

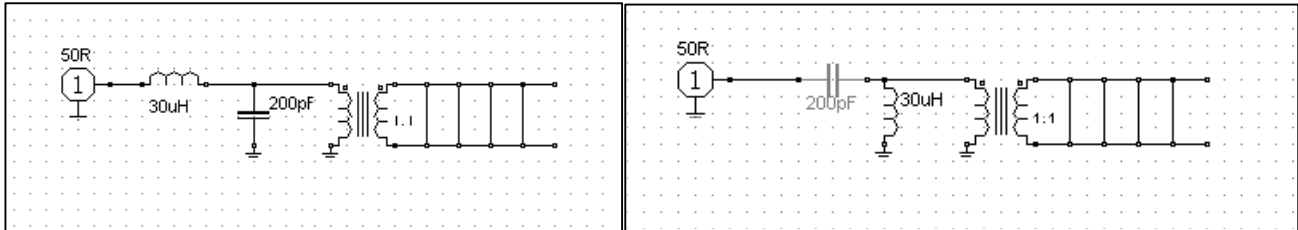
# **Anpassung mit 2 Blindelementen**

**Impedanzbereich  
eines LC -, CL –Filters**

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

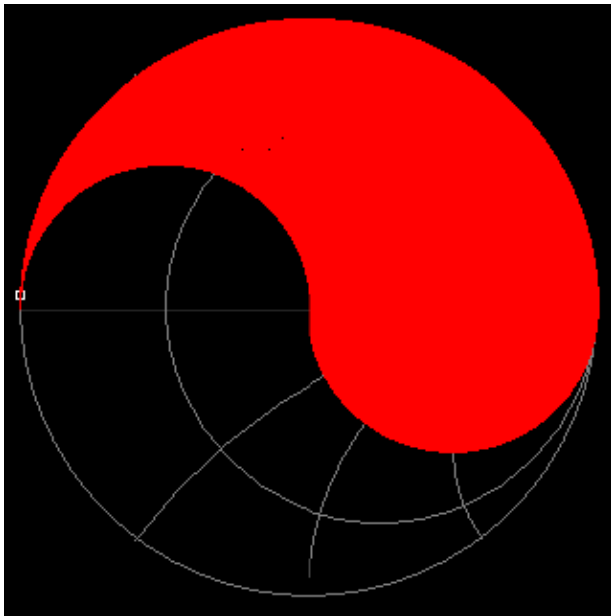
## Vorwort

Moderne Koppler 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 Elemente, also Serienkondensator  $C_s$  und Parallelinduktivität  $L_p$  gegen Masse, entsteht ein Hochpass mit dualen Eigenschaften. Beide Schaltungen können durch einfache Tiefpass- Hochpass-Transformation ineinander umgerechnet werden und sind dual zueinander. Beide Schaltungen transformieren bei reeller Last immer auf Impedanzen die größer als die Quellimpedanz sind. Durch die Verluste von Induktivität und Kapazität wird der Impedanzbereich eingeschränkt.



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

**Bild 2:** Cs-Lp – Hochpass mit 1:1 Luft Balun



**Bild 4:** Anpassbarer Impedanzbereich des verlustlosen, dualen Hochpassfilters nach Bild 2

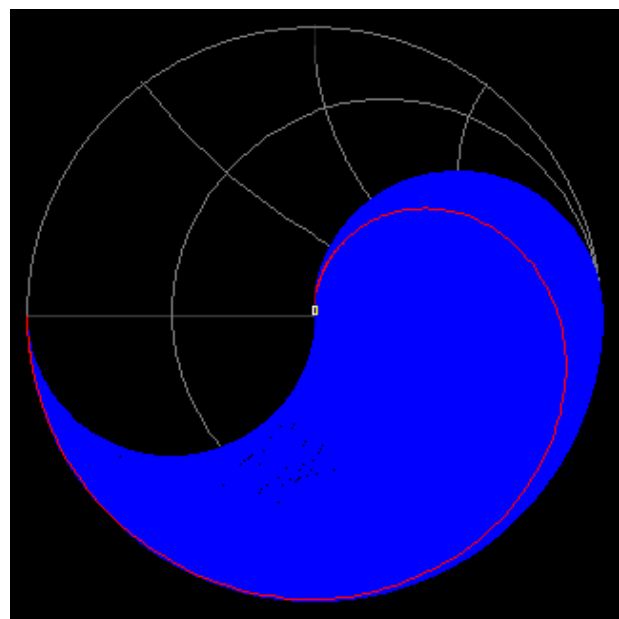
Die Darstellungen nach Bild 3, 4 gelten nur für verlustlose LC, CL Filter. Deutlich zeigt sich auch die Dualität beider Schaltungen.

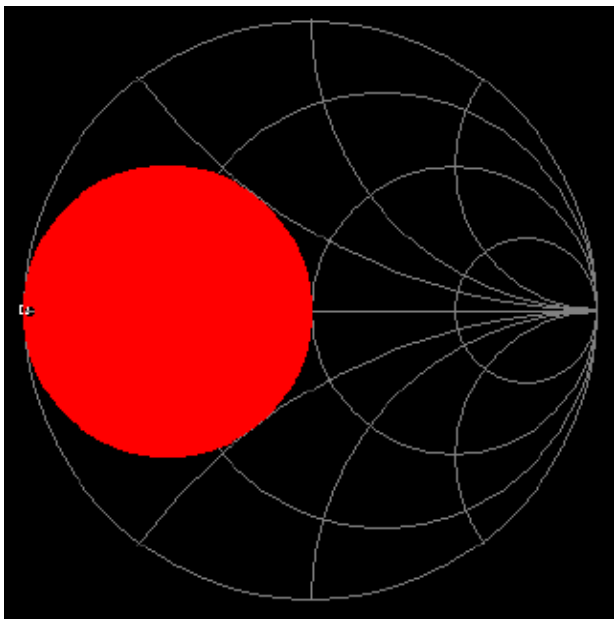
Wie beiden Darstellungen entnommen werden kann sind rein reelle Lasten, die kleiner als die Quellimpedanz sind, von der Transformation ausgeschlossen. Eine reelle Last muss immer größer als die Quellimpedanz sein  $/4/$ . Legt man die beiden Diagramme nach Bild 3 und 4 übereinander, verbleibt der Impedanzbereich, der von der LC-CL Kombination nicht angepasst werden kann. Den nicht anpassbaren Impedanzbereich zeigt Bild 5.

**Bild 3:** Anpassbarer Impedanzbereich des verlustlosen LC-Tiefpassfilters im Smith Diagramm

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

Der Impedanzbereich des LC-Gliedes ist unter  $/1, 4/$  ausführlich behandelt. Die Anordnung nach Bild 1 transformiert zu reellen Lasten größer als die Quellimpedanz - in diesem Fall 50 Ω. Vertauscht man nach Bild 1 Induktivität und Kapazität, entsteht der duale Cs - Lp – Hochpass nach Bild 2, der auch nur auf reelle Impedanzen größer 50 Ω transformieren kann.





Je nach Stehwellenverhältnis auf der Antennenzuleitung treten aber immer Impedanzen mit einem Realteil kleiner  $50 \Omega$  auf. Daher ist die LC-CL Kombination für den Amateurfunk ungeeignet.

Die reine Tiefpass Variante mit schaltbarem Kondensator wahlweise vor (Bild 1) oder hinter die Induktivität ist die bessere Alternative /2/.

## 2. Dimensionierung und Belastung der Bauteile im LsCp, CsLp 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 nahezu den gesamt möglichen Impedanzbereich erfassen, kann der Balun vollständig entfallen und die Symmetrierung über einen Serienkondensator in der Minusleitung erreicht werden /2/.

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

Interessant ist die Belastung der Bauteile. Bei Resonanzabstimmung ist die Eingangsimpedanz des Anpassnetzwerks  $Z_e = 50 \Omega$ . Nimmt man eine Leistung von  $P_e = 750 \text{ W}$  an, dann fließt ein hochfrequenter Strom in den Eingang von  $I_e = 3,87 \text{ A}$ . Die am Eingang liegende Spannung ist daher  $U_e = 193,65 \text{ V}$ . Das Produkt aus Spannung und Strom ist die Eingangsleistung  $P_e = 750 \text{ W}$ . 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 Serien-Kondensator 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 beträchtlich sein kann.

### Beispiel 2.1

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  $Z_A = (15,3 + j 81,5) \Omega$ . Die  $600 \Omega$  Zweidrahtleitung habe eine Länge von  $l = 26 \text{ m}$ . Am Eingang dieser Antennenzuleitung stellt sich eine Impedanz von  $Z_e = (182 + j 1894) \Omega$  ein. Der Verlust auf der Hühnerleiter ist  $T_H = 0,415 \text{ dB}$  /2/.

Da der Realteil größer  $50 \Omega$  ist, kann eine Anpassschaltung nach Bild 1 die Transformation auf  $50 \Omega$  gewährleisten. Der Eingangs (wirk) strom berechnet sich bei  $P = 750 \text{ W}$  zu  $I_e = 3,87 \text{ A}$ .

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  $Q = 50$  angenommen und die des Kondensators zu  $Q_c = 500$ , 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 Güte 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 2.2**

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	Ls-Cp
	26 W	34 W
$P_{vL}$	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
Bandbreite 1.5 : 1	39.4 KHz	33.4 KHz
Bandbreite 2 : 1	68.3 KHz	57.9 KHz
C	97.9 pF	148.3 pF
L	111.68 $\mu$ H	66.18 $\mu$ H
VSWR an der Ant.	40.36	40.36
VSWR am Eingang	37.07	37.07

**Tab. 1 Vergleich einer Antennenanlage für das 160 m Band mit einem Cs-Lp und einem Ls-Cp Anpassnetzwerk**

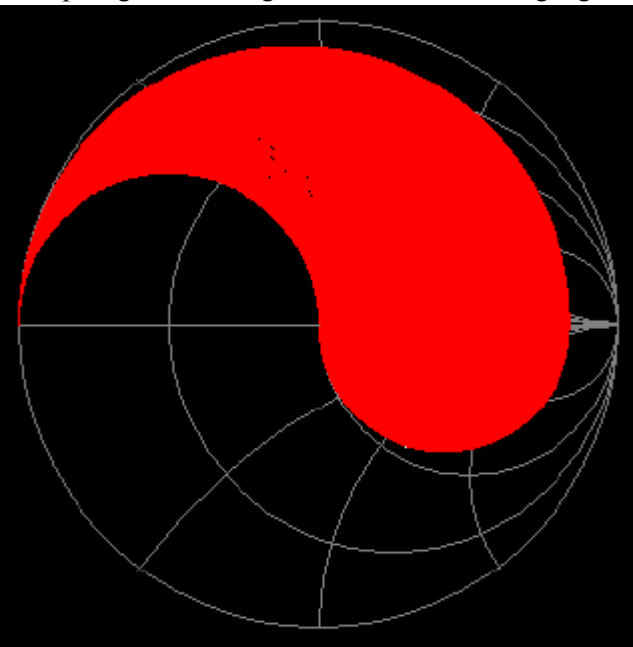
Wir können Tab. 1 entnehmen, dass die Cs-Lp Anordnung zwar geringere Verluste verursacht, dafür ist aber nahezu im 160 m Band die doppelte Induktivität von immerhin  $L_p = 111,68 \mu\text{H}$  notwendig.

**3. Komplexe Lasten mit einem Realteil kleiner als die Quellimpedanz**

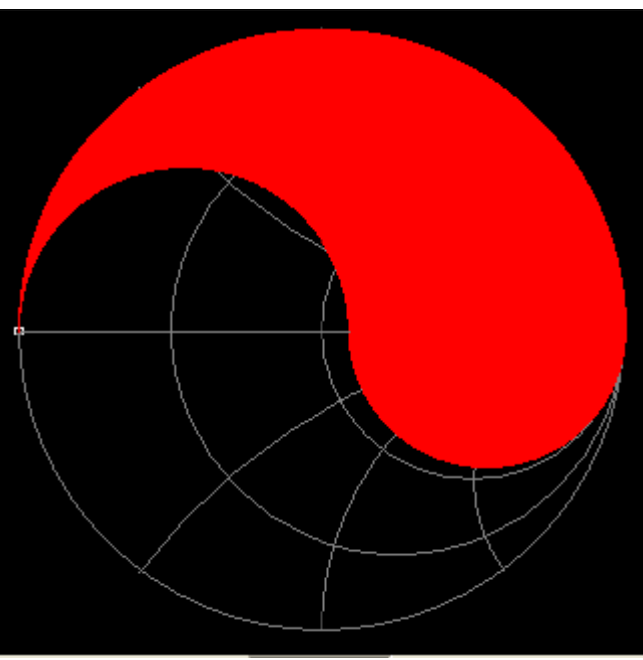
Impedanzen mit einem Realteil unterhalb  $50 \Omega$  können immer auftreten, wenn eine Antennenanlage nach dem Zufallsprinzip gebaut wird. Bspw. liegt das VSWR (Tab. 1) auf der Leitung zwischen  $S = 40,36$  oben an der Antenne und wird durch die

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. Treten allerdings komplexe Lasten auf, kann sowohl die LC als auch die CL Schaltung verwendet werden. Durch die Verluste von L und C wird der Impedanzbereich eingeschränkt. Bild 6 zeigt den Einfluss eines Serienverlustwiderstandes der Induktivität.



**Bild 6: Eingeschränkter Impedanzbereich des LC-Filters nach Bild 1, 3 nur durch den Serienverlust -widerstand der Induktivität.**



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

Die Berechnung des LC, CL Filter für komplexe Lasten ist zwar einfach, macht jedoch etwas mehr Mühe. Damit nicht lange gerechnet werden muss, sind die Tabellen 2, 3 sicherlich hilfreich. Die Werte in der Tabelle sind auf die Frequenz  $f = 1 \text{ MHz}$  normiert um die Umrechnung auf andere Frequenzen zu vereinfachen. (Siehe Beispiel 3.1) Für die Verluste ist ein  $Q_L = 100$  und  $Q_c = 500$  angenommen.

Realteil Imaginärteil	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	17.9u 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	24.0u 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	20.7u 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	35.3u 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	44u 934p 0.33	33.8u 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	54.2u 765p 0.41	35.9u 908p 0.26	36u 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	102.7u 403p 0.82	75.6u 485p 0.57	63.9u 538p 0.47	57.3u 572p 0.41	53.4u 593p 0.38	47.8u 596p 0.33	53.4u 497p 0.37	61.4u 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	187u 215p 1.61	140.5u 259p 1.12	118u 292p 0.91	104.6u 317p 0.79	95.4u 339p 0.71	74.5u 401p 0.53	67u 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	257u 152p 2.38	197.5u 181p 1.66	167.6u 204p 1.35	148.7u 222p 1.17	135.6u 238p 1.04	103u 293p 0.76	84.3u 335p 0.60	84.3u 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	314.3u 120.3p 3.12	247.4u 142p 2.2	212u 159p 1.79	189.2u 173.1p 1.55	172.9u 185.5p 1.38	130.8u 230p 0.99	103u 277p 0.75	94.7u 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	40.7u 876p 0.30	252u 132p 2.22	226u 144p 1.92	207.5u 153.5p 1.72	157.5u 191p 1.22	122u 235p 0.90	109u 255p 0.80	104u 261p 0.75
j 10000	621u 56.7p 25.17	613.8u 57.2p 18.28	606u 57.7p 15.38	563.4u 61p 9.99	503u 66p 6.68	440u 73.5p 5.15	398u 79.5p 4.26	367.1u 85p 3.72	343u 89.7p 3.34	272u 109p 2.38	210.8u 135.5p 1.70	182u 154p 1.42	165u 166p 1.27

**Tab. 2: Induktive Lasten**

Die Zahlenwerte in der Tab. 2 haben folgende Bedeutung. Oberer Wert: Serien-Induktivität in  $\mu\text{H}$ , mittlerer Wert: Parallelkapazität in  $\text{pF}$ . Der dritte Wert in der Tabelle ist der Verlust in  $\text{dB}$ . Alle Werte sind auf die Frequenz  $f = 1 \text{ MHz}$  normiert, keine Werte: Transformation nicht möglich.

**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. 2 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  $f = 1,9 \text{ MHz}$ ,  $L_s = 29 \mu\text{H} / 1,9 = 14,21 \mu\text{H}$  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 3 zeigt die Dimensionierung für kapazitive Lasten. 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 Verluste gilt  $Q_L = 100$  und  $Q_c = 500$ .

Realteil Imaginärteil	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	9.71u 939.2p 0.06	14.23u 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	49.9u 511.7p 0.33	58.4u 424.9p 0.40	67.1u 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	23.5u 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	27u 499p 0.17	30.8u 519p 0.20	30.2u 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	40.9u 324.2p 0.25	36.1u 438p 0.23	34.4u 509p 0.22	33.8u 553p 0.22	37.9u 579p 0.25	49.9u 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	104.6u 83.5p 0.66	76.4u 175.7p 0.49	64.3u 243.1p 0.41	57.6u 296p 0.37	53.5u 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	193.5u 51.4p 1.32	143u 98p 0.97	119u 133p 0.81	106u 163p 0.71	96u 187p 0.64	74.7u 272p 0.50	67.2u 333p 0.45	69.8u 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	269u 41.3p 1.99	202u 72.2p 1.45	170u 95.9p 1.20	151u 116p 1.05	137u 133p 0.95	103u 196p 0.71	84.6u 261p 0.58	81.4u 282p 0.58	82.9u 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	332u 36.6p 2.65	225u 56.9p 1.93	217u 77.2p 1.60	226u 72.5p 1.40	175u 105p 1.26	132u 154p 0.93	103u 212p 0.72	94.9u 240p 0.66	93.1u 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	302u 53.2p 2.41	259u 66.2p 2.00	231u 78.1p 1.75	211u 88.5p 1.57	159u 129p 1.15	123u 179p 0.87	109u 207p 0.77	105u 222p 0.73
-j 10000													

**Tab. 3: Kapazitive Lasten**

DL3LH, Walter  
[wa-schau@t-online.de](mailto:wa-schau@t-online.de)  
[www.heide-holst.de](http://www.heide-holst.de)

**Literatur**

- /1/ „ Antennen Tuning I bis VI “
- /2/ „ Die Antenne macht die Musik “
- /3/ „ Pi – Filter mit Verlusten I, II “
- /4/ „ Passive Netzwerke zur Anpassung “

- /5/ „ **Das T-Filter I, II** “
- /6/ „ **Antennenmesstechnik I bis VI** “
- /7/ „ **Gibt es den optimalen Antennenkoppler?** “
- /8/ „ **Ströme, Spannungen und Verluste in Anpassnetzwerken**“
- /9/ „ **Mythos Balun** “
- /10/ „ **Gekoppelte Spulen** “
- /11/ „ **Gekoppelte Kreise** “

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.