

Impedanzanpassung ist beim Entwurf von HF-Schaltungen von zentraler Bedeutung, um eine maximal mögliche Leistungsübertragung zu gewährleisten. Sei es bei der Anpassung einer Antenne, um im RX noch die kleinsten Signale aufnehmen zu können oder die TX-Leistung möglichst verlustfrei in die Luft zu bringen. Oder einen Mischer oder ein Filter optimal zu betreiben. Bei Fehlanpassungen entstehen, oft Hauptursache von HF-Leistungsverlusten, immer Reflexionen zurück in die Quelle, die dort Störungen hervorrufen und der Leistungsbilanz verloren gehen. Oder bei Filtern werden die Durchlasskurven verbogen, wenn sie nicht auf die Auslegungsimpedanzen arbeiten.

Im Web gibt es an Onlinerechnern und Programmen alles, was Amateurherzen höherschlagen lässt. Nur wiederfinden im Netz oder im eigenen Computer muss man solche Goodies, wenn es gerade mal wieder pressiert. In der Vergangenheit habe ich bisweilen einige Auslegungshilfen erstellt, weil das ständige Suchen lästig wurde, natürlich mit MS Excel. Idee war, alle Fundstücke mal in einem Excel-Workbook [11] zusammenzustellen.

Es enthält Arbeitsblätter zur Berechnung von:

- L-Netzwerk zur Anpassung reeller Quell- und Lastimpedanzen,
- L-Netzwerk zur Anpassung komplexer Quell- und Lastimpedanzen,
- Anpassung mit Breitbandtransformatoren,
- Pi- und T-Abschwächer, auch für $Z_{in} \neq Z_{out}$,
- Anpassung mit Resonanzkreisen (Simpelmodell, angezapfte C's und L's),
- Anpassung mit Resonanzkreisen (Genaueres Modell nach KJ6PO, angezapfte C's),
- Bridged Tee Diplexer zur Mischer-Terminierung (Ergänzt 07.10.2022).

Daten gängiger Amidon-Kerne sind über Kombinationsfelder zur konkreten Auslegung abrufbar.

Worum geht es bei einer Leistungsanpassung? Betrachten wir mal die Leistungsbilanz in einem Gleichstromkreis:

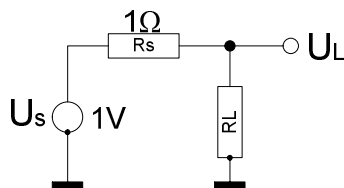


Abb. 0.1: Spannungsteiler U_S (Source) nach U_L (Load).

$$U_L = U_S \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

Der Einfachheit halber mit $U_S = 1V$ und $R_S = 1\Omega$ wird die übertragene Leistung P_L

$$P_L = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{R_L}{1 + R_L}\right)^2}{R_L} = \frac{R_L}{(1 + R_L)^2}$$

Grafisch aufgetragen sieht das so aus:

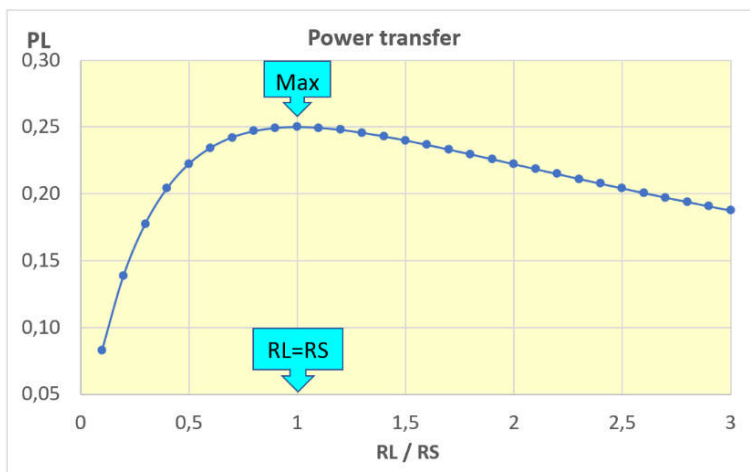


Abb. 0.2: Leistungsübertragung der Schaltung in Abb. 0.1.

Was wir schon immer ahnten:

**Die maximale Leistungsübertragung erfolgt bei Anpassung
Quellimpedanz = Lastimpedanz.**

Das Beispiel in Abb. 0.1 und 0.2 mit ohmschen Widerständen ist ja ganz nett, die Anpassungsbedingung $R_S = R_L$ zu demonstrieren, viel haben wir mit solch einem Spannungsteiler aber anscheinend nicht gekonnt. Die Spannung wird auf die Hälfte geteilt, die Leistung über U^2/R auf ein Viertel. Die wird zumindest maximal übertragen. Mehr geht hier nicht.

Das ist aber genau der Ansatz der uns geläufigen 50Ω HF-Technik. Um HF-Module/-Geräte mit reell 50Ω Eingangs- und Ausgangsimpedanzen zu verbinden, geht es um maximale Leistungsübertragung mit minimalen Reflexionen. Mit anderen Worten: Die verfügbare Leistung wird von der Last vollständig aufgenommen und steht ohne Reflexionsverluste der weiteren Verarbeitung zur Verfügung, z.B. einer Messung.

Es muss wohl nicht mehr erwähnt werden, dass das Kreissymbol vor dem R_S in Abb. 0.1 wie auch in den folgenden Abbildungen die (verlustlose) Quellspannung und R_S den Quell- bzw. Innenwiderstand der Spannungsquelle darstellen, hinlänglich bekannt von einer Autobatterie im Winter.

Wenn wir das obige Beispiel auf Wechselstrom, also auf Hochfrequenz, ausdehnen, erfolgt die maximale Leistungsübertragung bei Anpassung für eine vorgegebene Frequenz

Lastimpedanz ($Z_L = R_L + jX_L$) = komplex konjugierte Quellimpedanz ($Z_S = R_S + jX_S$).

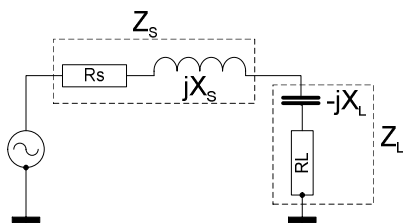


Abb. 0.3: Beispiel für eine Anpassung mit konjugiert komplexen Impedanzen.

Machen wir das obige Gleichstrombeispiel nun etwa für 435MHz ein wenig anspruchsvoller. Nehmen wir mal an, wir koppeln einen HF-Generator mit $R_S = 50\Omega$ mit einem Stück Draht an eine Last R_L mit ebenfalls 50Ω. Bei dieser hohen Frequenz hat der Anschlussdraht einen schon merkbaren induktiven Widerstand X_S .

Für optimale Anpassung mit $R_S = R_L$ können wir einen Kondensator in Serie mit R_L einfügen, so dass sich die negative Reaktanz des Kondensators in Z_L ($-jX_L$) und die positive Reaktanz des Anschlussdrahtes in Z_S (jX_S) aufheben.

Mit $X_S = 2\pi fL$ und $X_L = 1 / 2\pi fC$ ist die Anpassung nur für genau eine Frequenz f gegeben. Die Verschaltung von X_S und X_L entspricht einem Serienschwingkreis mit Resonanz bei Frequenz f . Mit Durchlasswiderstand Null bei Resonanz ($X_S = -X_L$) haben wir also wieder den Zustand wie in Abb. 0.1. Zumindest im Idealfall mit verlustlosen L und C . Die nachfolgenden LC-Netzwerke (1), (2) und (5) arbeiten genau mit dieser Resonanzkompensation $X_S = -X_L$.

Allgemein gesprochen muss für eine Impedanzanpassung mit maximaler Leistungsübertragung die Lastimpedanz so erscheinen wie die konjugiert komplexe Quellimpedanz.

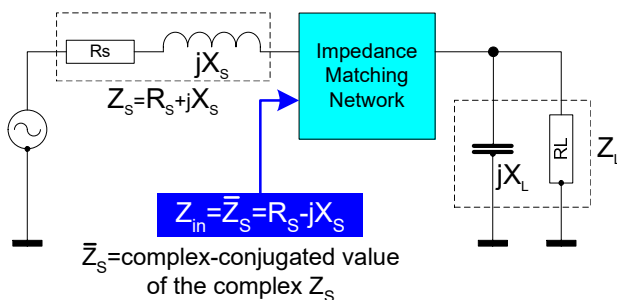


Abb. 0.4: Impedanzanpassung für komplexe Quelle und Last mit einem Anpassungsnetzwerk.

Das Anpassungsnetzwerk lässt die Lastimpedanz von der Quelle aus betrachtet so aussehen wie die konjugiert komplexe Quellimpedanz $Z_{in} = R_S - jX_S$ (negatives X_S). Es gaukelt also der Quelle eine andere Impedanz vor, als tatsächlich in Form von Z_L hinter dem Netzwerk anliegt.

Schlau wäre es wie im folgenden Beispiel, im Anpassungsnetzwerk Blind-/Scheinwiderstände, also Reaktanzen in Form von idealerweise verlustlosen Induktivitäten und Kapazitäten zu verwenden.

1 Anpassung mit L-Netzwerken

Hier wie in den nachfolgenden Berechnungen werden L und C als "ideal" angenommen. Sie haben also weder ohmsche Verluste noch parasitäre Reaktanzen (Induktivitäten bei Kondensatoren bzw. Kapazitäten bei Spulen).

1.1 Mögliche L-Netzwerkkonfigurationen

Ist eine schmalbandige Anpassung für genau eine Frequenz bzw. einen engen Frequenzbereich gewünscht, z.B. in ZF-Verstärkern und deren Quarzfiltern oder bei Antennenanpassungen, bieten sich L-Netzwerke, bestehend aus einem L und einem C, an. Hier wie in den zitierten Online-Rechnern werden L und C als verlustlos angenommen. Bei Anpassung erfolgt damit eine verlustlose Leistungsübertragung.

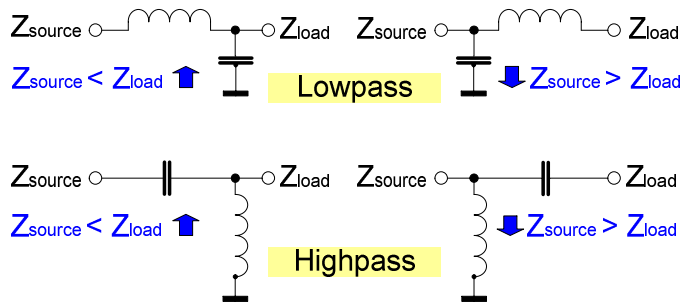


Abb. 1.1: Die vier L-Netzwerke als Hoch- und Tiefpässe.

Je nach Verschaltung, das ist tatsächlich nur eine Spiegelung, erlauben sie eine Transformation aufwärts ($Z_{Source} < Z_{Load}$) oder abwärts ($Z_{Source} > Z_{Load}$)

- Das serielle Element (L oder C) liegt an der niedrigeren Impedanz (Source oder Load).
- Das parallele Element liegt an der höheren Impedanz (Source oder Load).

Wenn eine galvanische Verbindung zwischen Source und Load erforderlich ist, etwa zur Übertragung von Gleichströmen in Transistorstufen, scheidet der Hochpass aus.

Um z.B. ein Quarzfilter ($Z > 50\Omega$) in einen 50Ω ZF-Verstärker einzufügen, ist also ein Paar aus gespiegelten L-Netzwerken zu verwenden. Zweckmäßig sind hier Tiefpässe, erste Zeile in Abb. 1.1, um etwaige höherfrequente Nebenresonanzen des Quarzfilters abzuschwächen.

Eine spezielle Anwendung zur Anpassung von Antennen mit Antennentunern ist hier zu finden:

<https://dl6gl.de/impedanzanpassung-mit-l-netzwerken.html>

oder mit Zweidrahtleitungen (Transmission Lines):

<https://dl6gl.de/impedanztransformation-mit-dem-dipol-feeder.html>

1.2 L-Netzwerk mit $R_s < R_L$, R_s , und R_L rein reell

Low-Pass-Anpassung entspr. Abb. 1.1, oben links:

Bestandteile:

- $R_s = R_{Source} =$ Quellimpedanz, $R_s < R_L$
- $R_L = R_{Load} =$ Lastimpedanz
- $X_s = X_{Serial} =$ Serienreaktanz, Induktivität für Tiefpass
- $X_p = X_{Parallel} =$ Parallel-/Shunt-Reaktanz, Kapazität für Tiefpass

Vorgabe: Anpassung R_L an R_s bei festgelegter Frequenz f .

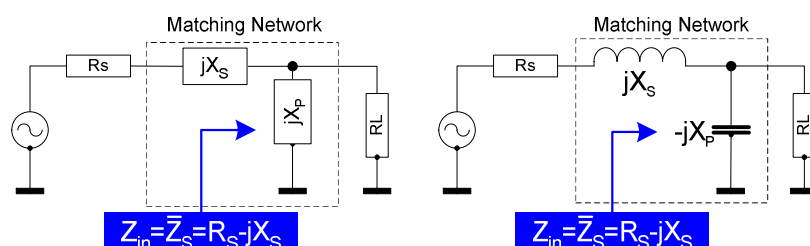


Abb. 1.2: Anpassungsnetzwerk links: allgemein rechts: Low-Pass-Anpassung ($R_s < R_L$).

Für eine Anpassung $R_S > R_L$ tauschen R_S und R_L einfach ihre Plätze.

Was überhaupt hinter den diversen Online-Rechnern steckt, ergibt sich aus der Ableitung der entsprechenden Formeln.

Für Anpassung muss die Parallelschaltung $R_L \parallel jX_P (= Z_{in})$ gleich dem konjugiert komplexen Wert der Serienschaltung R_S und jX_S sein (Abb. 1.2). Fachleute nennen dies Transformation der Impedanz aus der Parallelschaltung $R_L \parallel jX_P$ in eine äquivalente Serienimpedanz, siehe dazu Abb. 0.3. Hier aber mit $R_S \neq R_L$ bzw. $R_S < R_L$ sowie $X_S \neq X_P$. Mit anderen Worten: R_L parallel zu jX_P verhält sich so wie R_S in Serie mit jX_S . Damit ist die Anpassungsbedingung Quellimpedanz = Lastimpedanz erfüllt. Am Zahlenbeispiel zur Anpassung eines SSB-Quarzfilters weiter unten wird das deutlich.

Die Parallelschaltung $X_P \parallel R_L = Z_{in}$ berechnet sich aus

$Z_{in} = \frac{R_L * jX_P}{R_L + jX_P} = \frac{R_L * X_P^2}{R_L^2 + X_P^2} + j \frac{X_P * R_L^2}{R_L^2 + X_P^2}$	Gl. 1.1
--	---------

Erläuterung: Division komplexer Zahlen	$\frac{C}{Z} := \frac{a + jb}{x + jy} = \frac{a * x + b * y}{x^2 + y^2} + j \frac{b * x - a * y}{x^2 + y^2}$
Hier:	$Z_{in} = \frac{0 + jR_L * X_P}{R_L + jX_P} = \frac{0 * R_L + R_L * X_P * X_P}{R_L^2 + X_P^2} + j \frac{X_P * R_L * R_L - 0 * X_P}{R_L^2 + X_P^2}$

Mit der Anpassungsbedingung $Z_{in} = R_S - jX_S$ bei Frequenz f werden Real- und Imaginärteil also

$R_S = \frac{R_L * X_P^2}{R_L^2 + X_P^2} \quad \text{und} \quad X_S = \frac{-X_P * R_L^2}{R_L^2 + X_P^2}$	Gl. 1.2
---	---------

Gleichungen 1.2 umgeformt zu Widerstandsverhältnissen ergeben als Anpassungsbedingungen

$\frac{R_S}{R_L} = \frac{1}{\left(\frac{R_L}{X_P}\right)^2 + 1} \quad (\text{Gl. 1.3a}) \quad \text{und} \quad -\frac{X_S}{R_S} = \frac{R_L}{X_P} \quad (\text{Gl. 1.3b})$	Gl. 1.3
--	---------

Das Verhältnis aus Blind- und Wirkwiderstand der zweipoligen Netzwerkelemente R & X definiert den Gütefaktor Q . Beim Serielement bewirkt ein großes Serien- R geringe Güte, beim Parallelement ein großes Parallel- R hohe Güte.

für das Serielement R_S & X_S (Abb. 1.2)	$ Q_S = X_S / R_S$	Gl. 1.4
für das Parallel-(Shunt-)Element R_L & X_P	$ Q_P = R_L / X_P $	Gl. 1.5
Anpassungsbedingung (Gl. 1.3b):	$Q := Q_S = Q_P $	Gl. 1.6
$Q = Q_P = R_L / X_P$ eingesetzt in Gl. 1.3a:	$\frac{R_S}{R_L} = \frac{1}{Q^2 + 1} \Rightarrow Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_S} - 1}$	Gl. 1.7
Tiefpass-Parallelkapazität, f =Anpassungsfrequenz:	$C = \frac{1}{2\pi f X_P}$	Gl. 1.8a
Tiefpass-Serieninduktivität:	$L = 2\pi f X_S$	Gl. 1.9a

Beim Hochpass vertauschen Kapazität (nun seriell, X_S) und Induktivität (nun parallel, X_P)

Hochpass-Serienkapazität:	$C = \frac{1}{2\pi f X_S}$	Gl. 1.8b
Hochpass-Parallelinduktivität:	$L = 2\pi f X_P$	Gl. 1.9b

Die Gleichungen 1.4 bis 1.9 wurden im zugehörigen Excel-Sheet für rein reelle Quell- und Lastwiderstände programmiert.

Hier noch das im Excel-Sheet gerechnete Beispiel der Anpassung eines SSB-Quarzfilters an 50Ω mit der Überprüfung der Anpassungsbedingung für Z_{in} in Abb. 1.2.

R_s	50 Ω	ZF ($R_s < R_L$)	
R_L	192,8 Ω	Quarzfilter (rein reell angenommen)	
f	8.864,577 kHz	Filter-Mittenfrequenz	
L_s	1,517 μH	L_s seriell mit R_s	$X_s = 84,4985 \text{ Ω}$ @ 8.864,577 kHz
C_p	157,374 pF	C_p parallel zu R_L	$X_p = 114,0848 \text{ Ω}$ @ 8.864,577 kHz
Z_{in}	= (!) $R_s - jX_s$	= 50 - j 84,4985 Ω	= äquivalente Serienimpedanz von $R_L \parallel C_p$

L_s und C_p wurden aus X_s und X_p für die vorgegebene Frequenz f berechnet.

Die Überprüfung der Anpassung mit dem konjugiert komplexen Z_{in} entspr. Abb. 1.2 und Gleichungen 1.2 ergibt die Übereinstimmung in der letzten Tabellenzeile.

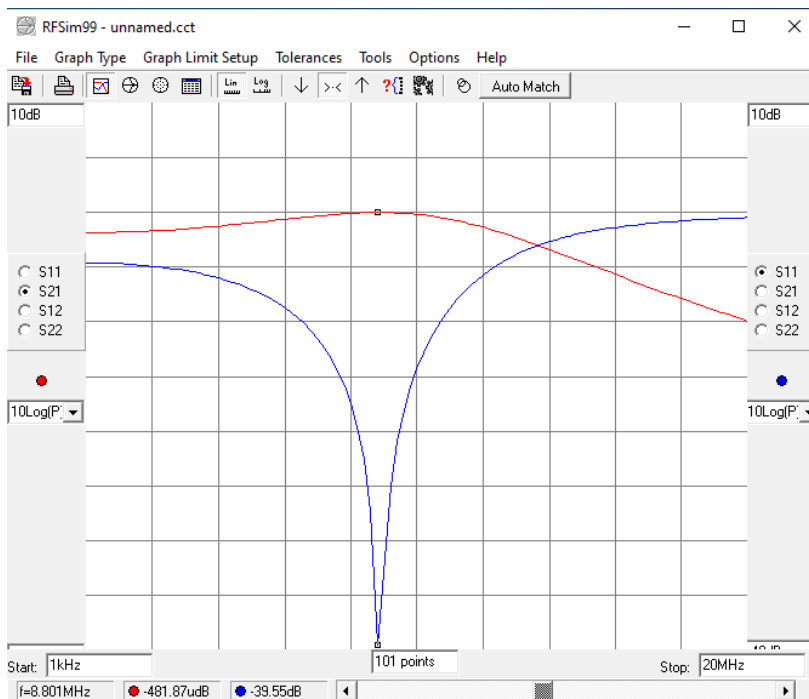


Abb. 1.3: S21- & S11-Plot des o.a. Tiefpassfilters.

Die Transmission S21 hat bei der Auslegungsfrequenz ihr Maximum (~0dB), die Rückflusdämpfung S11 (Return loss) ihr (negatives) Minimum, d.h. betragsliches Maximum.

1.3 L-Netzwerk mit $Z_s < Z_L$, Z_s , und Z_L komplex

Für komplexe Quell- und Lastwiderstände war mir die Sache zu kompliziert. Im Excel-Sheet wurde das Javascript aus Ref. 5 nachempfunden. Hiermit sind vor allem auch Anpassungen komplexer Antennenimpedanzen an die reelle 50Ω-Eingangsimpedanz eines TRX möglich.

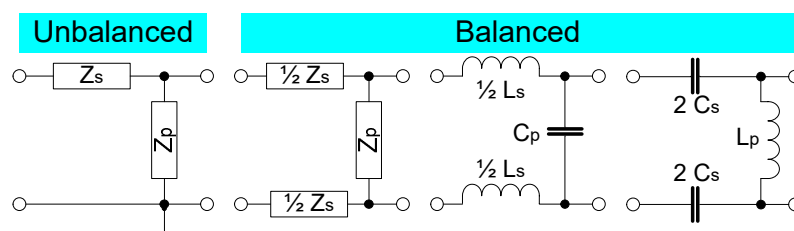


Abb. 1.4: L-Netzwerk unsymmetrisch (unbalanced) und symmetrisch (balanced).

L-Netzwerke (Abschnitte 1.1 und 1.2) können unsymmetrisch oder symmetrisch aufgebaut werden, letztere z.B. in symmetrischen Antennentunern. Bei symmetrischem Aufbau halbieren sich die Reaktanzen der in Serie geschalteten Elemente,

- beim Tiefpass jeweils halbe Induktivitäten L_s ,
- beim Hochpass jeweils doppelte Kapazitäten C_s aus der Berechnung für unsymmetrische L-Netzwerke.

Die parallel geschalteten Elemente, beim Tiefpass C_p , beim Hochpass L_p , bleiben unverändert.

2 Weitere L-C-Anpassungsnetzwerke

Konstruktionsbedingt sind die o.a. L-Netzwerke schmalbandig, streng genommen nur für genau eine Frequenz ausgelegt.

Größer nutzbare Frequenzbereiche sind mit weiteren L/C-Kombinationen, u.a. als Pi- und T-Netzwerke, möglich. Hierzu wird auf Ref. 6 mit insgesamt 16 Varianten verwiesen.

3 Anpassung mit Widerstandsnetzwerken

Auch mit Netzwerken aus ohmschen Widerständen sind Anpassungen von R_{Source} nach R_{Load} möglich. Bauformen: Pi- und T-Netzwerke. Im Gegensatz zu den o.g. L-Netzwerken mit Transformation über Blindwiderstände sind sie naturgemäß nicht verlustlos.

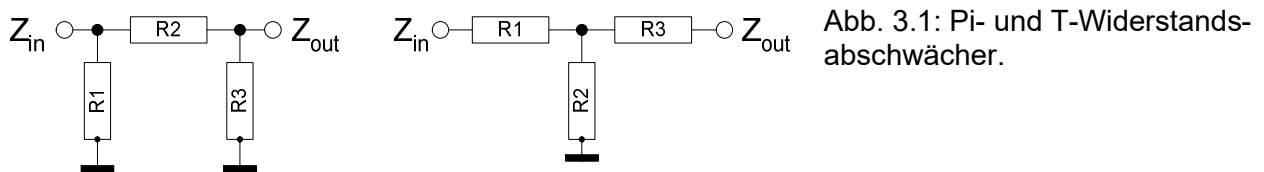


Abb. 3.1: Pi- und T-Widerstandsabschwächer.

Anders als bei den L-Netzwerken ist auch $R_{Source} = R_{Load}$ möglich. Neben der beabsichtigten Signalabschwächung können solche R-Abschwächer z.B. eingesetzt werden, um einer Last, etwa einer Senderendstufe oder einem Filter, eine möglichst unbestechliche 50Ω -Eingangsimpedanz anzubieten, auch wenn die Quellimpedanz davon etwas abweichen sollte. Sie dämpfen zwar die Eingangsleistung, meist um hinnehmbare 3 bis 6dB, verhindern bzw. reduzieren dafür aber Reflexionen, mehr mit jedem dB.

Bei symmetrischem Aufbau gelten die gleichen Regeln wie oben, Abb. 1.4.

R-Abschwächer sind anders als L-Netzwerke breitbandig, allerdings mit Leistungsverlusten.

4 Anpassung mit Transformatoren (Übertragern)

Für breitbandige und annähernd verlustlose Anpassungen bieten sich Transformatoren mit Ferritkernen an. Die Impedanzanpassung folgt dem Windungsverhältnis (Primärwicklung an Source, Sekundärwicklung an Load), "ideale" Transformatoren mit perfekter Kopplung der beiden Wicklungen und ohne Verluste im Kern und in den Wicklungen vorausgesetzt

$$\frac{N_{sec}}{N_{pri}} = \sqrt{\frac{Z_{Load}}{Z_{Source}}} \quad \text{bzw.} \quad \frac{Z_{Load}}{Z_{Source}} = \left(\frac{N_{sec}}{N_{pri}}\right)^2$$

Die Transformation kann mit den entsprechenden Windungsverhältnissen aufwärts ($Z_{Source} < Z_{Load}$) oder abwärts ($Z_{Source} > Z_{Load}$) erfolgen.

Die Auswahl der Windungen selber bei vorgegebenem Windungsverhältnis kann nicht willkürlich gewählt werden, z.B. "Sparversion" $N_{pri} = 1$ Windung. Die Windungsimpedanzen sollten bei der minimal zu übertragenden Frequenz mindestens um den Faktor 4 größer sein als die Impedanzen R_s und R_L der anzupassenden Module. Das Excel-Sheet markiert die Windungen für die vorgegebene Minimalfrequenz entsprechend rot oder grün.

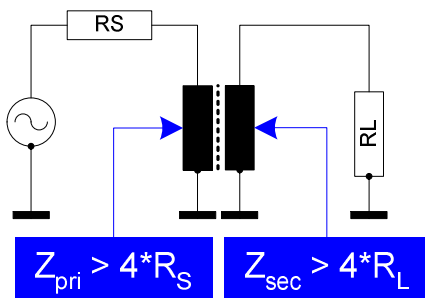


Abb. 4.1: Transformatoranpassung.

Variationsmöglichkeiten neben den Windungszahlen sind mit der Auswahl der Transformatorkerne gegeben. Doppellochkerne haben neben dem höheren AL-Wert bei gleichem Kernmaterial, damit weniger Windungen, Vorteile geringerer magnetischer Streuverluste gegenüber Ringkernen. Das Ferritmaterial, bei Amidon, z.B. Typ "77", "43", "61", in der Reihenfolge aufsteigender Frequenzbereiche, muss auch passen.

Für Impedanzanpassungen 1:4, z.B. 50Ω:200Ω, d.h. Windungsverhältnis 1:2, bieten sich bifilar gewickelte Autotrafos/Spartrafos/Transmission-line Transformer (Anzapfung am Anfang der einen Wicklung und am Ende der anderen) an. Sie haben wegen der engeren magnetischen Kopplung der i.a. verdrehten Bifilarwicklung etwas geringere Verluste als Transformatoren mit getrennten Wicklungen. Insgesamt sind Einfügedämpfungen von wenigen dB zu erzielen. Mit mehrfach verdrehten Windungen, etwa 3 (trifilar) oder 4 (quadrifilar), können auch höhere Impedanztransformationen (1:9, 1:16, ...) hergestellt werden (z.B. UnUn's zur Anpassung von Langdrahtantennen).

Oft ist die Primärimpedanz nicht bekannt, z.B. an Halbleiter-Ausgangsstufen (Collektor/Drain oder IC-Ausgang). Um dennoch über das Wicklungsverhältnis eine definierte Lastimpedanz einzustellen, kann die Primärimpedanz mit einem entsprechenden (ohmschen) Widerstand parallel zur Primärwicklung aufgezwungen werden. Das setzt voraus, dass die Reaktanz Z_{pri} der so überbrückten Primärwicklung bei der o.g. minimalen Übertragungsfrequenz deutlich größer (> 4) als der Widerstandswert ist.

5 Anpassung mit angezapften Schwingkreisen

Ist eine frequenzselektive Anpassung über ein mehr oder weniger breites Frequenzband gewünscht, lassen sich auch Schwingkreise einsetzen. Dabei werden entweder die Kreisspule in einem bestimmten Anpassungsverhältnis angezapft oder der Kreiskondensator wird in einem entsprechenden Verhältnis in zwei Kondensatoren aufgeteilt ("tapped inductor" bzw. "tapped capacitor"). Häufige Anwendungen etwa in Bandfiltern oder zur Ankopplung hochohmiger Antennen an Transistor-eingangsstufen.

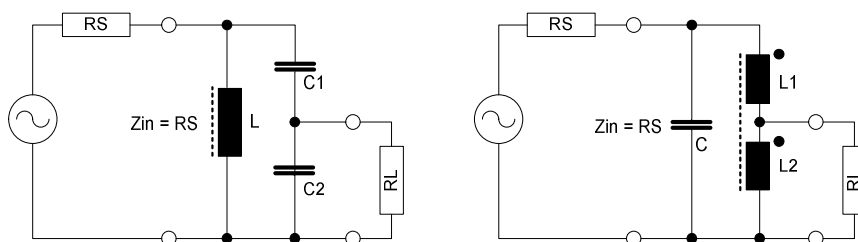


Abb. 5.1: Angezapfte Schwingkreise, links mit C, rechts mit L.

Eine Spulenzapfung (rechts) ist i.d.R. aufwendiger herzustellen als die linke Variante mit 2 C's. Es sei denn, eine $L = 1:2$ -Transformation, $Z = 1:4$, ist gewünscht. Dann wäre wieder wie im vorangegangenen Abschnitt eine einfach herzustellende bifilare Wicklung möglich. Hierzu sind die Wicklungsenden in Abb. 5.1 mit einem "●" gekennzeichnet.

Die Varianten in Abb. 5.1 kommen übrigens auch im Colpitts-Oszillator (linkes Bild) und im Hartley-Oszillator (rechtes Bild) zur Anwendung. Dort transformieren sie in der Rückkopplung die niedrige Emitter-/Source-Impedanz hoch zur Basis-/Gate-Impedanz.

Die Transformation erfolgt in beiden Darstellungen in Abb. 5.1 abwärts, also $R_s > R_L$.

Im Web ist oft als "Grundlage" zur Berechnung ein Simpelmodell zu finden ($R_S > R_L$), wobei L (Abb. 5.1 links) oder C (Abb. 5.1 rechts) anscheinend willkürlich vorgegeben werden können:

C-Anzapfung:	$\frac{R_S}{R_L} \approx \left(\frac{C_2}{C_{ges}}\right)^2, C_{ges} = \frac{C_1 * C_2}{C_1 + C_2}$	L-Anzapfung:	$\frac{R_S}{R_L} \approx \left(\frac{L_1 + L_2}{L_2}\right)^2$
--------------	---	--------------	--

So auch in [9], allerdings mit dem Hinweis, dass die Last R_L deutlich größer als die Impedanz $Z(C_2)=1/\omega C_2$ sein muss, in [9] um den Faktor > 10 , entsprechend bei der Teilimpedanz $L_2=\omega L_2$. Andernfalls ergeben sich durch diese Belastung andere Transformationsverhältnisse und geringere Kreisgüten, d.h. größere Bandbreiten.

Den o.g. einfachen Ansatz habe ich vor Jahren in dem Excel-Sheet in [10] verwendet, aber ohne Warnhinweis, da ich es damals noch nicht besser wusste.

Im Excel-Sheet zu diesem Artikel habe ich eine Überprüfung der Impedanzen nachgeholt. Schon für ein Impedanzverhältnis R_L zu $Z(\text{Teil-C})$ oder $Z(\text{Teil-L})$ von etwa 5 muss ein sehr kleines L/C-Verhältnis vorgegeben werden. Folge ist eine geringe Kreisgüte bei vorgegebenen R_S und R_L , damit eine große Bandbreite. Von "Frequenzselektion" kann da kaum noch die Rede sein.

Beim Schreiben dieses Artikels habe ich den Aufsatz von Randy Evans, KJ6PO [7] wiederentdeckt. Randy hat diesen einfachen "Tapped Capacitor"-Ansatz untersucht und dabei mit Messungen festgestellt, dass er im Allgemeinen zu falschen Ergebnissen führt. Nur für recht kleine L/C-Verhältnisse kommt er der Wirklichkeit halbwegs nahe. Das unter [7] verfügbare Excel-Sheet von KJ6PO musste unbedingt einen Platz in meiner Sammlung finden.

Die von KJ6PO dargelegte recht aufwendige exakte Lösung sei deshalb hier in den Grundzügen aufgezeigt ($R_S > R_L$).

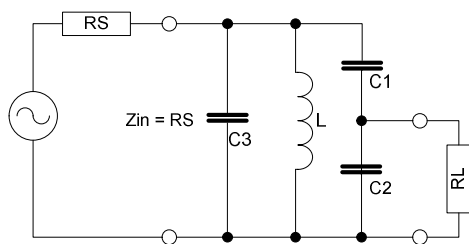


Abb. 5.2: Mit C3 erweiterte Schaltung.

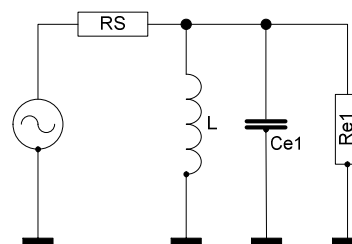


Abb. 5.3: Vereinfachung (Step 1).

Abb. 5.2 (links): Mit C3 werden die nicht vermeidbaren parasitären Kapazitäten im realen Aufbau berücksichtigt.

Abb. 5.3 (rechts): Zusammenfassung der Wirkungen der Komponenten aus dem linken Bild, R_S ist der Quellwiderstand, der anzupassen ist.

R_{e1} ist der äquivalente zu L parallele ohmsche Widerstand,

C_{e1} entsprechend die zu L parallele Gesamtkapazität,

L ist die Induktivität der zu verwendenden Spule.

Für den mit R_{e1} belasteten Schwingkreis (L, C_{e1}) ist die Güte

$Q_{Loaded} = \frac{f_0}{3dB \text{ Bandbreite}}, \quad f_0 = \text{Resonanzfrequenz}$	Gl. 5.1
--	---------

Für eine maximale Leistungsübertragung (Anpassung) muss gelten: $R_S = R_{e1}$. Dabei sind R_S und R_{e1} parallel zu L. $R_S || R_{e1} = R_S/2$, da $R_S = R_{e1}$. Das Q des mit $R_S || R_{e1}$ belasteten L ist damit

$Q_{Loaded} = \frac{R_S R_{e1}}{X_L} = \frac{R_S/2}{\omega L}, \quad \omega = 2\pi f_0$	Gl. 5.2
--	---------

Gl. 5.2 nach L aufgelöst:

$L = \frac{R_S/2}{\omega * Q_{Loaded}}$	Gl. 5.3
---	---------

L ist also bestimmt aus der Quellimpedanz R_s , der Resonanzfrequenz und der Bandbreite des Schwingkreises (Gl. 5.1), wenn Anpassung vorliegen soll. Das ist eine erste Erweiterung zu obigem Simpelmodell.

Nun hat die Spule selber eine Güte $Q_{unloaded}$ in der Größenordnung 50 bis 200, charakterisiert durch R_{Lp} , u.a. aus ohmschem Drahtwiderstand und magnetischen Verlusten, zusammengefasst als Parallelwiderstand zu L.

$Q_{unloaded} = \frac{R_{Lp}}{X_L} \Rightarrow R_{Lp} = X_L * Q_{unloaded}$	Gl. 5.4
---	---------

Damit kann Re_1 (Abb. 5.3) in 2 wirksame parallele Widerstände aufgeteilt werden.

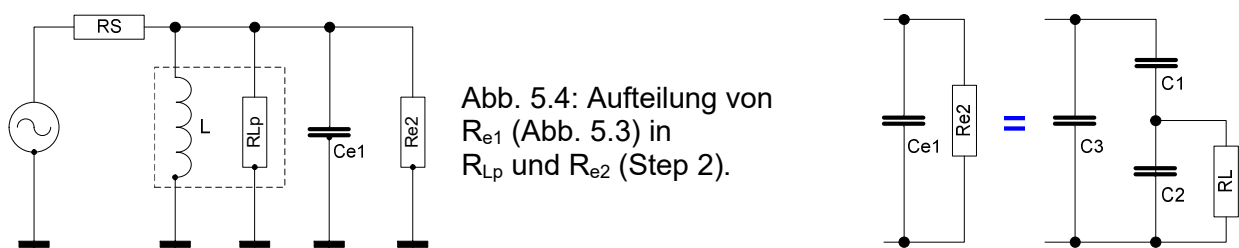


Abb. 5.4: Aufteilung von Re_1 (Abb. 5.3) in R_{Lp} und Re_2 (Step 2).

R_{Lp} charakterisiert die Güte ($Q_{unloaded}$) von L bei der gegebenen Frequenz, Re_2 : restlicher äquivalenter Widerstand R_L an C1/C2.

Bei Resonanz des Schwingkreises ist

Resonanz ($X_L=X_C$):	$X_L = X_{Ce1} \Leftrightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C_{e1}} \Rightarrow C_{e1} = \frac{1}{\omega^2 L}$	Gl. 5.5
-------------------------	--	---------

C_{e1} wird tatsächlich aus C_3 parallel zu C_1 in Serie mit C_2 (parallel mit R_L) gebildet (Abb. 5.4 rechts).

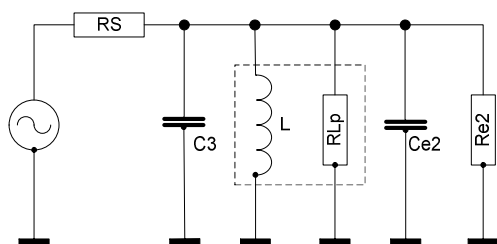


Abb. 5.5: Zerlegung von C_{e1} in C_3 und C_{e2} (Step 3).

Bis hierher wurde die vereinfachte Ersatzschaltung (Abb. 5.3) zerlegt in die tatsächlichen Komponenten für die Schaltung in Abb. 5.2: C_3 , L, die Spulengüte und in die Stellvertreter C_{e2} , Re_2 für die tatsächlichen Komponenten C_1 , C_2 parallel mit R_L . Für das aus C_{e1} herausgezogene C_{e2} parallel zu C_3 gilt: $C_{e2}=C_{e1}-C_3$.

Mit trickreichen Parallel- ↔ Serientransformationen zerlegt KJ6PO nun $Ce2 || Re2$ (Abb. 5.5) in Einzelkomponenten bis zur Endkonfiguration C1 plus C2, parallel mit R_L

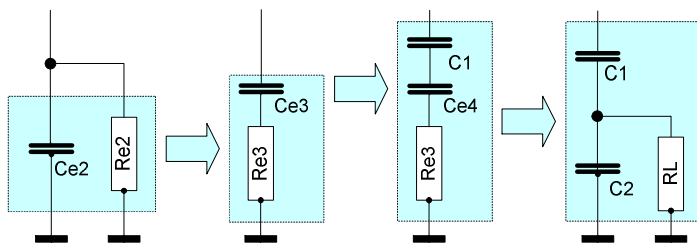


Abb. 5.6: Transformationsschritte und Komponentenzerlegungen für die vorgegebene Resonanzfrequenz f_0 .

Damit ergibt sich schließlich das zu realisierende Schaltbild nach Abb. 5.2

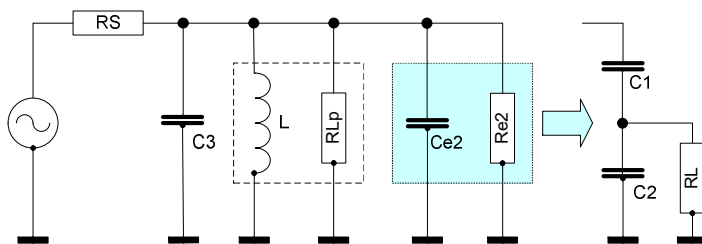


Abb. 5.7: Transformation von $Ce2 || Re2$ zur realisierbaren Schaltung.

Mit den entsprechenden Transformationsgleichungen und den in Abschnitt 1.2 hergeleiteten Formeln für die betroffenen Komponenten ergeben sich schließlich die gesamten Berechnungsgrundlagen für die Anpassung R_s an R_L bei der vorgegebenen Resonanzfrequenz.

Zur Überprüfung führte KJ6PO eine Simulation und Messungen mit teurem HP-Equipment an der nach dem Excel-Sheet in [7] aufgebauten Schaltung durch. Sie zeigten eine hervorragende Übereinstimmung. KJ6PO, Hut ab! Great!

Das unter [7] erhältliche Excel-Sheet wurde in das Excel-Workbook [11] zu diesem Artikel mit optischen Anpassungen und der Überprüfung $R_s > R_L$ aufgenommen.

Excel ist ja nun unendlich geduldig beim Spielen mit möglichen Bauteilwerten. Test is best. In der Praxis wird es reichen, mit preiswerten LC-Metern ausgemessenen C's und L die Spule, etwa bei Luftspulen oder Ringkernen durch Dehnen oder Stauchen der Windungen, auf den Peak (mit ansteigender und abfallender Flanke) des Ausgangssignal an R_L zu trimmen (= maximale Leistungsübertragung = Anpassung). Mit Schraubkernen in Zylinderspulen geht es noch einfacher.

Das Berechnungsschema für "Tapped C" und "Tapped L" ist auch in [12] zu finden.

6 Bridged Tee Diplexer

Etwas entfernter vom Thema der Anpassung verschiedener Impedanzen als die bisherigen Beispiele ist der Bridged Tee Diplexer. Er wird zum Beispiel eingesetzt, um Mischern über einen recht großen Frequenzbereich eine definierte konstante Lastimpedanz anzubieten. Das nachfolgende ZF-Filter, zu meist ein Quarzfilter, hat nur im Durchlassbereich die vorgegebene Systemimpedanz. Die abfallenden Filterflanken produzieren Reflexionen, die störend mit Verminderung der Intermodulationsfestigkeit auf den Mischer rückwirken. Auch alle weiteren Mischprodukte reflektiert ein Quarzfilter geradewegs zurück in den Mischer.

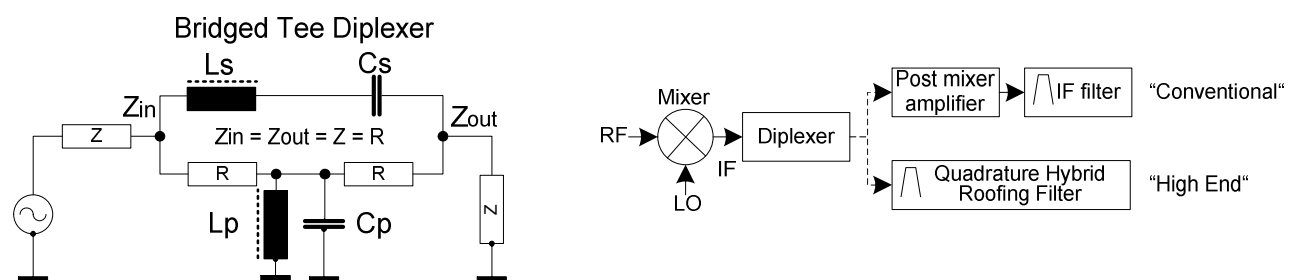


Abb. 6.1: Bridged Tee Diplexer.

Die jeweils auf die Zwischenfrequenz abgestimmten LC-Kreise haben entgegengesetzte Aufgaben:

- Der Serienschwingkreis L_s / C_s stellt bei der Resonanzfrequenz = ZF-Mittenfrequenz einen ungehinderten Durchgang dar. Im Durchlassbereich des ZF-Filters mit Nominalimpedanz ist damit der Mischer korrekt abgeschlossen. Abseits davon, schon an den Filterflanken, aber nicht mehr.
- Der Parallelschwingkreis L_p / C_p ist bei Resonanzfrequenz hochohmig und macht damit den unteren Ast in Abb. 6.1 unwirksam. Weiter ab von der Resonanzfrequenz bildet er über die beiden Serienwiderstände R zunehmend einen sauberen Abschluss $Z_{in} = Z_{out} = R$.

Vereinfacht gesagt: Der Serienkreis bildet für die ZF-Mittenfrequenz einen Kurzschluss, der Parallelkreis sperrt. Abseits davon bildet der Parallelkreis einen Kurzschluss an die beiden Widerstände $R = Z_{in}$, der Serienkreis sperrt. Der Diplexer wirkt als Bandpass.

Aus dem Vergleich der mit den einfachen LC-Schwingkreisen erreichbaren Bandbreiten und denen von Quarzfiltern wird klar, dass ein solcher Diplexer zwischen Mischer und einem herkömmlichen ZF-Quarzfilter nicht ausreicht, dem Mischer über einen hinreichenden Frequenzbereich einen reflexionsfreien Abschluss zu bieten. Zwischen Diplexer und ZF-Filter muss noch ein Trennverstärker mit hoher Isolation gegen die Impedanzsprünge an den Filterflanken eingeschleift werden (Abb. 6.1 rechts). High End-Mischer wie der H Mode-Mixer spielen ihr Potenzial erst mit einem sog. "Quadrature Hybrid Roofing Filter" mit zwei Quarzfilterzügen, verbunden mit je einem 90° Hybridkoppler vorne und hinten, aus, z.B. [15].

Wie berechnet man nun den Diplexer? Im Web sind z.B. in [12] und [13], ebenso in "Experimental Methods in RF Design" von Wes Hayward et. al. in Kap. 3.38 Formeln angegeben. Schön und gut, woher leiten sie sich ab? Versuchen wir es mal. Die Zutaten müssten von oben schon bereit liegen. Es werden wieder ideale, also verlustlose L und C vorausgesetzt.

Der ursprüngliche Ansatz, z.B. von Joe Reisert, W1JR, und anderen davor bekannt gemacht, verwendet eine Serieninduktivität L_s mit einer Impedanz identisch mit der Systemimpedanz, z.B. 50Ω , bei ZF-Mittenfrequenz $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Vorgabe Impedanz von $L_s = R$	$X_{L_s} := \omega_0 * L_s = R \Rightarrow L_s = \frac{R}{\omega_0}$	Gl. 6.1
--------------------------------	--	---------

Bei Resonanz ω_0 ist dann	$X_{C_s} := \frac{1}{\omega_0 * C_s} = R \Rightarrow C_s = \frac{1}{\omega_0^2 * L_s}$	Gl. 6.2
----------------------------------	--	---------

Serienkreis L_s / C_s und Parallelkreis L_p / C_p sind identisch, also $L_s = L_p$ und $C_s = C_p$. Wie wir gleich sehen werden, entspricht diese Auslegung einer mit Serienkreislänge $Q = 1$.

Nachteil dieses einfachen Ansatzes ist die große Bandbreite des Serienkreises L_s / C_s mit $Z_{out} = Z (=50\Omega)$ als Last. Um eine Verminderung der Bandbreite ins Spiel zu bringen, benutzen wir wieder die Definition des belasteten Schwingkreises von Gl. 5.1:

$Q_{Loaded} = \frac{f_0}{3dB \text{ Bandbreite}}, \quad f_0 = \text{Resonanzfrequenz}$	Gl. 6.3
--	---------

Ebenso die Güte definitionen von oben (Gleichungen 1.4 bis 1.6)

für die Serienelemente X_{L_s} und X_{C_s}	$ Q_{L_s} = X_{L_s} /R$ und $ Q_{C_s} = X_{C_s} /R$	Gl. 6.4
--	---	---------

für die Parallelelemente X_{L_p} und X_{C_p}	$ Q_{L_p} = R/ X_{L_p} $ und $ Q_{C_p} = R/ X_{C_p} $	Gl. 6.5
--	---	---------

Resonanzbedingungen und $X_{L_s} = -X_{C_s}$ $X_{L_p} = -X_{C_p}$	$Q_{Loaded} := Q = Q_{L_s} = Q_{C_s} $ $Q_{Loaded} := Q = Q_{L_p} = Q_{C_p} $	Gl. 6.6
--	--	---------

Das Gleichsetzen der Güten Q von Serien- und Parallelkreis und das anschließende Skalieren von L und C mit einem gemeinsamen Q ist nur für ideale L und C korrekt. Für $Q > 1$ unterscheiden sich Serien- und Parallelkreis zunehmend um den Faktor Q (s.u.), dementsprechend auch die Güten bei

Berücksichtigung der Verluste realer Bauteile, insbesondere der Spulen. In der idealen Welt wird es halt ein wenig handlicher.

(1) Serienelemente Ls und Cs

Berechnung Ls aus Gl. 6.4 Ls ist um den Faktor Q größer als in Gl. 6.1	$Q = Q_{Ls} = X_{Ls} /R = \omega_0 * Ls/R$ $\Rightarrow Ls = \frac{Q * R}{\omega_0}$	Gl. 6.7
Mit Gl. 6.4 ist auch Oder alternativ: Bei Resonanz ω_0 gilt $\omega_0 * Ls = 1/(\omega_0 * Cs)$	$Q = Q_{Cs} = X_{Cs} /R = 1/(\omega_0 * Cs * R)$ $\Rightarrow Cs = \frac{1}{\omega_0 * R * Q}$ $Cs = \frac{1}{\omega_0^2 * Ls}$	Gl. 6.8a Gl. 6.8b

Die Serieninduktivität Ls wird also wahlweise um den Faktor Q (1...10) vergrößert, die Serienkapazität entsprechend verkleinert. Das LC-Verhältnis erhöht sich um den Faktor Q, damit erhöht sich die Güte $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$, vermindert sich die Bandbreite.

(2) Parallelelemente Lp und Cp

Berechnung Cp mit Gl. 6.5 und 6.6 Oder alternativ: Löse Gl. 6.7 nach Q auf: $Q = \frac{\omega_0 * Ls}{R}$ und ersetze Q in Gl. 6.9a	$Q = Q_{Cp} = R/ X_{Cp} = R * \omega_0 * Cp$ $\Rightarrow Cp = \frac{Q}{\omega_0 * R}$ $\Rightarrow Cp = \frac{Ls}{R^2}$	Gl. 6.9a Gl. 6.9b
Berechnung Lp mit Gl. 6.5 und 6.6 Oder alternativ: Löse Gl. 6.9a nach Q auf: $Q = \omega_0 * Cp * R$ und ersetze Q in Gl. 6.10a	$Q = Q_{Lp} = R/ X_{Lp} = R/(\omega_0 * Lp)$ $\Rightarrow Lp = \frac{R}{\omega_0 * Q}$ $\Rightarrow Lp = \frac{1}{\omega_0^2 * Cp}$	Gl. 6.10a Gl. 6.10b

Im Parallelkreis Lp, Cp kehren sich die Verhältnisse um: Lp ist um den Faktor Q kleiner als in Gl. 6.1, Cp entsprechend größer.

Rechenbeispiele im Excel-Sheet [11] zeigen deutlich auf, dass geringe Bandbreiten mit großen Güten Q jenseits von 5 zu kaum realisierbaren kleinen Induktivitäten mit entsprechend unhandlichen Kapazitäten führen.

In der Praxis wird man insbesondere bei Güten $Q > 1$ den notwendigen Abgleich etwa so ausführen:

- **Serienkreis:** "Großes" Ls, "kleines" Cs
 Ls als ausgemessene Ringkernspule,
 Abgleich mit Cs = Festwert plus Trimmer,
- **Parallelkreis:** "Kleines" Lp, "großes" Cp
 Lp als Ringkern- oder Luftspule, Abgleich durch Dehnen/Stauchen
 oder Zylinderspule mit Abgleichkern,
 Cp als passende Kombination mehrerer C's, Trimmer kaum möglich.

Mit den im realen Aufbau stark unterschiedlichen Serien- und Parallelkreisen für $Q > 1$ müssten wir von der obigen Annahme (Gl. 6.6) eines gemeinsamen Skalierungsfaktors Q eigentlich Abschied nehmen. Diese Näherung verschafft uns aber eine einfache Berechnung.

Modellrechnungen mit RFSim99 zeigen die Auswirkungen der gewählten Q -Werte. Die Spulengüte wurde mit 50, die Güte der C's mit 200 angenommen (Standard-Vorbesetzung in RFSim99). Die simulierten Bandbreiten entsprechen den Erwartungen nach Gl. 6.3

$Q = 1$: $f_0 = 8.86\text{MHz}$, 3dB-Bandbreite $\sim 8,9\text{MHz}$

$Q = 3$: $f_0 = 8.86\text{MHz}$, 3dB-Bandbreite $\sim 2,9\text{MHz} = \sim 1/3$ der $Q=1$ -Bandbreite.

Eine Überprüfung mit einer Messung würde der Betrachtung hier die Krone aufsetzen. Der Diplexer zum H-Mode-Mixer ist seit 2007 im [Selbstbau-TRX](#) fest verbaut. So erlesene Messtechnik wie den FA-NWT oder den DG8SAQ-VNWA hatte ich damals noch nicht.

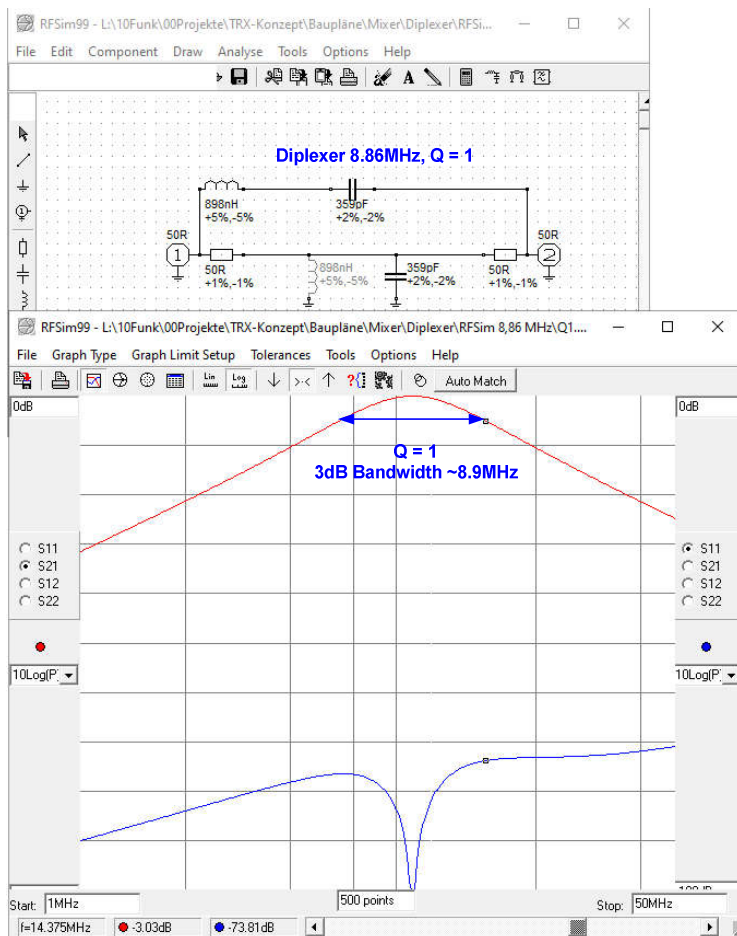


Abb. 6.2: RFSim99-Rechnung mit $Q = 1$.

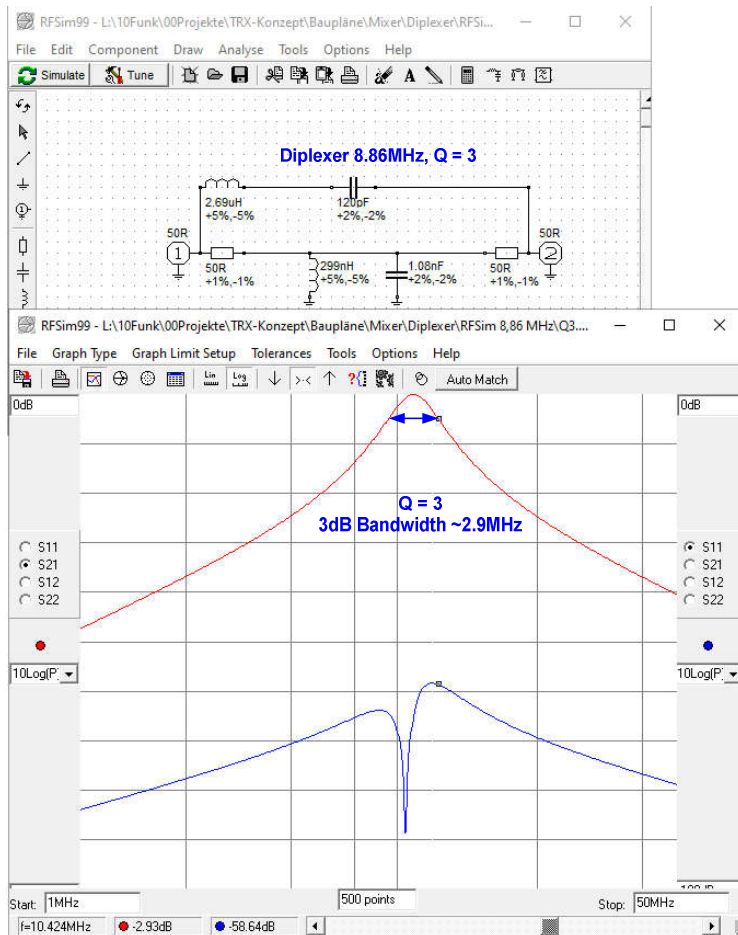


Abb. 6.3: RFSim99-Rechnung mit $Q = 3$.

7 Zu guter Letzt: Test der Ausgangsimpedanz

Ohne großes Federlesen kann der Betrag der hergestellten Ausgangsimpedanz verifiziert werden. Dazu braucht es nur ein Scope, am besten mit 10:1-Tastkopf:

1. Ansteuern des Moduls mit der vorgesehenen Frequenz.
2. Messen der Ausgangsspannung ohne Last: U_{a0} .
3. Messen der Ausgangsspannung mit Last R_L , z.B. 50Ω: U_{aL} .
4. Wenn $U_{aL} = 1/2 \cdot U_{a0}$, ist die Ausgangsimpedanz = R_L , z.B. auch 50Ω.
5. Allgemein: Ausgangsimpedanz $Z_a = R_L \cdot (U_{a0} / U_{aL} - 1)$.

Referenzen

- [1] [https://www.qsl.net/va3iul/Impedance Matching/Impedance Matching.pdf](https://www.qsl.net/va3iul/Impedance%20Matching/Impedance%20Matching.pdf)
- [2] [https://eng.libretexts.org/...Chapter 6/6.4%3A The L Matching Network](https://eng.libretexts.org/...Chapter%206/6.4%3A%20The%20L%20Matching%20Network)
- [3] <https://cas.ee.ic.ac.uk/people/dario/files/E418/ch2.pdf>
- [4] <https://www.analog.com/.../radio-frequency-impedance-matching-calculations-and-simulations.pdf>
- [5] https://leleivre.com/rf_lcmatch.html
- [6] <https://home.sandiego.edu/~ekim/e194rfs01/jwmatcher/matcher2.html>
- [7] KJ6PO, Tapped-Capacitor Matching Design, QEX 04/2004
<http://www.arrl.org/qexfiles>
- [8] <https://analog.intgckts.com/impedance-matching/tapped-capacitor-matching/>
<https://analog.intgckts.com/impedance-matching/tapped-inductor-matching/>
- [9] DG9WF, O'zapft is, FA 10/2015
- [10] <https://dl6gl.de/lc-berechnungen.html>
- [11] <https://dl6gl.de/impedanzanpassung-matching.html>
- [12] <https://www.fritz.dellsperger.net/downloads/FILTER%202012.pdf>
- [13] <https://nt7s.com/files/QRPHomebuilder.pdf>
Diplexer Topics in Topics 1998 – 2005
Darin Link auf Diplexer Supplement Page.
- [14] <https://www.qsl.net/g3oou/mixerterminations.html>
- [15] https://martein.home.xs4all.nl/pa3ake/hmode/roofer_intro.html
http://sp7ewl.eu/old/cdg2k/Front%20End_Schematic.pdf