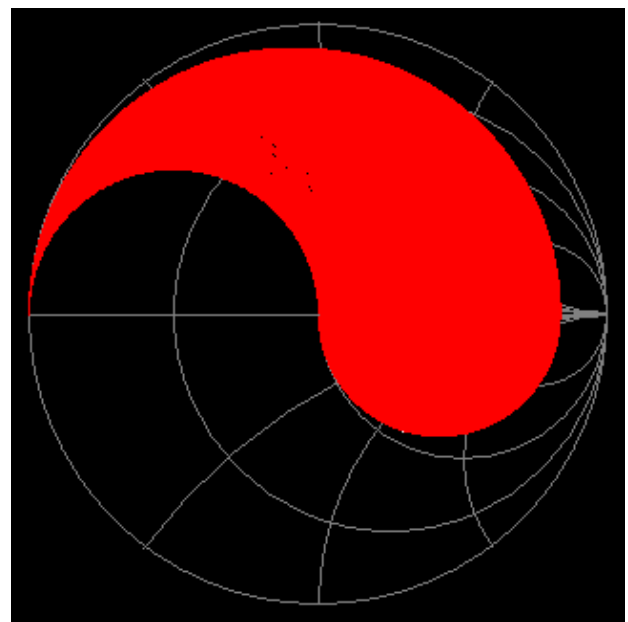
**Bild 5: Nicht anpassbarer Impedanzbereich der LC- CL Kombination im Smith Diagramm**



### **Bild 6 : Impedanzbereich des LC-Tiefpassfilters unter Berücksichtigung der Verluste.**

Je nach Stehwellenverhältnis auf der Antennenleitung treten aber immer Impedanzen auch in diesem Impedanzbereich auf. Daher ist die LC-Tiefpass-, CL-Hochpasskombination als universelles Anpassnetzwerk für den Amateurfunk ungeeignet. Die bessere Alternative ist die Tiefpass-Variante mit schaltbarem Kondensator wahlweise vor (Bild 1) oder hinter die Induktivität /2/, die den gesamten möglichen Impedanzbereich abdeckt, weil Impedanzen mit einem Realteil unterhalb  $50 \Omega$  immer auftreten können, wenn eine Antennenanlage nach dem Zufallsprinzip gebaut wurde.

Bspw. liegt das VSWR (Tab. 1) auf der Leitung zwischen  $S = 40.36$  oben an der Antenne und wird durch die Dämpfung der Leitung auf  $S = 37.07$  am Eingang der Leitung verringert. In den reellen Punkten auf der Leitung ergeben sich Impedanzen in etwa zu  $R_1 = 24000 \Omega$  und  $R_2 = 15 \Omega$  /4/. Ist rein zufällig die Länge der Leitung so, dass der niederohmige Punkt am Eingang des Anpassnetzwerkes liegt, kann weder mit Ls-Cp noch mit Cs-Lp eine Anpassung erreicht werden. Bei komplexen Lasten können jedoch Impedanzen mit einem Realteil kleiner  $50 \Omega$  sowohl mit der LC- als auch mit CL-Schaltung, entsprechend Bild 3, 4 angepasst werden.



**Bild 7: Eingeschränkter Impedanzbereich des Tiefpassfilters nur durch den Parallelverlustwert der Kapazität.**

(Siehe Tab. 1, 2) Durch die Verluste von L und C wird der Impedanzbereich weiter eingeschränkt. Bild 6 zeigt den Einfluss eines Serienverlustwiderstandes der Induktivität und Bild 7 den Einfluss des Verlustleitwertes der Kapazität.

### 3. Tabellen zur einfachen Dimensionierung

Die Berechnung des verlustbehafteten LC, CL Filters für komplexe Lasten ist zwar einfach, macht jedoch etwas mehr Mühe. Damit nicht lange gerechnet werden muss, sind die Tabellen 1, 2 sicherlich hilfreich. Die Werte in der Tabelle sind auf die Frequenz  $f = 1$  MHz normiert um die Umrechnung auf andere Frequenzen zu vereinfachen (siehe Beispiel 3.1). Für die Bauteile wird eine Güte  $Q_L = 100$  und  $Q_c = 500$  angenommen.

Realteil/ $\Omega$ Imaginär Teil / $\Omega$	1	5	10	40	100	200	300	400	500	1000	2000	3000	4000
j 0	-	-	-	-	7.94u 1607p 0.05	13.67u 1399p 0.09	17.6u 1206p 0.12	20.7u 1071p 0.14	23.5u 973p 0.16	33.8u 713p 0.23	47.9u 516p 0.33	58.4u 427p 0.40	67u 373p 0.46
j 50	-	-	-	-	9.7u 2213p 0.07	14.2u 1555p 0.10	17.8u 1278p 0.12	20.9u 1113p 0.14	23.6u 1001p 0.16	33.8u 720p 0.23	47.9u 518p 0.33	58.4u 428p 0.40	67u 374p 0.46
j 100	94.9u 1857p 1.46	47u 2112p 0.49	33.6u 2292p 0.31	17.2u 2595p 0.14	13.7u 2193p 0.10	15.7u 1610p 0.11	18.7u 1314p 0.13	21.5u 1138p 0.15	23.9u 1018p 0.16	34.0u 725p 0.23	48.0u 520p 0.33	58.4u 429p 0.40	67.1u 374p 0.46
j 200	164.8u 949p 2.7	89.8u 1076p 0.97	65.9u 1174p 0.63	34.3u 1468p 0.27	23.4u 1612p 0.17	20.8u 1470p 0.15	21.7u 1281p 0.15	23.5u 1133p 0.16	25.4u 1022p 0.17	34.5u 731p 0.83	48.1u 522p 0.33	58.5u 430p 0.40	67.2u 375p 0.46
j 300	218.5u 646p 3.78	128u 727p 1.42	95.7u 793p 0.93	50.8u 1009p 0.41	33.7u 1192p 0.25	27u 1235p 0.19	25.9u 1165p 0.18	26.5u 1074p 0.18	27.7u 990p 0.19	35.4u 729p 0.24	48.4u 5230p 0.33	58.7u 430p 0.40	67.3u 375p 0.47
j 400	261.2u 495p 4.73	162.3u 554p 1.86	123.4u 602p 1.23	67u 769p 0.55	44.4u 934p 0.33	33.9u 1032p 0.24	30.8u 1031p 0.22	30.1u 989p 0.21	30.5u 937p 0.21	36.5u 721p 0.25	48.8u 522p 0.33	58.9u 430p 0.41	67.4u 375p 0.47
j 500	296u 404p 5.58	193.3u 449p 2.29	149u 488p 1.52	82.2u 622p 0.68	54.7u 765p 0.41	40.7u 876p 0.30	36.1u 908p 0.26	34.2u 900p 0.24	33.8u 873p 0.24	37.9u 707p 0.26	49.3u 521p 0.34	59.2u 430p 0.41	67.6u 376p 0.47
j 1000	405u 222p 8.87	310u 241p 4.2	254.8u 258p 2.9	152.4u 325p 1.35	103.7u 403p 0.82	76u 485p 0.57	64u 538p 0.47	57.6u 572p 0.41	53.4u 593p 0.38	47.9u 596p 0.33	53.4u 497p 0.37	61.5u 422p 0.43	69u 372p 0.48
j 2000	499u 130p 13.07	437.5u 138p 7.24	387.7u 145p 5.28	263u 176p 2.61	188u 215p 1.61	142u 259p 1.12	118u 292p 0.91	105u 317p 0.79	96u 339p 0.71	74.5u 401p 0.53	67.2u 413p 0.47	69.6u 384p 0.49	74.6u 362p 0.52
j 3000	543u 100p 15.87	502u 104p 9.57	463u 108p 7.25	345u 127p 3.79	260u 152p 2.38	200u 181p 1.66	169u 204p 1.35	149u 222p 1.17	137u 238p 1.04	103u 293p 0.76	84.6u 335p 0.60	84u 335p 0.60	82.8u 323p 0.59
j 4000	568u 84.4p 17.89	539.4u 86.7p 11.44	509.9u 89.5p 8.92	405.2u 102.3p 4.89	320u 120.3p 3.12	245u 142p 2.2	215u 159p 1.79	189.2u 173.1p 1.55	174u 185.5p 1.38	131u 230p 0.99	103u 277p 0.75	94.9u 291p 0.58	93u 292p 0.66
j 5000	584u 75.2p 19.67	563u 76.8p 13.00	540.7u 78.7p 10.35	450.5u 88p 5.91	361.7u 102.0p 3.84	295u 118p 2.72	256u 132p 2.22	229u 144p 1.92	209u 153.5p 1.72	158u 191p 1.22	122u 235p 0.90	109u 255p 0.80	104u 261p 0.75

**Tab. 1: Induktive Lasten**

Die Zahlenwerte in der Tab. 1 haben folgende Bedeutung. Oberer Wert: Serien-Induktivität in  $\mu\text{H}$ . Mittlerer Wert: Parallelkapazität in pF. Der dritte Wert in der Tabelle ist der Verlust in dB. Alle Werte sind auf die Frequenz  $f = 1$  MHz normiert. Keine Werte: Transformation nicht möglich. Schaltung entspr. Bild 1.

Die Tabelle kann natürlich auch rückwärts gesehen werden. Ist durch Messung der Wert der Kapazität und der Induktivität bekannt, kann mittels der Tabelle die ungefähre Impedanz aus der Tabelle ermittelt werden. Genauer geht es natürlich mit rechnen /2/ oder mit der Simulation /12/.

**Beispiel 3.1:**

Eine induktive Last  $\underline{Z} = (200 + j 300) \Omega$  ist mit einem einfachen LC-Filter auf  $50 \Omega$  anzupassen. Die Betriebsfrequenz sei  $f = 1.9 \text{ MHz}$ . Nach Tab. 1 ergeben sich für  $f = 1 \text{ MHz}$  folgende Werte: Serieninduktivität  $L_s = 27 \mu\text{H}$  und Parallelkapazität entsprechend Bild 1 von  $C_p = 1235 \text{ pF}$ . Der Verlust ist  $L = 0.19 \text{ dB}$ . Für die Betriebsfrequenz  $f = 1.9 \text{ MHz}$  verringern sich die Zahlenwerte um den Faktor 1.9.

Daraus die Werte für das LC Filter bei der Betriebsfrequenz  $f = 1.9 \text{ MHz}$ ,  $L_s = 27 \mu\text{H} / 1.9 = 14.21 \mu\text{H}$  und die Parallelkapazität  $C_p = 1235 \text{ pF} / 1.9 = 650 \text{ pF}$ . Bei der angenommen, unveränderlichen Güte der Bauteile bleibt der Verlust unverändert und ist  $L = 0.19 \text{ dB}$ . Für genaue Rechnungen ist allerdings die Frequenzabhängigkeit der Güte zu berücksichtigen.

Die nachfolgende Tabelle 2 zeigt die Dimensionierung für kapazitive Lasten. Die Werte in der Tabelle sind auf die Frequenz  $f = 1 \text{ MHz}$  normiert um die Umrechnung auf andere Frequenzen zu vereinfachen (siehe Beispiel 3.2). Für die Güten wurde  $Q_L = 100$  und  $Q_c = 500$  gewählt.

Realteil/ $\Omega$ Imaginär teil/ $\Omega$	1	5	10	40	100	200	300	400	500	1000	2000	3000	4000
j 0	-	-	-	-	7.94u 1607p 0.05	13.67u 1399p 0.09	17.6u 1206p 0.12	20.7u 1071p 0.14	23.5u 973p 0.16	33.8u 713p 0.23	47.9u 516p 0.33	58.4u 427p 0.40	67u 373p 0.46
-j 50	579.5p 6.7u 2.06	1134p 6.1u 0.56	1623p 5.82u 0.32	3162p 7.16u 0.11	9.7u 939.2p 0.06	14.2u 1180p 0.09	17.8u 1105p 0.12	20.9u 1015p 0.14	23.6u 937.8p 0.16	33.8u 704p 0.23	47.9u 514p 0.33	58.4u 426p 0.40	67u 372p 0.46
-j 100	339.7p 13.2u 3.53	578.9p 11.79u 1.09	784p 10.9p 0.63	1496p 9.74u 0.22	13.69u 599p 0.08	15.7u 972.4p 0.10	18.7u 995p 0.12	21.5u 950p 0.14	23.9u 895.7p 0.16	34u 693.7p 0.23	48u 511.7p 0.33	58.4u 424.9p 0.40	67u 372.1p 0.46
-j 200	215.4p 25.1u 5.62	318.8p 22.8u 2.02	412p 21.1u 1.21	754p 17.1u 0.44	23.4u 325.2p 0.14	20.8u 672.4p 0.13	21.7u 790p 0.14	23.5u 814p 0.15	25.4u 802p 0.17	34.5u 669.3p 0.23	48.1u 505.9p 0.33	58.5u 422.5p 0.40	67.2u 370.7p 0.46
-j 300	170.6p 36.2p 7.12	232.7p 33.3u 2.82	291p 30.9u 1.75	513p 24.8u 0.65	33.9u 233p 0.20	27u 498p 0.17	25.9u 633p 0.16	26.5u 691p 0.17	27.7u 708p 0.18	35.4u 641p 0.24	48.4u 499p 0.33	58.7u 420p 0.40	67.3u 369p 0.46
-j 400	146.5p 46.5u 8.3	189.2p 43.2u 3.53	231p 40.4u 2.23	393p 32.4u 0.86	44.4u 180.5p 0.27	33.9u 393p 0.21	30.8u 519p 0.20	30.1u 590p 0.19	30.5u 625p 0.20	36.5u 610p 0.24	48.8u 492p 0.33	58.9u 416p 0.40	67.4u 368p 0.46
-j 500	131.1p 56.4u 9.28	162.9p 52.7u 4.17	195p 49.4u 2.71	322p 39.8u 1.06	54.7u 148.3p 0.33	40.7u 324.2p 0.25	36.1u 438p 0.23	34.2u 509p 0.22	33.8u 553p 0.22	37.9u 579p 0.25	49.3u 483p 0.33	59.2u 413p 0.40	67.6u 366p 0.47
-j 1000	96.2p 99.2u 12.61	108.4p 94.7u 6.66	121.6p 90.3u 4.65	179p 74.9u 2.01	103.7u 83.5p 0.66	76u 175.7p 0.49	64u 243.1p 0.41	57.6u 296p 0.37	53.4u 337p 0.35	47.9u 436p 0.32	53.5u 433p 0.36	61.5u 390p 0.42	69u 353p 0.48
-j 2000	74.1p 164.8u 16.37	78.5p 160.2u 9.88	83.6p 155.2u 7.42	108p 135u 3.65	190u 51.4p 1.32	142u 98p 0.97	118u 133p 0.81	105u 163p 0.71	96u 187p 0.64	74.5u 272p 0.50	67.2u 333p 0.45	69.6u 335p 0.48	74.6u 320p 0.51
-j 3000	65p 215u 18.78	67.4p 210u 12.08	70.3p 205u 9.43	84.7p 184u 5.03	260u 41.3p 1.99	200u 72.2p 1.45	169u 95.9p 1.20	149u 116p 1.05	137u 133p 0.95	103u 196p 0.71	84.6u 261p 0.58	84u 282p 0.58	82.8u 284p 0.57
-j 4000	59.9p 254p 20.5	61.4p 250p 13.77	63.2p 246p 11.01	72.9p 225u 6.23	320u 36.6p 2.65	245u 56.9p 1.93	215u 77.2p 1.60	226u 72.5p 1.40	174u 105p 1.26	131u 154p 0.93	103u 212p 0.72	94.9u 240p 0.66	93u 251p 0.65
-j 5000	56.5p 287p 21.9	57.6p 283u 15.14	58.9p 279u 12.33	65.9p 259p 7.29	385u 34p 3.31	295u 53.2p 2.41	255u 66.2p 2.00	229u 78.1p 1.75	209u 88.5p 1.57	158u 129p 1.15	122u 179p 0.87	109u 207p 0.77	104u 222p 0.73

**Tab. 2: Kapazitive Lasten**

Alle Werte der Tabelle 2 sind auf die Frequenz  $f = 1 \text{ MHz}$  normiert um eine einfache Umrechnung auf andere Frequenzen zu ermöglichen. Keine Werte bedeutet: Transformation nicht möglich. Der blaue Bereich gilt für Cs-Lp Hochpass-Filter, der gelbe für den Ls-Cp Tiefpass. Impedanzen im gelben Bereich sind sowohl mit LC-Tiefpass als auch vom CL-Hochpass anpassbar (siehe Tab. 1). Kapazitäts-/Induktivitätswerte in pF bzw.  $\mu\text{H}$ .

### Beispiel 3.2:

Eine kapazitive Last  $\underline{Z} = (200 - j 300) \Omega$  ist mit einem einfachen LC-Filter auf  $50 \Omega$  anzupassen. Die Betriebsfrequenz sei  $f = 1.9 \text{ MHz}$ . Nach Tab. 2 ergeben sich für  $f = 1 \text{ MHz}$  folgende Werte: Serieninduktivität ist  $L_s = 27 \mu\text{H}$  und Parallelkapazität (entsprechend Bild 2)  $C_p = 498 \text{ pF}$ , der Verlust  $L = 0.17 \text{ dB}$ . Für die Betriebsfrequenz  $f = 1.9 \text{ MHz}$  verringern sich die Zahlenwerte um den Faktor 1.9. Daraus die Werte für das LC-Filter bei der Betriebsfrequenz  $f = 1.9 \text{ MHz}$ :  $L_s = 27 \mu\text{H} / 1.9 =$

$14.21 \mu\text{H}$  und die Parallelkapazität  $C_p = 498 \text{ pF} / 1.9 = 262 \text{ pF}$ .

Wie das Beispiel zeigt, bleibt bei gleichem Realteil der Wert der Induktivität erhalten. Bei der angenommen, unveränderlichen Güte der Bauteile bleibt der Verlust unverändert und ist  $L = 0.17 \text{ dB}$ .

Für genaue Rechnungen ist allerdings die Frequenzabhängigkeit der Güte zu berücksichtigen. Für Amateurzwecke reichen diese einfache Rechnung und die Tabellen 1 und 2 allemal aus.

## 4. Dimensionierung und Belastung der Bauteile im Ls-Cp, Cs-Lp Anpassnetzwerk

Die Berechnung der LC-CL Filter ist in /4/ für reelle Lasten ausführlich behandelt und soll hier nicht wiederholt werden. Interessant sind besonders aber komplexe Lasten. Da LC-, CL-Filter bei komplexen Lasten einen großen Impedanzbereich erfassen, kann der Balun vollständig entfallen und die Symmetrierung über einen Serienkondensator in der Minusleitung erreicht werden /2/.

Interessant ist die Belastung der Bauteile. Bei Resonanzabstimmung ist die Eingangsimpedanz des Anpassnetzwerkes  $\underline{Z}_e = 50 \Omega$ . Nimmt man eine Leistung von  $P_e = 750 \text{ W}$  an, dann fließt ein reeller hochfrequenter Strom in den Eingang von  $I_e = 3.87$

A. Die am Eingang liegende Spannung ist daher  $\underline{U}_e = 193.65 \text{ V}$ . Das Produkt aus Spannung und Strom ist die Eingangsleistung  $P_e = 750 \text{ W}$ , weil Strom und Spannung in Phase sind.

Wird die Ls-Cp Variante gewählt, entsteht in der Serieninduktivität eine Verlustleistung, die von der Güte der Spule und dem Eingangsstrom abhängig ist.

Wird die Cs-Lp Variante gewählt, muss der Serienkondensator für diesen Strom dimensioniert sein. Es entsteht zwischen den beiden hochliegenden Kondensatorplatten eine Spannung  $U_c = I_e X_c = I_e / \omega C_s$ , die je nach Leistung und Kapazität beträchtlich sein kann.

### Beispiel 4.1

Für ein konkretes Beispiel berechnen wir eine Antennenanlage mit einem Dipol  $2 \times 40 \text{ m}$ , bei einer Betriebsfrequenz  $f = 1.91 \text{ MHz}$ . In  $10 \text{ m}$  Höhe hat dieser Dipol bei einem Drahtdurchmesser des Kupferleiters von  $d = 2 \text{ mm}$  eine Eingangsimpedanz von  $\underline{Z}_A = (15.3 + j 81.5) \Omega$ .

Die verwendete  $600 \Omega$  Zweidrahtleitung habe eine Länge von  $l = 26 \text{ m}$ . Am Eingang dieser Antennenzuleitung stellt sich eine Impedanz von  $\underline{Z}_e = (182 + j 1894) \Omega$  ein. Der Verlust auf der Hühnerleiter ist  $T_H = 0.415 \text{ dB} / 2/$ .

Der Eingangs (wirk) strom berechnet sich bei  $P = 750 \text{ W}$  zu  $I_e = 3.87 \text{ A}$ . Da der Realteil größer  $50 \Omega$  ist, kann eine Anpassschaltung nach Bild 1 die Transformation auf  $50 \Omega$  gewährleisten.

Die Werte der Blindelemente berechnen sich für Anpassung bei  $f = 1.91 \text{ MHz}$  nach /4/ zu  $L_s = 66.18$

$\mu\text{H}$  und  $C_p = 148.3 \text{ pF}$ . Wird eine Güte der Spule von  $Q = 50$  und die des Kondensators zu  $Q_c = 500$  angenommen, berechnen sich nach /4/ die Verluste zu  $P_{vL} = 238 \text{ W}$  und  $P_{vc} = 34 \text{ W}$ . Die gesamt im Tuner in Wärme umgesetzte Leistung ist die Summe und daher  $P_g = 272 \text{ W}$ .

Mit den Verlusten auf der Hühnerleiter von  $T_H = 0.415 \text{ dB}$  wird die Leistung am Fußpunkt der Antenne  $P_a = 434.60 \text{ W}$ . Der Gesamtverlust ist  $T_L = 2.37 \text{ dB}$ . Diese Leistung wird durch den Wirkungsgrad der Antenne weiter reduziert /2/.

Die Spitzenspannungen an den Blindelementen berechnen sich nach /8/ zu  $U_L = 4343 \text{ V}$  und  $U_c = 4347 \text{ V}$ . Die Betriebsgüte der Anpassschaltung ist nach /4/  $Q_b = 23.2$  und die  $1: 1.5$  Bandbreite,  $B = 33.4 \text{ KHz}$  sowie die  $2: 1$  Bandbreite  $B = 57.9 \text{ MHz}$ .

## Beispiel 4.2

Wir berechnen für die Antennenanlage nach Beisp. 2.1 die entsprechenden Werte für ein Cs-Lp-Hochpassnetzwerk und vergleichen die Werte in einer Tabelle.

Netzwerk	Cs-Lp-HP	Ls-Cp-TP
$P_{v_c}$	26 W	34 W
$P_{v_L}$	165 W	238 W
$P_a$	508 W	434.6 W
$T_L$	1.69 dB	2.37 dB
$U_{c \max}$	4688 V	4347 V
$U_{L \max}$	4696 V	4343 V
$Q_b$	19.7	23.2
<b>Bandbreite 1.5 : 1</b>	39.4 KHz	33.4 KHz
<b>Bandbreite 2 : 1</b>	68.3 KHz	57.9 KHz
<b>C</b>	97.9 pF	148.3 pF
<b>L</b>	111.68 $\mu$ H	66.18 $\mu$ H
<b>VSWR an der Ant.</b>	40.36	40.36
<b>VSWR am Eingang</b>	37.07	37.07

**Tab. 3: Vergleich einer Antennenanlage für das 160 m Band wahlweise mit einem Cs-Lp-Hochpass- und einem Ls-Cp-Tiefpass-Anpassnetzwerk**

Wir können Tab. 3 entnehmen, dass die Cs-Lp Anordnung zwar geringere Verluste verursacht, dafür ist aber im 160 m Band nahezu die doppelte Induktivität von immerhin  $L_p = 111.68 \mu\text{H}$  erforderlich.

## 5. Zusammenfassung:

Das verlustarme LC-Tiefpass-, CL-Hochpass-Anpassnetz hat einen begrenzten Impedanzbereich. Reelle Impedanzen, die kleiner als die Quellimpedanz sind, sind weder mit dem LC- noch mit CL-Netzwerk anpassbar. Wird am Eingang der Anpassschaltung, aus Unkenntnis, ein 1:4 Balun eingesetzt, können im 50  $\Omega$  System nur Impedanzen mit einem Realteil größer 200  $\Omega$  angepasst werden, was den Impedanzbereich noch weiter einschränkt.

Bei Mehrband- und Mehrfrequenzbetrieb treten am Eingang einer Antennenzuleitung alle im Smith-Diagramm darstellbaren Impedanzen mit einem positiven Realteil auf. Daher ist die LC-Tiefpass-, CL-Hochpass-Kombination als Universalkoppler für den

Amateurfunkbereich ungeeignet. Ganz besonders dann, wenn eine Antennenanlage nach dem Zufallprinzip aufgebaut wird. Ein CL-Hochpass hat die bekannten Nachteile und es liegt der Serienkondensator beidseitig, hochfrequenzmäßig hoch und muss isoliert aufgebaut werden.

Bei der LC-Tiefpass-, CL-Hochpass-Kombination überlappen sich die anpassbaren Impedanzbereiche so, dass wahlweise eine LC- oder CL-Anpassung möglich ist. Eindeutiger und einfacher ist die einfache Tiefpass-Kombination mit wahlweise schaltbarer Kapazität, wobei immer eine Seite des Kondensators an Masse liegt /2/. Auf die Dimensionierung sei auf /2/ verwiesen.



## Literatur bei ham-on-air unter AfuWiki bei

- /1/ „Antennen Tuning “
- /2/ „Die Antenne macht die Musik “
- /3/ „Pi – Filter mit Verlusten “
- /4/ „Passive Netzwerke zur Anpassung “
- /5/ „Das CLC-Filter oder T-Filter “
- /6/ „Antennenmesstechnik “
- /7/ „Gibt es den optimalen Antennenkoppler? “
- /8/ „Ströme, Spannungen und Verluste in Anpassnetzwerken“
- /9/ „Mythos Balun “
- /10/ „Eine einfache Methode zur Ermittlung der Antennenimpedanz“



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.