

Duale Netzwerke zur Anpassung im KW-Bereich

Das LC - CL – Filter in Parallelschaltung

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

Dieser Beitrag ist einem besonderen Funkamateurlenker, DJ9EF, Kalle Pape, Barsinghausen gewidmet. Wir haben damals im OV-Barsinghausen unter der Leitung von DJ7TF, Heiner Hahn†, lange und oft über die Notwendigkeit von Anpassnetzwerken diskutiert. Damals in den 70igern war die Koaxspeisung vorrangig und die Notwendigkeit von zusätzlichen Anpassnetzwerken wurde von den Altvorderen leicht belächelt. Das Pi-Filter als Anpassnetzwerk am Sender Ausgang ist ausreichend, war die eingängige Meinung. Unter den immer wieder diskutierten Anpassnetzwerken war auch die Parallelschaltung von LC und CL als duales Netzwerk mit dualem Impedanzverlauf, das mir nach so langer Zeit wieder ins Gedächtnis kam und das ich genauer beleuchten möchte.

Vorwort

Im Beitrag über die Anpassung mit 2 Blindelementen wurde ersichtlich, dass das duale Netzwerk LC, CL Netzwerk einen eingeschränkten Impedanzbereich hat. Moderne Koppler verwenden daher eine einfache LC-Kombination mit der Möglichkeit die Kapazität wahlweise vor oder hinter die Induktivität zu schalten. Dadurch wird der gesamt mögliche Impedanzbereich am Ende einer Hühnerleiter überstrichen und angepasst. Das einfache LC-Filter ist eindeutig in der Abstimmung und hat immer die geringsten Verluste aller denkbaren Anpassschaltungen.

LC bedeutet von der $50\ \Omega$ Seite aus gesehen, eine Serieninduktivität L_s und eine Parallelkapazität C_p gegen Masse. Diese Anordnung entspricht einem Tiefpass und transformiert im reellen auf höhere Impedanzen. 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 in ihren kompletten Eigenschaften dual zueinander. Die LC, CL Schaltung transformiert bei reeller Last immer auf Impedanzen die größer sind als die Quellimpedanz – meist $50\ \Omega$.

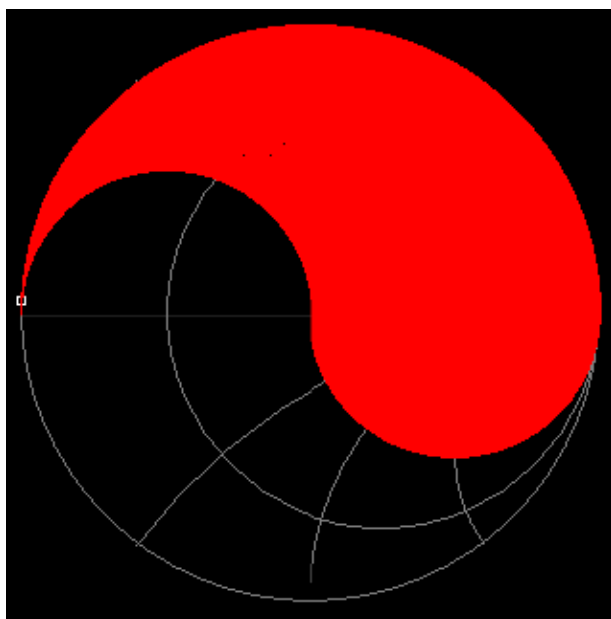


Bild 1.1: Eingeschränkter anpassbarer Impedanzbereich des Cs-Lp-Hochpass

Man kann den Impedanzbereich erweitern indem man den TP mit dem HP kombiniert und beide eingangsseitig parallel und sekundär in Reihe schaltet. Das hat den weiteren Vorteil, dass gleichzeitig eine Symmetrierung erfolgt und der sonst notwendige Balun vollständig entfallen kann. Bild 2 zeigt die grundsätzliche Schaltung. Die $600\ \Omega$ Seite repräsentiert den Eingang der Hühnerleiter.

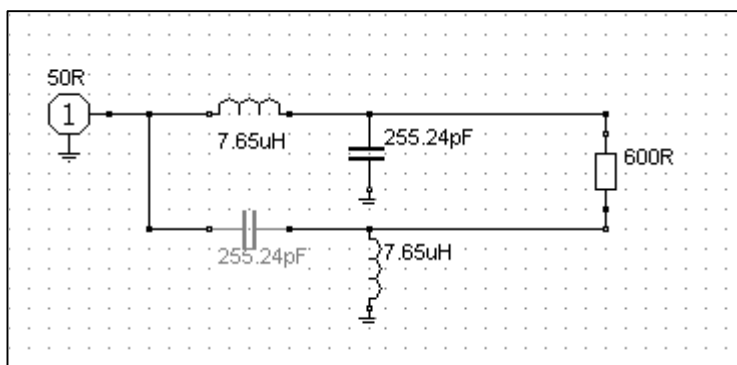


Bild 1.2: Prinzipielle Anordnung der Anpassschaltung mit einer Parallelschaltung aus verlustarmen TP und verlustarmen HP bei gleichzeitiger Symmetrierung.

Die beiden in Bild 1.2 gezeigten Kondensatoren befinden sich auf gleicher Achse, genau wie die beiden Induktivitäten und haben gleiches Verhalten als Funktion des Drehwinkels. Sicherlich ein gewisser Nachteil der aufgeführten Schaltung – man kann eben nicht alles haben. Doppel-Drehkos mit getrennten Anschlüssen sind fast in jeder Bastelkiste vorhanden, während man sich für die variablen Induktivitäten eine Konstruktion ausdenken muss, es sein denn man verwendet ein Variometer mit 8 Anschlüssen, bekannt aus russischer Fertigung /1/.

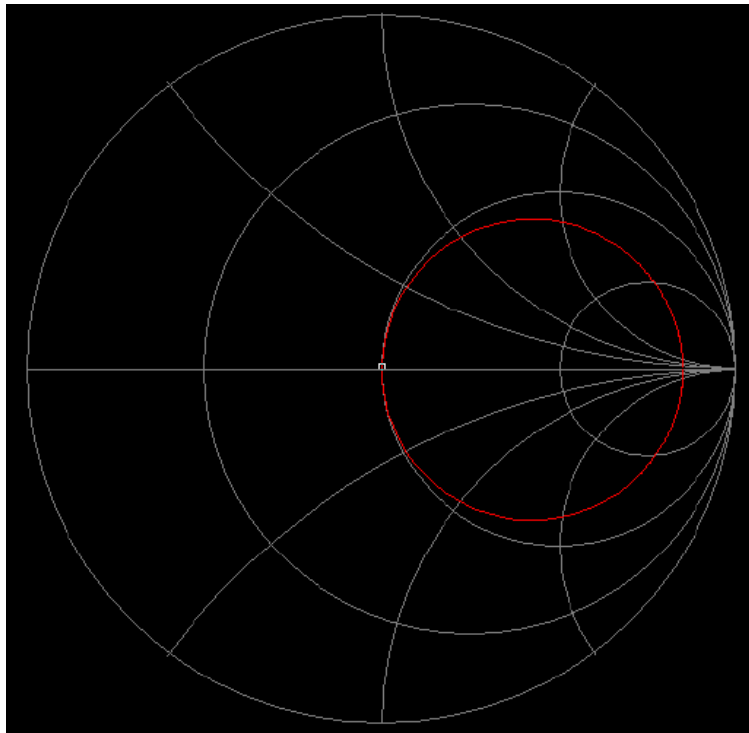


Bild 1.3: zeigt den prinzipiellen Impedanzverlauf der Schaltung nach Bild 2

Aus einer einfachen Rechnung können die Elemente der Schaltung nach Bild 1.2 berechnet werden. Im verlustlosen Fall und einer reellen Systemimpedanz R_o , meist 50Ω berechnen sich diese zu

$$X_{c1} = X_{c2} = (\sqrt{R_o R_2}) \quad (\text{Gl.1.1})$$

und die Induktivitäten

$$X_{L1} = X_{L2} = (\sqrt{R_o R_2}) \quad (\text{Gl.1.2})$$

mit R_o als Systemimpedanz, R_2 als reelle Abschlussimpedanz und f_o die Resonanzfrequenz

Zur Erinnerung: $X_L = 2 * \pi * f_o * L$ und $X_c = 1 / (2 * \pi * f_o * C)$.

Die Dualität ergibt sich aus der Gleichheit der (Gl.1.1) und (Gl.1.2), es gilt: $X_L = X_c$ dem Betrage nach gleich.

Beispiel 1.1:

Wir berechnen für die Frequenz $f_o = 3,6 \text{ MHz}$ die Elemente der Schaltung nach Bild 2 bei einer System-Impedanz $R_o = 50 \Omega$ und einer reellen Abschlussimpedanz von $R_2 = 600 \Omega$.

Mit (Gl.1.1), etwas umgeschrieben, berechnen sich die beiden Kapazitäten

$$C_1 = C_2 = 1 / (2 * \pi * f_o) (\sqrt{R_o R_2}) = 10^6 \text{ pF} / [(2 * \pi * 3,6) (\sqrt{600*50})] = 255,24 \text{ pF}$$

und die Induktivitäten nach (Gl.1.2)

$$L_1 = L_2 = (\sqrt{600*50}) \mu\text{H} / (2 * \pi * 3,6) = 7,65 \mu\text{H}$$

wie in Bild 2 und Tab. 1.1 und Tab. 1.2 angegeben.

Betrachtet man die Schaltung nach Bild 2 etwas genauer, dann kann man den Impedanzverlauf übersehen. Bei tiefen und hohen Frequenzen hat die Schaltung eine Eingangsimpedanz von 600Ω . Bei der Resonanzfrequenz f_0 ist die Eingangsimpedanz $R_{in} = 50 \Omega$ und $X_L = X_C$ dem Betrage nach gleich. Mit 4 Blindelementen hat die Schaltung 3 Resonanzen. Bei exakter Symmetrie liegen zwei Resonanzen genau übereinander und es tritt daher nur eine auf, die der Transformation auf R_0 . Dann ist der Impedanzverlauf im Smith-Diagramm ein vollständiger Kreis, wie in Bild 1.3 gezeigt. Damit man nicht lange rechnen muss, helfen die beiden folgenden Tabellen für eine Systemimpedanz $R_0 = 50 \Omega$

R_2 Ω	1,9 MHz	3,6 MHz	7,15 MHz	14,15 MHz	21,2 MHz	29,5 MHz
100	5,92	3,13	1,57	0,80	0,53	0,38
200	8,38	4,42	2,23	1,12	0,75	0,54
300	10,26	5,41	2,73	1,38	0,92	0,66
400	11,85	6,25	3,15	1,59	1,06	0,76
500	13,24	6,99	3,52	1,78	1,19	0,85
600	14,51	7,65	3,86	1,95	1,30	0,93
700	15,67	8,27	4,16	2,10	1,40	1,01
800	16,75	8,84	4,45	2,25	1,50	1,08
900	17,77	9,38	4,72	2,39	1,59	1,14
1000	18,73	9,89	4,98	2,52	1,68	1,21
1500	22,94	12,11	6,10	3,08	2,06	1,48
2000	26,49	13,98	7,04	3,56	2,37	1,71
2500	29,62	15,63	7,87	3,98	2,65	1,91
3000	32,44	17,12	8,62	4,36	2,91	2,09
5000	41,88	22,10	11,13	5,62	3,75	2,70

Tab.1.1: Induktivitäten $L_1 = L_2$ in μH

R_2 Ω	1,9 MHz	3,6 MHz	7,15 MHz	14,15 MHz	21,2 MHz	29,5 MHz
100	1184,63	652,22	314,80	159,07	106,17	76,30
200	837,66	442,10	222,59	112,48	75,07	53,95
300	683,94	360,97	181,75	91,84	61,30	44,05
400	592,31	312,61	157,40	79,53	53,08	38,15
500	529,78	279,61	140,78	71,14	47,48	34,12
600	483,62	255,24	128,51	64,94	43,34	31,15
700	447,75	236,31	118,98	60,12	40,13	28,84
800	418,83	221,05	111,30	56,24	37,54	26,98
900	394,88	208,41	104,93	53,02	35,39	25,43
1000	374,61	197,71	99,55	50,30	33,57	24,13
1500	305,87	161,43	81,28	41,07	27,41	19,70
2000	264,89	139,80	70,39	35,57	23,73	17,06
2500	236,93	125,04	62,96	31,81	21,23	15,26
3000	216,28	114,15	57,47	29,04	19,38	13,93
5000	167,53	88,42	44,52	22,50	15,01	10,59

Tab. 1.2: Kapazitäten in pF, $R_0 = 50 \Omega$

Die Verluste in den beiden parallelen Netzwerken nach Bild 1.2 sind gering und können mit den Tab. 1.1 und Tab.1.2 und dem interessanten Programm TLW (im Netz) leicht berechnet werden.

Duale Schaltungen lassen sich bei reeller Belastung einfach berechnen. Aus einem Tiefpass wird ein Hochpass, in dem man die Plätze der Elemente tauscht und deren Impedanzwert beibehält. Die reellen Abschlusswiderstände bleiben an ihren Plätzen. Man braucht also immer nur einen Tiefpass berechnen, alle anderen Netzwerke wie HP, Bandpass und Bandsperre können sofort dimensioniert werden.

Bei der Umrechnung von dualen Schaltungen mit komplexen Lasten gibt es eine Besonderheit. Es tauscht dabei auch der Imaginärteil der komplexen Last das Vorzeichen, d.h. nach der Berechnung der neuen Elemente gilt die Schaltung für die konjugiert komplexe Last. Die neue Schaltung ist dual zu einander, auch die Abschlussimpedanz. Das ist der Grund dafür, dass entsprechend der Tabellen 1.1 und 1.2. immer ein reeller Wert vorhanden ist, denn bei der Reihenschaltung der beiden Netzwerke am Ausgang und exakter Symmetrie kompensieren sich die Blindanteile zu Null.

In der Schaltung nach Bild 1.2 sind die beiden Kondensatoren Drehkos auf einer gemeinsamen Achse und haben gleichen Kapazitätsverlauf, entsprechend gilt das auch für die beiden Induktivitäten mit gleichem Verlauf des Induktivitätswertes als Funktion des Drehwinkels. Für die berechneten Werte nach Tab. 1.1 und Tab. 1.2 ergeben sich daher immer reelle Werte für R_2 .

Da die Einstellung von Kapazität und Induktivität unabhängig voneinander möglich ist, können fast alle möglichen komplexen Impedanzen auf 50Ω transformiert werden. Die dabei vorhandenen Verluste können mittels der Tab. 1.3 und 1.4 für Amateurzwecke ausreichend genau abgeschätzt werden, wenn die Abschlussimpedanzen, gleich Eingangsimpedanzen der Hühnerleiter, bekannt sind.

Die exakte Berechnung ist etwas umständlich und soll hier nicht wieder gegeben werden. Wie aus den Tab.1.3 und Tab.1.4 ersichtlich gibt es einen kleinen Bereich von Impedanzen die nicht angepasst werden können. Das gilt auch für die Parallelkombination von LC- und CL-Netzwerk. Das Bild 1.4 zeigt den möglichen Impedanzbereich, Rot. Alles was innerhalb des roten Bereiches liegt kann angepasst werden.

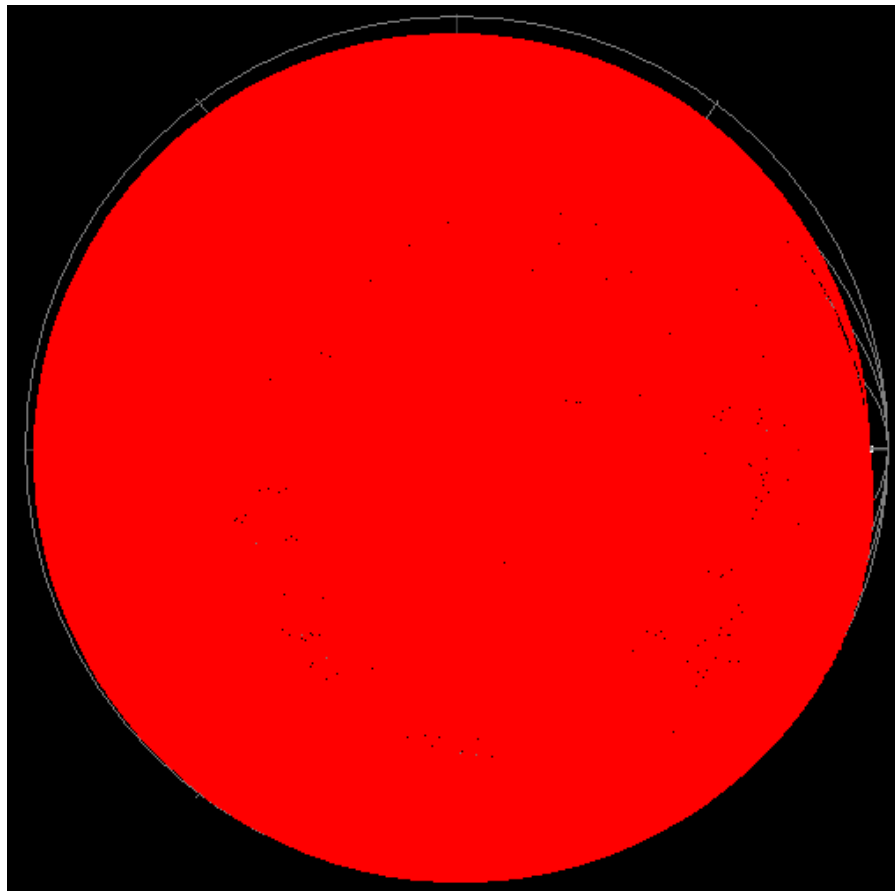


Bild 1.4: Gesamt möglicher Impedanzbereich der dualen Schaltung zur Anpassung. Die Variation der Kapazität $20\text{pf} \leq C \leq 1000 \text{ pF}$, $1\mu\text{H} \leq L \leq 30 \mu\text{H}$. Impedanzen im schmalen, dunklen Bereich innerhalb des Smith-Diagramms können nicht angepasst werden.

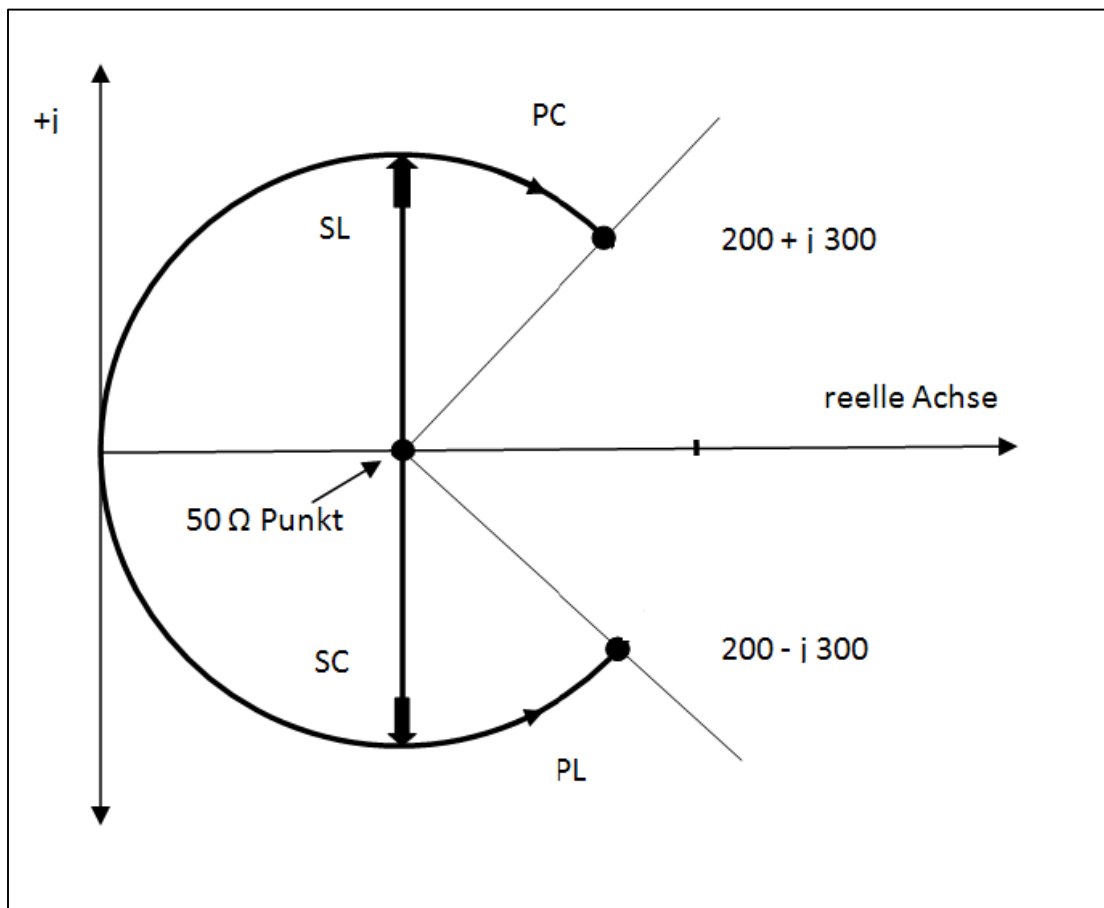


Bild 1.5: Transformationsweg der LC – und CL Kombination in der komplexen Ebene

Beispiel 1.2:

Beschreibung des Transformations-Weges in der komplexen Ebene: Angenommen wir haben die Aufgabe die komplexe Impedanz $Z = (200 + j 300) \Omega$ mit einer TP-LC-Schaltung an 50Ω anzupassen. Um das Ziel $Z = (200 + j 300) \Omega$ zu erreichen gibt es für die Tiefpasslösung nur einen Weg. Ausgehend vom 50Ω Punkt folgt eine Serieninduktivität (SL) und auf dem passenden Kreis, der durch die Zielimpedanz gegeben ist, eine Parallelkapazität. Wird die komplexe Ebene normiert, kann aus den Strecken im Diagramm sofort der Impedanzwert für L und C abgelesen werden. Wir erhalten folgende Werte: $X_L = 173,07 \Omega$ und $X_C = 130,93 \Omega$. Bei der Frequenz $f = 3,5 \text{ MHz}$ entspricht das einer Induktivität $L_s = 7,87 \mu\text{H}$ und einer Kapazität $C_p = 347,3 \text{ pF}$.

Wir wenden für $f = 3,5 \text{ MHz}$ die Tiefpass-Hochpass-Transformation an. Die Impedanzwerte bleiben erhalten, aus der Induktivität wird eine Kapazität mit gleichem Impedanzwert und aus der Kapazität wird eine Induktivität mit gleichem Impedanzwert. Eine Kapazität mit dem Impedanzwert von $X_C = 163,07 \Omega$ entspricht bei der Frequenz $f = 3,5 \text{ MHz}$ einer Kapazität $C_s = 262,74 \text{ pF}$ und die Induktivität mit dem Impedanzwert $X_L = 130,93 \Omega$ entspricht einer Induktivität von $L_p = 5,95 \mu\text{H}$. Den Transformationsweg kann man in Bild 1.5 verfolgen. Das duale HP-Netzwerk erreicht mit den transformierten Werten ($X_C = 163,07 \Omega$ und $X_L = 130,93 \Omega$) den Impedanzwert der Ausgangsimpedanz $Z = (200 - j 300 \Omega)$. Es kehrt sich also nach der TP-HP-Transformation, **bei komplexen Lasten**, auch die zu transformierende Lastimpedanz in die konjugiert komplexe Impedanz um. Nur bei reellen Lastimpedanzen bleibt die Lastimpedanz, in unserem Beispiel die 200Ω , erhalten.

Will man die HP-Schaltung berechnen, die $Z = (200 + j 300) \Omega$ auf 50Ω transformiert, muss man neu rechnen. Wie aus Bild 1.5 ersichtlich, bleibt das Serienelement unverändert und hat den Impedanzwert $X = 173,07 \Omega$. Nur das Parallelelement PL muss neu berechnet werden. Der Wert gibt sich aus einer einfachen Überlegung zu $L = 15 \mu\text{H}$.

Als duale Netzwerke zur Transformation entsprechend Bild 1.2 können natürlich auch das T- und das Pi-Netzwerk in Parallelschaltung verwendet werden. Wegen der unübersichtlichen Abstimm-Möglichkeiten soll diese Anordnung nicht betrachtet werden. Pi- und T-Netzwerke haben bei falscher Abstimmung hohe Verluste,

die es gilt zu vermeiden. Wir Amateure streben ja an, möglichst viel der teuer erzeugte HF Leistung an die Antenne zu bringen. Die Einspeisung der LC-CL Anordnung nach Bild 1.2 verlangt eine Mantelwellensperre.

Die Berechnung des einfachen LC, CL Filters für komplexe Lasten ist zwar einfach, macht jedoch etwas mehr Mühe. Damit nicht lange gerechnet werden muss, sind die Tabellen 1.3 und 1.4 sicherlich hilfreich. Die Werte in der Tabelle sind auf die Frequenz $f = 1$ MHz normiert um die Umrechnung auf andere Frequenzen zu vereinfachen. Für die Verluste ist ein $Q_L = 100$ und $Q_c = 500$ angenommen.

Realteil Imagi- närteil	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. 1.3: Induktive Lasten

Die Zahlenwerte in der Tab. 2 haben folgende Bedeutung. Oberer Wert: Serien-Induktivität in μH , 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.

Beispiel 1.2:

Eine induktive Last $Z = (200 + j 300) \Omega$ ist mit einem einfachen TP LC-Filter auf 50Ω anzupassen. Die Betriebsfrequenz sei $f = 1,9$ MHz. Nach Tab. 1.3 ergeben sich für $f = 1$ 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 $f = 1,9$ MHz verringern sich die Zahlenwerte um den Faktor 1,9.

Daraus die Werte für das LC-TP 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 $f = 1 \text{ MHz}$ normiert um die Umrechnung auf andere Frequenzen zu vereinfachen. Für die Verluste gilt $Q_L = 100$ und $Q_c = 500$.

Realteil Imagi- närteil	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	82.9 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

Tab. 1.4: LC Anpassnetzwerk mit kapazitiven Lasten

Zusammenfassung:

Die in Bild 1.2 gezeigte Schaltung gestattet neben der Anpassung an die üblichen Impedanzen am Eingang einer Hühnerleiter gleichzeitig den Übergang von unsymmetrisch zu symmetrisch, d.h. der Balun mit seinen Verlusten und Einschränkungen im Frequenzgang kann entfallen. Die Abstimmung erfolgt, wie gewohnt, mittels eines Stehwellenmessgerätes auf der 50Ω Seite. Die Variation der Drehkos von 20 pF bis 1000 pF und die der Induktivität von $1 \mu\text{H}$ bis $30 \mu\text{H}$, gestattet die Anpassung über einen großen Impedanzbereich. Impedanzen, die nach Tab. 1.3 und Tab. 1.4 von der einfachen LC, CL Anordnung nicht angepasst werden können, können natürlich von LC-CL Schaltung nach Bild 1.2 ebenfalls nicht angepasst werden. Bei Impedanzen mit induktiven Anteil und einem Realteil kleiner 50Ω kann besser die nahezu verlustlose CC-Anpassung verwendet werden.

DL3LH, Walter

wa-schau@t-online.de

www.heide-holst.de

<https://lc-koppler.jimdo.com/dl3lh-s-download-sammlung>

<http://www.baeckerei-heitmann.de/DF1BT/>

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 “
- /12/ „Das Variometer im KW Bereich“

DF1BT berichtet:

Hallo Walter,

die LC-CL Anpassschaltung wurde provisorisch auf ein Brett aufgebaut. Zur positiven Überraschung funktionierte sie grundsätzlich auf Anhieb. Getestet wurde sie an einer 90 m Schleife mit ca. 5m Wireman.

Es gibt aber ein paar Dinge zu beachten:

- 1.) Die LC-CL Anpassschaltung benötigt grundsätzlich eine Mantelwellensperre, womit die Schaltung dann auch symmetrisch angesteuert wird. Sonst HF in der Hütte und eine große Asymmetrie auf der Feeder-Leitung. Beides war nach dem Einfügen der Sperre in Ordnung.

- 2.) Der gesamte Aufbau muss streng symmetrisch erfolgen. Das Problem liegt dann wohl mehr bei den Induktivitäten bzw. in deren Verdrahtung. Die Kondensatoren sind davon meistens nicht betroffen. Mit dem FA-VA3 hat man an einem 560 Ω Widerstand zwei dicht beieinander liegende Höcker. Auch hat die Feeder dann eine leichte Asymmetrie. Dies kann aber durch etwas mehr oder weniger Induktivität an einer Spule ausgeglichen werden. Eine Einstellung auch kleinster Induktivitätsänderungen wäre vorteilhaft.
- 3.) Um statische Aufladungen abzuführen, sollten dem Ausgang zwei hochohmige Widerstände in Y-Schaltung parallelgeschaltet werden.
- 4.) Das größte Problem der LC-CL Schaltung wird wohl der NICHT-ANPASSBARE-BEREICH sein. Bei mir war es an der 90 m-Schleife das 60 m-Band und an der Feeder gespeisten 2x7m Vertikalen das 30 m-Band. Hier mussten die Drehkos ganz herausgedreht werden, womit so gerade noch ein akzeptables SWR erreicht werden konnte.

Wird aber eine Antennenanlage nach den Kriterien einer LC-CL Anpassung geplant und niedrige Impedanzen vermieden, sicherlich ein gut nutzbares Anpassgerät.

Was auch noch auffiel: Bei Anpassung der 90 m-Schleife z.B. auf dem 30 m-Band hatte die Anzeige auf dem FA-VA3 von 1,8 MHz bis 30 MHz bei der LC-CL-Anpassung wesentlich mehr tiefe Resonanzpunkte als z.B. bei einem S-Match. Welche Bewandnis das auf sich hat, entzieht sich meiner Kenntnis.

Was den Wirkungsgrad angeht, fehlen mir die Messmittel.

So, dass war erst mal mein erster Eindruck vom der LC- CL Anpassung.

Gruß Ludger DF1BT

Hallo Walter

Für die Mantelwellensperre wurde der 36 mm Kern T36-23-15-3S4 von Ferroxcube verwendet. (DX-Wire). Bewickelt mit 7+1+7 Windungen 50 Ω Teflonkoax DXW188 o.ä. Dies ist ein sehr guter Breitbandkern mit einer Permeabilität von 1700. Was mir auch noch aufgefallen war, dass die Abstimmung der beiden 100 pF Drehkos doch recht breitbandig war. Beim S-Match ist alles viel spitzer.

Meine Testergebnisse darfst du gerne mit einfügen.

Noch einen schönen Sonntagnachmittag wünscht Ludger, DF1BT

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.