

Praktikum Einführung in den Amateurfunk

Schaltungen aus linearen, passiven, konzentrierten Bauelementen

Dieses Dokument ist Eigentum des Instituts für Hochfrequenztechnik.

RWTH Aachen University
Institut für Hochfrequenztechnik
Prof. Dr.-Ing. Dirk Heberling
Melatener Str. 25
52074 Aachen
Telefon +49 241 80-27932
Telefax +49 241 80-22641
www.ihf.rwth-aachen.de
post@ihf.rwth-aachen.de

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
2	Konzentrierte Bauelemente	2
2.1	Induktivitäten	2
2.2	Kapazitäten	5
2.3	Parallel-Seriell-Umrechnung	7
3	Schwingkreise und Filter	9
3.1	Einfache Schwingkreise	9
3.1.1	Serienschwingkreis	9
3.1.2	Parallelschwingkreis	12
3.1.3	Anwendung	13
3.2	Zweikreisiges Kopplungsbandfilter	14
3.2.1	Kopplungsbandfilter mit kapazitiver Spannungskopplung	16
3.2.2	Even-/Odd-Mode-Analyse	17
4	Impedanztransformatoren	21
4.1	Collins-Filter	24
5	Praxisdurchführung	26
5.1	Saugkreis als Bandstoppfilter	27
5.1.1	Bestimmung der Bauteilgrößen	27
5.1.2	Schaltungsaufbau	27
5.1.3	Messung	29
5.2	Collins Filter in π -Schaltung	30
5.2.1	Bestimmung der Bauteilgrößen	30
5.2.2	Schaltungsaufbau	32

5.2.3	Messung	33
5.3	Kapazitiv gekoppelter Schwingkreis	35
5.3.1	Bestimmung der Bauteilgrößen	35
5.3.2	Schaltungsaufbau	36
5.3.3	Messung	37
5.4	Anhang	39
5.4.1	Kapazitäten	39
5.4.2	Spulen	39
5.4.3	Trimmer	40
5.4.4	Löttipps	40
	Literaturverzeichnis	43

Abbildungsverzeichnis

2.1	Ersatzschaltbild einer Spule unter Berücksichtigung der Verluste	3
2.2	Zeigerdiagramm der komplexen Spulenimpedanz	3
2.3	Ersatzschaltbild einer Spule unter Berücksichtigung der parasitären Windungskapazität	4
2.4	Ersatzschaltbild eines Kondensators unter Berücksichtigung der Verluste	5
2.5	Ersatzschaltbild eines Kondensators unter Berücksichtigung der parasitären Zuleitungsinduktivität	6
2.6	Umrechnung einer Serienschaltung in eine äquivalente Parallelschaltung	7
2.7	Umrechnung einer Parallelschaltung in eine äquivalente Serienschaltung	7
3.1	Serienschwingkreis	9
3.2	Verlustbehafteter Serienschwingkreis	11
3.3	Impedanzortskurve eines Serienschwingkreises	12
3.4	Verlustbehafteter Parallelschwingkreis	12
3.5	Anwendungsbeispiel für als Filter genutzte Schwingkreise	13
3.6	Filter auf Basis von Schwingkreisen	14
3.7	Allgemeines Ersatzschaltbild des zweikreisigen Kopplungsbandfilters	15
3.8	Ersatzschaltbild des kapazitiv gekoppelten zweikreisigen Kopplungsbandfilters	16
3.9	Übertragungsfunktion des Kopplungsbandfilters für verschiedene Kopplungen K	18
3.10	Ersatzschaltbild für den Even-Mode des Kopplungsbandfilters	19

3.11	Ersatzschaltbild für den Odd-Mode des Kopplungsbandfilters . . .	20
4.1	Anpassungsschaltungen mit parallelem C und seriellm L	22
4.2	Anpassungsschaltungen mit parallelem L und seriellm C	23
4.3	Collins-Filter in Pi- und T-Konfiguration aus je zwei Anpassungsschaltungen zusammengesetzt	24
5.1	Bestückungsplan für Saugkreis als Bandstopppfilter.	28
5.2	Smith-Diagramm mit normierter Impedanz $R_N = 50\Omega$	31
5.3	Bestückungsplan für Collins-Filter in π -Schaltung.	32
5.4	Bestückungsplan für kapazitiv gekoppelten Schwingkreis.	36
5.5	Die richtige Menge Lötzinn.	42
5.6	Kalte Lötstellen.	42

Einleitung

In dieser Praxiseinheit sollen Schaltungen aus konzentrierten Bauelementen entworfen und zusammengebaut werden.

Die behandelten Schaltungen können auf der einen Seite als frequenzselektive Filter aufgefasst und eingesetzt werden, auf der anderen Seite aber auch zur Impedanzanpassung von Systemen mit unterschiedlichen Ein- und Ausgangsimpedanzen. Es werden im Folgenden aus beiden Anwendungsbereichen entsprechende Schaltungen vorgestellt. Die Inhalte dieser Versuchsbeschreibung basieren auf [1] und [2]. Die genannte Literatur eignet sich auch zur Vertiefung.

Schaltungen auf Basis konzentrierten Bauelemente eignen sich bis in den VHF Bereich (Frequenzen $f < 300$ MHz). Darüber hinaus sind aufgrund der Bauteildimensionen andere Verfahren anzuwenden.

Für den Zusammenbau der Schaltungen aus selbstgewickelten Induktivitäten und Kondensatoren steht eine Versuchsplatine zur Verfügung. Die Einzelheiten werden in Kapitel 5 beschrieben.

Konzentrierte Bauelemente

Als Filterelemente kommen in diesem Versuch lineare, passive und konzentrierte Bauelemente, also Widerstände, Kapazitäten und Induktivitäten in Frage. Insbesondere bei Kapazitäten und Induktivitäten müssen jedoch in der Realität parasitäre Effekte berücksichtigt werden, die das Bauteil in bestimmten Frequenzbereichen von dem idealen Verhalten abweichen lassen.

2.1 Induktivitäten

Ideale Induktivitäten lassen sich durch ihre komplexe Impedanz beschreiben:

$$Z_L = j\omega L \quad (2.1.1)$$

Reale verlustbehaftete Spulen haben das in Abbildung 2.1 dargestellte Ersatzschaltbild. Der zusätzliche ohmsche Widerstand beschreibt sowohl die ohmschen Kupferverluste als auch die eventuell vorhandenen Magnetisierungsverluste im Kern, auf die jedoch hier nicht weiter eingegangen werden soll.

Die komplexe Impedanz der Spule ergibt sich damit zu:

$$Z_{L,real} = j\omega L + R_{verl} = j\omega L \left(1 - j \frac{R_{verl}}{\omega L}\right) \quad (2.1.2)$$

Der Term $\frac{R_{verl}}{\omega L}$ wird auch als *Verlustfaktor* $\tan\delta_L$ bezeichnet. Der Tangensausdruck lässt sich nachvollziehen, wenn man die komplexe Impedanz im Zeigerdiagramm betrachtet. Dabei nennt man den Winkel δ_L auch den *Verlustwinkel* der Spule.

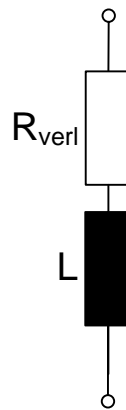


Abb. 2.1: Ersatzschaltbild einer Spule unter Berücksichtigung der Verluste

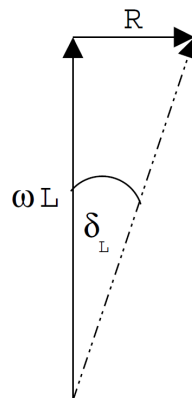


Abb. 2.2: Zeigerdiagramm der komplexen Spulenimpedanz

Alternativ wird die *Güte* Q der Spule als Kehrwert des Verlustfaktors definiert:

$$Q_L = \frac{1}{\tan(\delta_L)} = \frac{\omega L}{R_{\text{verl}}} \quad (2.1.3)$$

Bei hohen Frequenzen kommt ein weiterer ungewollter Effekt zum Tragen. Zwischen den Windungen der Spule befindet sich eine parasitäre Kapazität, die bei hohen Frequenzen unbedingt berücksichtigt werden muss. Es ergibt sich dann das Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.3. Die Induktivität bildet also mit der parasitären Kapazität einen Parallelschwingkreis (s.u.). Die Spule kann daher nur weit unterhalb der Resonanzfrequenz dieses Schwingkreises als Induktivität beschrieben werden. Diese Frequenz wird auch als *erste Eigenresonanzfrequenz* der Spule bezeichnet und berechnet sich zu

$$f_{\text{res},L} = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{\text{par}}}} \quad (2.1.4)$$

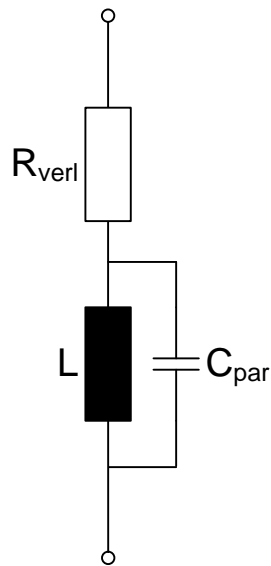


Abb. 2.3: Ersatzschaltbild einer Spule unter Berücksichtigung der parasitären Windungskapazität

Zusammenfassend lauten die (neben der Induktivität) wichtigsten Eigenschaften einer realen Spule:

- Verlustbehaftete Impedanz: $Z_{L,real} = j\omega L + R_{\text{verl}} = j\omega L(1 - j\frac{R_{\text{verl}}}{\omega L})$
- Verlustfaktor $\tan(\delta_L) = \frac{R_{\text{verl}}}{\omega L}$
- Verlustwinkel δ_L
- Spulengüte $Q_L = \frac{1}{\tan(\delta_L)} = \frac{\omega L}{R_{\text{verl}}}$
- Erste Eigenresonanzfrequenz $f_{res,L} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{\text{par}}}}$

2.2 Kapazitäten

Kondensatoren verhalten sich in vielen Punkten analog zu Spulen. Auch hier treten Verluste auf. Die Verluste ergeben sich aus den Polarisations- und Ableitverlusten im Dielektrikum sowie aus dem ohmschen Widerstand der Zuleitungen und der Kondensatorplatten. Es gilt das Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.4. Die komplexe Admittanz des Kondensators ergibt sich damit

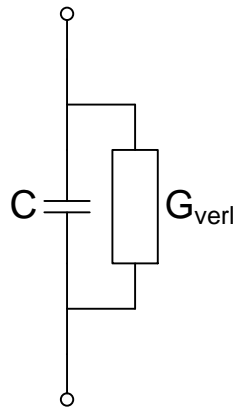


Abb. 2.4: Ersatzschaltbild eines Kondensators unter Berücksichtigung der Verluste

zu:

$$Y_{C,real} = j\omega C + G_{verl} = j\omega C \left(1 - j \frac{G_{verl}}{\omega C}\right) \quad (2.2.1)$$

Entsprechend sind auch Verlustfaktor und Güte definiert:

$$\tan(\delta_C) = \frac{G_{verl}}{\omega C} \quad (2.2.2)$$

$$Q_C = \frac{1}{\tan(\delta_C)} = \frac{\omega C}{G_{verl}} \quad (2.2.3)$$

Auch beim Kondensator ist bei hohen Frequenzen ein parasitärer Schwingkreis zu beachten, der sich aus der Kapazität und der Induktivität der Zuleitung ergibt (Abbildung 2.5). Es handelt sich hier also um einen Serienschwingkreis mit der Resonanzfrequenz

$$f_{res,L} = \frac{1}{2\pi \sqrt{CL_{par}}} \quad (2.2.4)$$

Die wichtigsten Eigenschaften des realen Kondensators lassen sich damit wie folgt zusammenfassen:

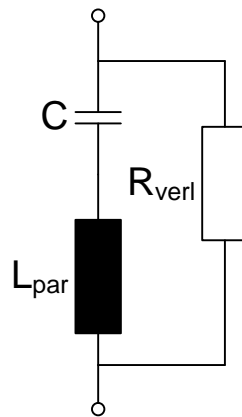


Abb. 2.5: Ersatzschaltbild eines Kondensators unter Berücksichtigung der parasitären Zuleitungsinduktivität

- Verlustbehaftete Impedanz: $Y_{C,real} = j\omega C + G_{verl} = j\omega C(1 - j\frac{G_{verl}}{\omega C})$
- Verlustfaktor $\tan(\delta_C) = \frac{G_{verl}}{\omega C}$
- Verlustwinkel δ_C
- Spulengüte $Q_C = \frac{1}{\tan(\delta_C)} = \frac{\omega C}{G_{verl}}$
- Erste Eigenresonanzfrequenz $f_{res,C} = \frac{1}{2\pi\sqrt{CL_{par}}}$

2.3 Parallel-Seriell-Umrechnung

Für einige der nachfolgenden Rechnungen ist es sinnvoll, den parallelen Verlustleitwert des Kondensators in einen äquivalenten seriellen umzurechnen bzw. den seriellen Verlustwiderstand der Spule in einen äquivalenten parallelen. Äquivalenz bedeutet in diesem Fall, dass sowohl Betrag als auch Phase der Impedanz bzw. Admittanz übereinstimmen. Am Beispiel der Spule soll das Vorgehen erläutert werden. Die Elemente L_P und R_P sind so zu be-

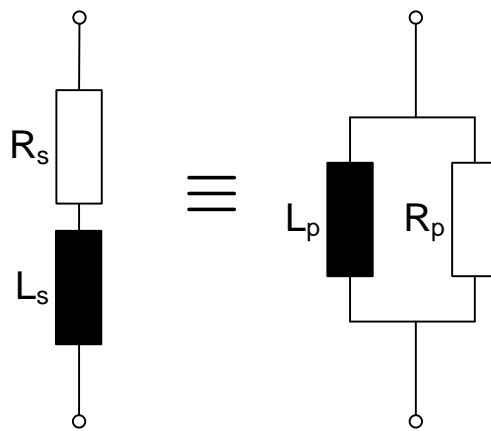


Abb. 2.6: Umrechnung einer Serienschaltung in eine äquivalente Parallelschaltung

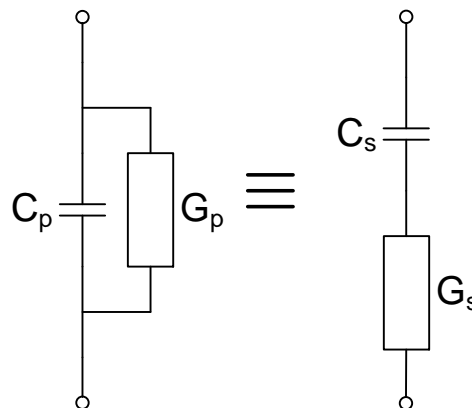


Abb. 2.7: Umrechnung einer Parallelschaltung in eine äquivalente Serienschaltung

stimmen, dass die Admittanz der Parallelschaltung in Betrag und Phase mit der der Serienschaltung übereinstimmt. Die Admittanz der Serienschaltung

ergibt sich zu:

$$Y_S = \frac{1}{R_s + j\omega L_s} = \frac{R_s - j\omega L_s}{\omega^2 L_s^2 - R_s^2} \stackrel{!}{=} \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p} \quad (2.3.1)$$

Unter Verwendung von $\omega L_s \gg R_s$ ergibt der getrennte Vergleich von Real- und Imaginärteil:

$$L_p \approx L_s \quad (2.3.2)$$

$$R_p \approx \frac{\omega^2 L_s^2}{R_s} \quad (2.3.3)$$

Auf eine äquivalente Art und Weise lassen sich die Größen des Kondensators umrechnen. Es ergibt sich dabei:

$$C_s \approx C_p \quad (2.3.4)$$

$$G_s \approx \frac{\omega^2 C_p^2}{G_p} \quad (2.3.5)$$

Schwingkreise und Filter

3.1 Einfache Schwingkreise

Kombiniert man eine Spule und einen Kondensator in Serien- oder Parallelschaltung, erhält man einen Schwingkreis. In diesem Kapitel werden die Eigenschaften des Schwingkreises definiert und hergeleitet. Die Rechnungen gelten dabei für den Serienschwingkreis, sind aber auf den Parallelschwingkreis übertragbar.

3.1.1 Serienschwingkreis

Im Serienschwingkreis sind ein idealer Kondensator und eine ideale Spule in Serie verschaltet. Die Impedanz des Serienschwingkreises errechnet sich zu



Abb. 3.1: Serienschwingkreis

$$Z_{ssk} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (3.1.1)$$

Bei Anregung mit der Resonanzfrequenz

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1.2)$$

wird die Impedanz zu Null. Man nennt den Serienschwingkreis daher auch *Saugkreis*. Das Verhältnis $\sqrt{\frac{L}{C}}$ wird auch als *Kennwiderstand* X_k bezeichnet:

$$X_k = \omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.1.3)$$

Die Impedanz des Schwingkreises kann damit umgeschrieben werden zu

$$Z_{ssk} = jX_k\left(\frac{f}{f_r} - \frac{f_r}{f}\right) = jX_k\nu \quad (3.1.4)$$

Der mit ν bezeichnete Ausdruck wird *relative Verstimmung* genannt. Der Term

$$\delta f = f - f_r \quad (3.1.5)$$

wird als *absolute Verstimmung* bezeichnet. Für kleine Verstimmungen gilt dabei:

$$\nu \approx 2\frac{\delta f}{f_r} \quad (3.1.6)$$

Wie bei den konzentrierten Bauelementen können auch bei den Schwingkreisen Verluste berücksichtigt werden. Sie werden im Ersatzschaltbild in einem Widerstand (Abbildung 3.2) zusammengefasst. R ist dabei die Summe aus dem Verlustwiderstand der Spule und dem nach Kapitel 2.3 errechneten äquivalenten Serienwiderstand des Kondensators:

$$R = R_L + \frac{1}{G_{C,ser}} = R_L + \frac{G_C}{\omega^2 C^2} \quad (3.1.7)$$

Unter Annahme eines konstanten ohmschen Anteils lässt sich die Impedanzortskurve in Abbildung 3.3 für den Serienschwingkreis zeichnen. Es ist üblich den auf die Resonanzfrequenz normierten Frequenzabstand der beiden Punkte, an denen jeweils die Beträge von Real- und Imaginärteil gleich sind, als *Bandbreite* b des Schwingkreises zu definieren. Für die Impedanz gilt dort:

$$|Im(Z)| = |Re(Z)| \Leftrightarrow X_k\nu = R \Leftrightarrow |Z| = \sqrt{2}R \quad (3.1.8)$$

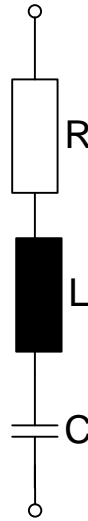


Abb. 3.2: Verlustbehafteter Serienschwingkreis

Für kleine Verstimmungen gilt dann mit Formel 3.1.6 und $b = \frac{\Delta f}{f_r} = 2\frac{\delta f}{f_r}$:

$$X_k \nu = R \Leftrightarrow 2X_k \frac{\delta f}{f_r} = R \Leftrightarrow b = \frac{R}{X_k} \quad (3.1.9)$$

Für den Schwingkreis lässt sich ebenfalls, analog zu den Bauteilen, die Eigengüte definieren:

$$Q = \frac{X_k}{R} = \frac{1}{b} \quad (3.1.10)$$

Die Eigengüte entspricht also dem Kehrwert der Bandbreite. Sie lässt sich aus den Güten der Einzelbauteile berechnen:

$$Q_L = \frac{\omega_r L}{R_L} = \frac{X_k}{R_L} \quad (3.1.11)$$

$$Q_C = \frac{\omega_r C}{G_C} = \frac{1}{\omega_r C R_C} = \frac{X_k}{R_C} \quad (3.1.12)$$

Mit

$$R = R_L + R_C \quad (3.1.13)$$

ergibt sich für die Schwingkreisgüte:

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_C} \quad (3.1.14)$$

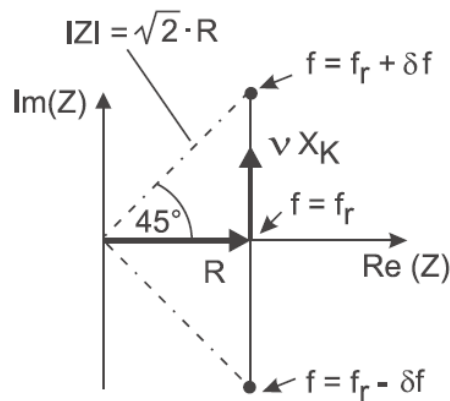


Abb. 3.3: Impedanzortskurve eines Serienschwingkreises

3.1.2 Parallelschwingkreis

Die Aussagen aus dem vorherigen Kapitel gelten für den Parallelschwingkreis entsprechend. Daher hier nur eine Zusammenstellung der wichtigen Größen:

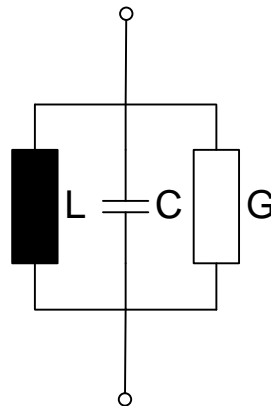


Abb. 3.4: Verlustbehafteter Parallelschwingkreis

$$Y = G + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (3.1.15)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.1.16)$$

Bei Anregung mit der Resonanzfrequenz wird die Admittanz zu Null (bzw. beim verlustbehafteten Schwingkreis minimal), daher nennt man ihn auch *Sperrkreis*. Analog zum Kennwiderstand des Serienschwingkreises ist hier der

Kennleitwert als

$$B_K = \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.1.17)$$

definiert.

Die Eigengüte des Parallelschwingkreises ist damit

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_C} + \frac{1}{Q_L} = \frac{B_k}{R} = \frac{1}{b} \quad (3.1.18)$$

3.1.3 Anwendung

Neben Oszillatoren, die hier nicht weiter behandelt werden sollen, liegt der Haupteinsatzbereich von Schwingkreisen in Filterschaltungen. Schwingkreise können prinzipiell auf vier verschiedene Arten verschaltet werden, wodurch entweder Bandpass- oder Bandstopfilter erzeugt werden können. Abbildung 3.6 zeigt die verschiedenen Anordnungen mit ihrer jeweiligen Übertragungsfunktion.

Des Weiteren zeigt Abbildung 3.5 eine mögliche Anwendung für die oben genannten Filtertypen. Eine Antenne wird dabei von zwei Generatoren, die bei unterschiedlichen Frequenzen arbeiten, gleichzeitig gespeist. Damit die Generatoren sich nicht gegenseitig beeinflussen (oder sogar beschädigen) müssen die Signale von Sender 1 von Sender 2 entkoppelt werden. Dies geschieht da-

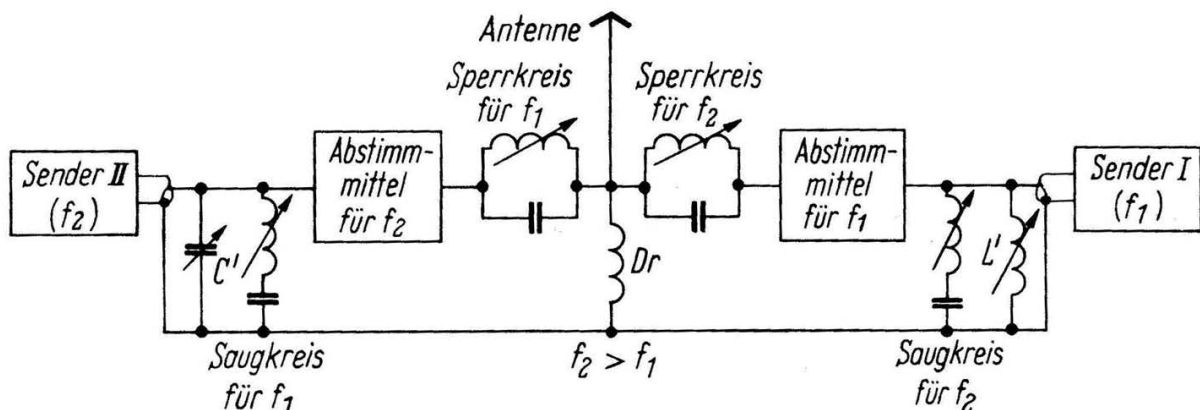


Abb. 3.5: Anwendungsbeispiel für als Filter genutzte Schwingkreise

durch, dass für jede Frequenz Saug- bzw. Sperrkreise vorgesehen sind, die die Signale möglichst stark bedämpfen. Je dichter die beiden Frequenzen beieinander liegen, desto höher muss die Güte der Schwingkreise sein, damit sie nur

das Signal, auf dessen Frequenz sie abgestimmt sind, sperren bzw. kurzschließen und das andere Signal nicht mehr innerhalb ihrer Bandbreite liegt und so die Filter unbeeinflusst passieren kann.

Filtertyp	Übertragungsfunktion	Schaltungsmöglichkeiten
Bandpass		
Bandstop		

Abb. 3.6: Filter auf Basis von Schwingkreisen

3.2 Zweikreisiges Kopplungsbandfilter

In den vorangegangenen Abschnitten wurden bereits Schaltungen vorgestellt, die auf einem einzelnen Schwingkreis basieren und nur bei ihrer Resonanzfrequenz vollständig sperren oder vollständig durchlässig sind. Als Filter eingesetzt sind diese entweder schmalbandig oder besitzen eine schlechte Weitabselektion (d.h. geringe Dämpfung im Sperrbereich).

Das Kopplungsbandfilter beruht auf der Idee, zwei Schwingkreise über ein Koppellement so zu verkoppeln, dass sich ein breiterer Durchlassbereich ergibt. Aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.7 ergeben sich für die Admit-

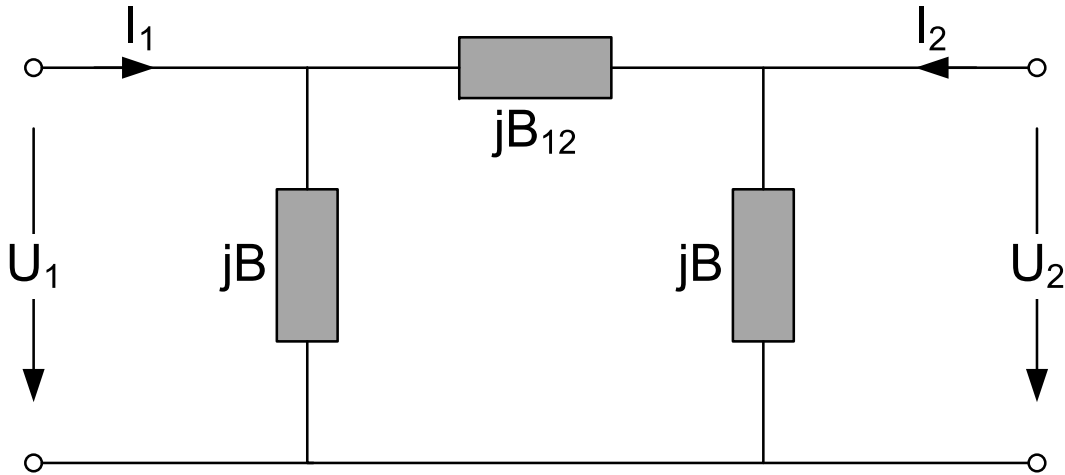


Abb. 3.7: Allgemeines Ersatzschaltbild des zweikreisigen Kopplungsbandfilters

tanzenmatrix

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \quad (3.2.1)$$

die Werte

$$Y_{11} = Y_{22} = j(B + B_{12}) \quad (3.2.2)$$

$$Y_{12} = Y_{21} = -jB_{12} \quad (3.2.3)$$

mit den Suszeptanzen B, B_{12} . Aus diesen Gleichungen können die S-Parameter der Schaltung mit Hilfe der Transformationsvorschrift

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \frac{(1-y_{11})(1+y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}} & \frac{-2y_{12}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}} \\ \frac{-2y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}} & \frac{(1+y_{11})(1-y_{22})+y_{12}y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}y_{21}} \end{pmatrix} \quad (3.2.4)$$

berechnet werden. y_{ij} ist hierbei ein auf die Bezugsimpedanzen R_i, R_j normierter Eintrag der Admittanzmatrix:

$$y_{ij} = Y_{ij} \cdot \sqrt{R_i \cdot R_j}. \quad (3.2.5)$$

Unter der Voraussetzung, dass an allen Toren die gleiche Bezugsimpedanz R vorliegt, ergibt sich aus Gleichung 3.2.4 der Transmissionsfaktor der Schaltung zu

$$t = S_{21} = S_{12} = \frac{2jB_{12}R}{1 + B_{12}^2R^2 - (B + B_{12})^2R^2 + 2j(B + B_{12})R} \quad (3.2.6)$$

Unter Einführung einer *normierten Kopplung*

$$K = B_{12} \cdot R \quad (3.2.7)$$

und der *normierten Verstimmung*

$$V = (B + B_{12}) \cdot R \quad (3.2.8)$$

kann Gleichung 3.2.6 umgeschrieben werden in

$$t = \frac{2jK}{1 + K^2 - V^2 + 2jV} \quad (3.2.9)$$

Diese Gleichung beschreibt das Übertragungsverhalten des Kopplungsbandfilters und soll im Folgenden anhand eines Beispielen diskutiert werden.

3.2.1 Kopplungsbandfilter mit kapazitiver Spannungskopplung

Das Kopplungsbandfilter bestehe entsprechend Abbildung 3.8 nun aus der kapazitiven Koppeladmittanz

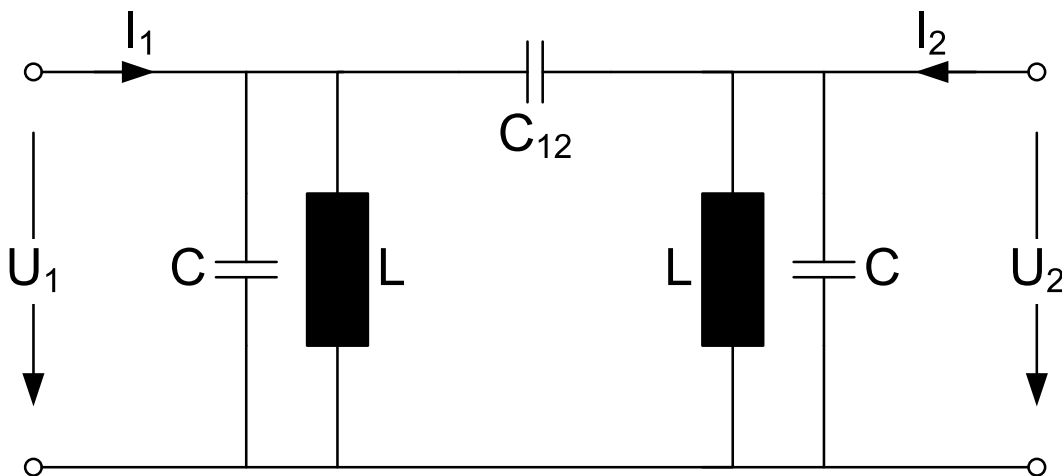


Abb. 3.8: Ersatzschaltbild des kapazitiv gekoppelten zweikreisigen Kopplungsbandfilters

$$B_{12} = \omega C_{12} \quad (3.2.10)$$

und den beiden Parallelschwingkreisen

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} \quad (3.2.11)$$

Damit ergibt sich für die normierte Kopplung

$$K = \omega C_{12} \cdot R \quad (3.2.12)$$

und für die normierte Verstimmung

$$V = (B + B_{12}) \cdot R \quad (3.2.13)$$

$$= \left(\omega \cdot (C + C_{12}) - \frac{1}{\omega L} \right) \cdot R \quad (3.2.14)$$

$$= \left(\omega \cdot \sqrt{(C + C_{12})L} - \frac{1}{\omega \cdot \sqrt{(C + C_{12})L}} \right) \cdot \sqrt{\frac{C + C_{12}}{L}} \cdot R \quad (3.2.15)$$

$$= \left(\frac{\omega}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega} \right) \cdot \sqrt{\frac{C + C_{12}}{L}} \cdot R \quad (3.2.16)$$

ω_r ist die Resonanzfrequenz des Systems mit

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(C + C_{12}) \cdot L}} \quad (3.2.17)$$

Die normierte Verstimmung beschreibt somit die auf den Faktor $\sqrt{\frac{L}{C+C_{12}}} \cdot \frac{1}{R}$ normierte Abweichung des Systems von der Resonanzfrequenz. Abbildung 3.9 zeigt die Übertragungsfunktion des Kopplungsbandfilters in Abhängigkeit von der relativen Verstimmung für verschiedene normierte Kopplungen K . Für $K = 1$ ergibt sich ein flacher, ungedämpfter Durchlassbereich. Die Koppelkapazität ist gerade so groß, dass bei der Resonanzfrequenz ω_r die vollständige Leistung zwischen den beiden Toren übertragen werden kann. Dieser Fall wird daher als *kritische Kopplung* bezeichnet. Wird für die Koppelkapazität ein kleinerer Wert gewählt ($K < 1$), so kann nicht mehr die vollständige Leistung zwischen den Toren übertragen werden. Der Durchlassbereich ist gedämpft und es liegt *unterkritische Kopplung* vor. Für $K > 1$ besitzt die Übertragungsfunktion zwei Maxima; der Durchlassbereich ist nicht mehr flach. Man spricht in diesem Fall von *überkritischer Kopplung*.

3.2.2 Even-/Odd-Mode-Analyse

Einen tieferen Einblick in die Funktionsweise des zweikreisigen Koppelfilters bietet die Even-/Odd-Mode-Analyse. Mit ihrer Hilfe kann die Wirkungsweise der in der Schaltung vorhandenen Schwingkreise besser nachvollzogen werden.

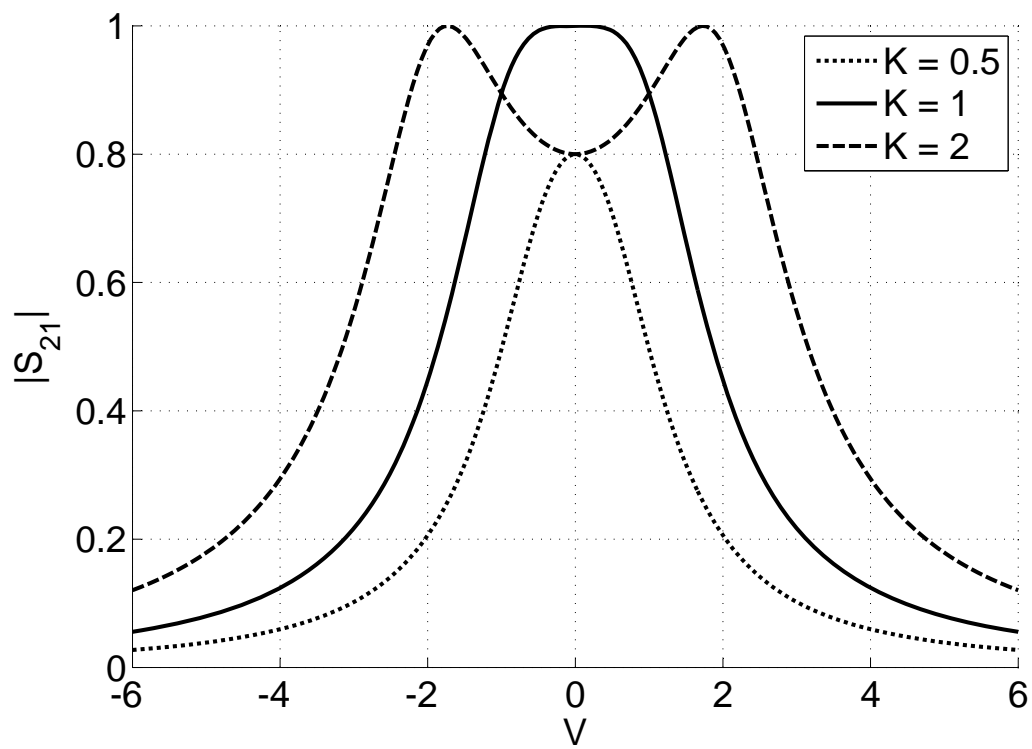


Abb. 3.9: Übertragungsfunktion des Kopplungsbandfilters für verschiedene Kopplungen K

Nach dem Superpositionsprinzip ist eine Zerlegung der am Koppelfilter anliegenden Spannungen und Ströme in

$$U_1 = U_e + U_o \quad (3.2.18)$$

$$U_2 = U_e - U_o \quad (3.2.19)$$

$$I_1 = I_e + I_o \quad (3.2.20)$$

$$I_2 = I_e - I_o \quad (3.2.21)$$

möglich. Die Indizes e, o bezeichnen die den jeweiligen Moden zugeordneten Spannungen und Ströme.

Even-Mode Über beide Tore fällt die gleiche Spannung U_e ab. In die Tore fließen die gleich großen Ströme I_e (s. Abbildung 3.10). Da die Parallelschwingkreise an beiden Toren aus denselben Bauteilen bestehen, kann kein Strom durch die Koppelkapazität fließen. Die Kapazität kann damit durch einen

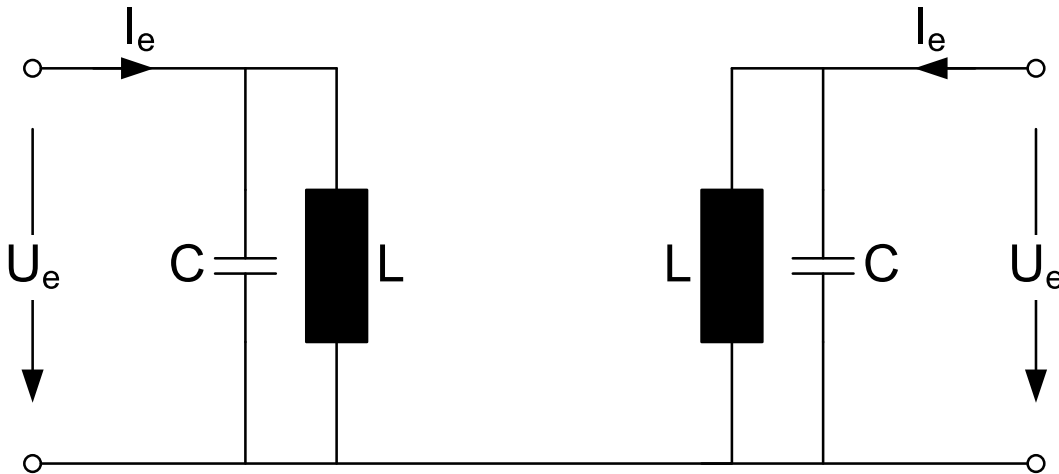


Abb. 3.10: Ersatzschaltbild für den Even-Mode des Kopplungsbandfilters

Leerlauf ersetzt werden. Das Ersatzschaltbild besteht somit nur noch aus den Parallelschwingkreisen mit der Resonanzfrequenz

$$\omega_{r,e} = \frac{1}{\sqrt{C \cdot L}} \quad (3.2.22)$$

Odd-Mode Über beide Tore fällt die betragsmäßig gleiche, aber entgegengerichtete Spannung U_o ab. Wird die Koppelkapazität in zwei seriell verschaltete, gleich große Kapazitäten mit dem Wert $2 \cdot C_{12}$ aufgeteilt, so fällt auf, dass die Spannung zwischen Masse und dem Verbindungspunkt der beiden Kapazitäten den Betrag 0 aufweisen muss. Daher kann in das Ersatzschalt-

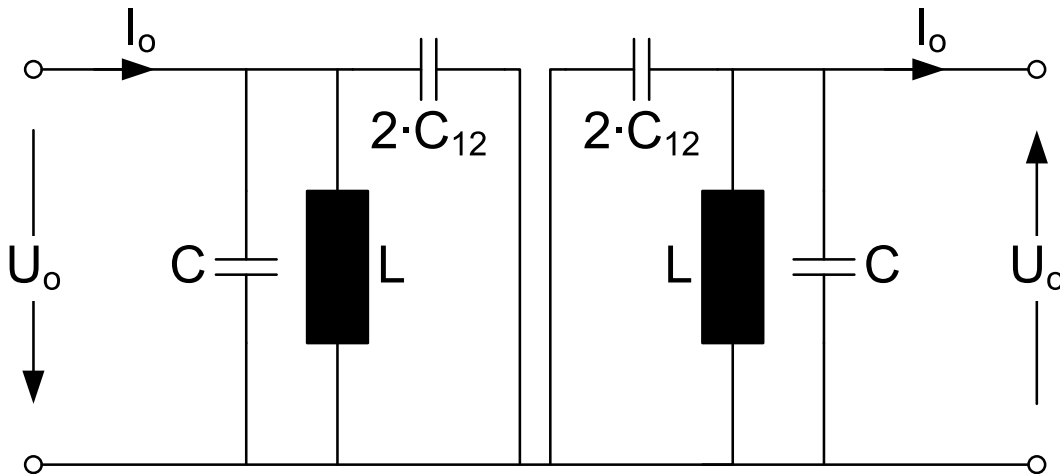


Abb. 3.11: Ersatzschaltbild für den Odd-Mode des Kopplungsbandfilters

bild an dieser Stelle ein Kurzschluss eingefügt werden (Abbildung 3.11). Das Ersatzschaltbild besteht somit aus den Parallelschwingkreisen mit der Resonanzfrequenz

$$\omega_{r,e} = \frac{1}{\sqrt{(C + 2C_{12}) \cdot L}} \quad (3.2.23)$$

Aufgrund von Gleichung 3.2.19 kann im unbelasteten Fall die Übertragungsfunktion des Koppelfilters als Differenz der Übertragungsfunktionen der Sperrkreise des Even- und Odd-Modes aufgefasst werden. Insbesondere die Maxima der Übertragungsfunktion des Koppelfilters bei überkritischer Kopplung ergeben sich aus den Resonanzen der beiden beschriebenen Moden. Es ist zu beachten, dass aufgrund der zusätzlichen Beschaltung mit Generator und Last die Maxima nicht vollständig mit den in Gleichung 3.2.22 und 3.2.23 beschriebenen Resonanzfrequenzen übereinstimmen.

Impedanztransformatoren

Impedanztransformatoren werden in der Hochfrequenztechnik zur Wellenanpassung zwischen Bauteilen mit verschiedenen Ein-/ bzw. Ausgangswiderständen verwendet. Typische Anwendungsgebiete sind z.B. die Anpassung der Eingangsimpedanz einer Antenne an den Wellenwiderstand der Zuleitung oder die Anpassung eines Verstärkers an den Eingangswiderstand der nachfolgenden Systemkomponenten. Bei Verwendung von linearen, passiven und konzentrierten Bauelementen reicht ein aus zwei Bauelementen aufgebautes Viertor aus, um für eine Frequenz eine beliebige Impedanztransformation durchführen zu können. Die Verwendung eines Smith-Charts hilft, die Funktionsweise eines solchen Anpassungsvierpols nachzuvollziehen. Bei Anpassung der Eingangsimpedanz Z_2 an die Eingangsimpedanz Z_1 in einem auf Z_1 normierten Smith-Chart muss die Schaltung von der normierten Impedanz z_2 in den Ursprung des Smith-Charts transformieren, um Anpassung bei dieser Frequenz zu erreichen.

Wie in Abbildung 4.1 und 4.2 ersichtlich, gelingt die zur Anpassung notwendige Transformation aufgrund der durch die jeweiligen Bauteile vorgegebenen Drehrichtung bei vorgegebenem z_2 nur für bestimmte Bauteilkombinationen. Der grau hinterlegte Bereich in den oben genannten Abbildungen markiert die Regionen des Smith-Charts, für die eine Anpassung mit Hilfe des dargestellten Vierpols nicht möglich ist. Eine Frequenzänderung bewirkt innerhalb des Smith-Charts eine Veränderung der Länge der durch die Bauelemente vorgegebenen Transformationswege. Sind diese Transformationswege kurz, so führt eine Frequenzänderung zu nur geringen Abweichungen des Ausgangspunktes vom Koordinatenursprung. In diesem Fall verhält sich der Vierpol

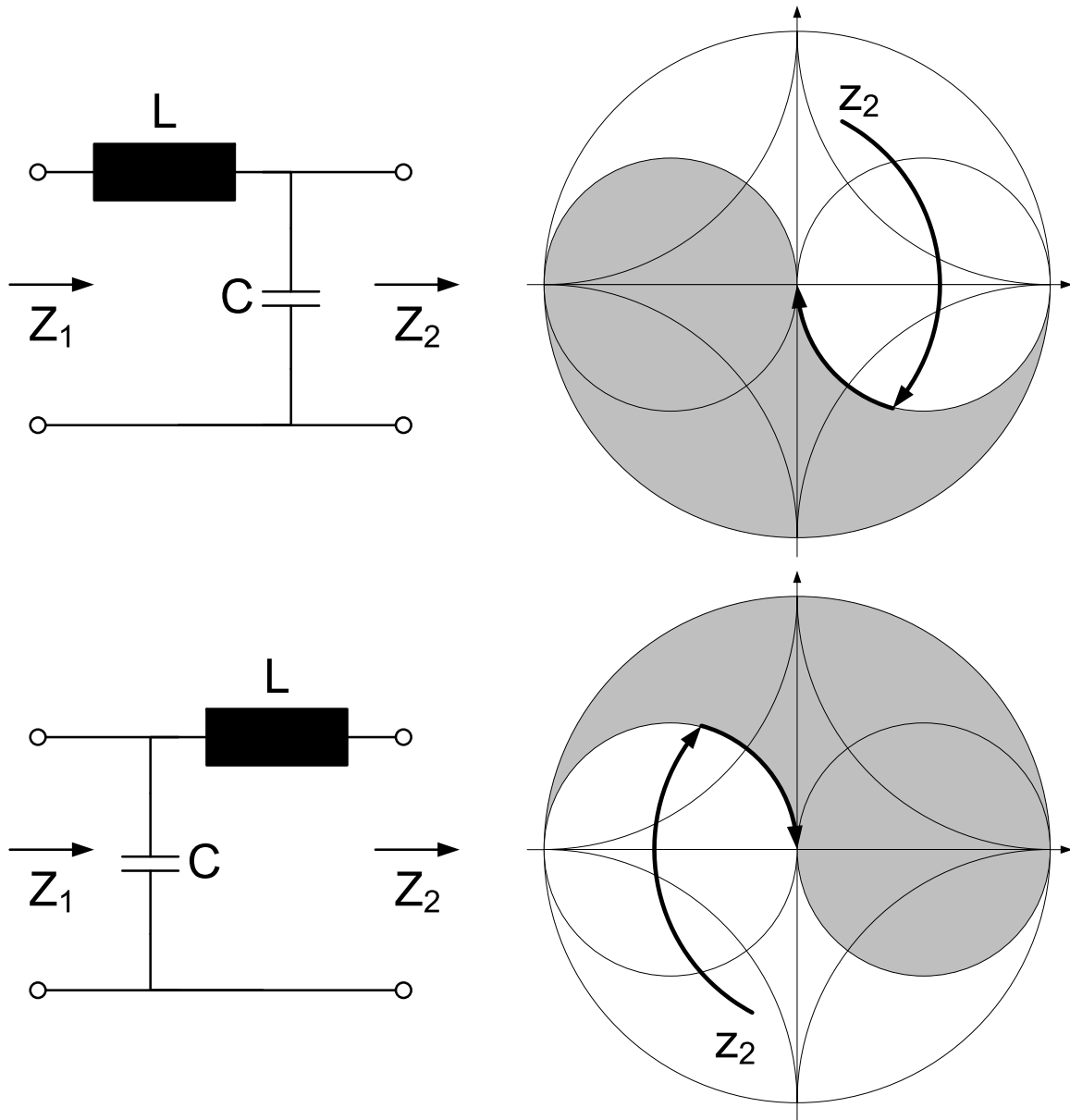


Abb. 4.1: Anpassungsschaltungen mit parallelem C und seriellem L

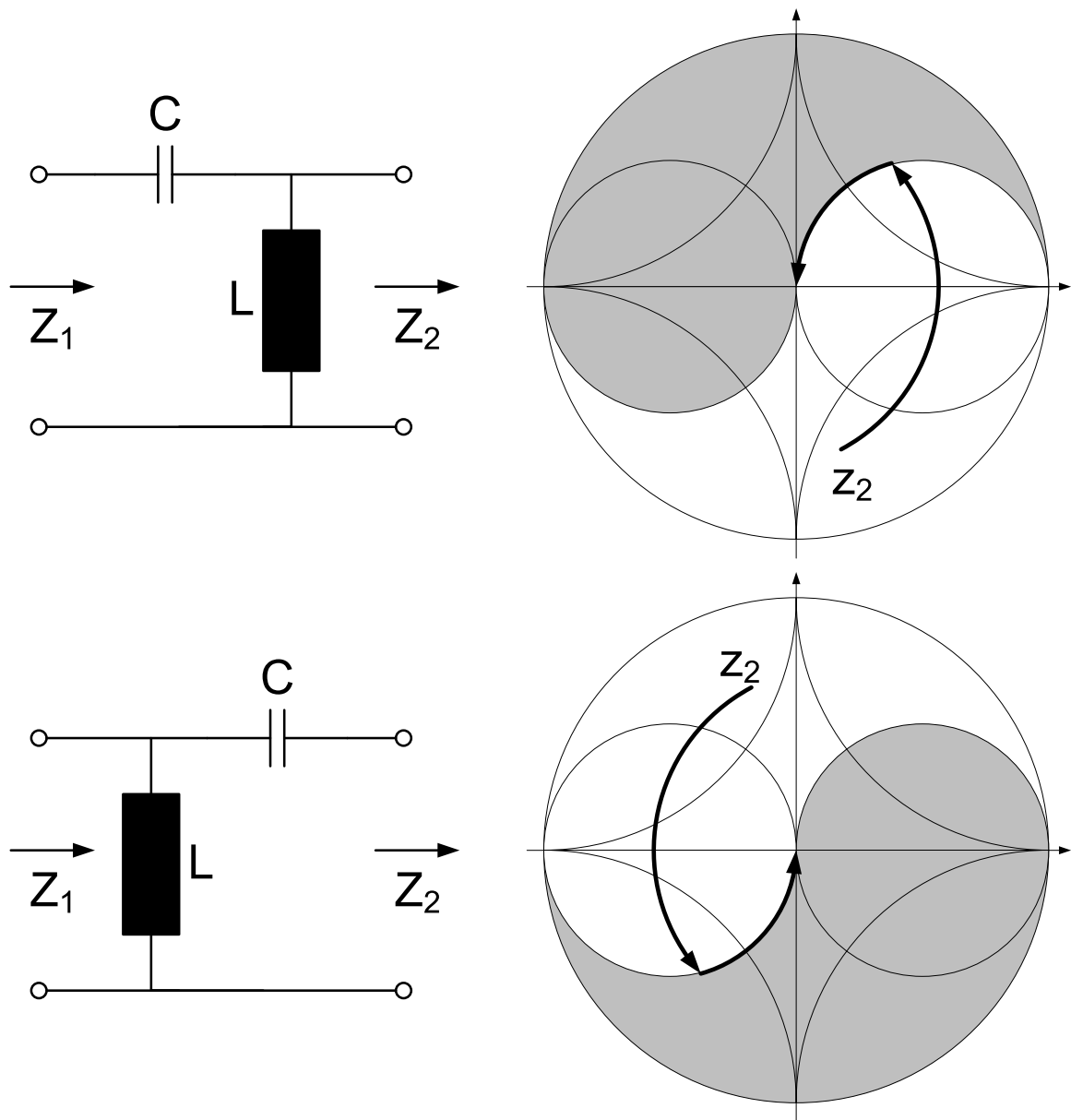


Abb. 4.2: Anpassungsschaltungen mit parallelem L und seriellm C

breitbandig, im Falle langer Transformationswege schmalbandig. Liegt z_2 in einiger Distanz zum Ursprung, so lassen diese Anpassungsvierpole nur eine relativ schmalbandige Anpassung zu.

4.1 Collins-Filter

Ein häufig verwendeter Impedanztransformator höherer Ordnung ist das Collins-Filter. Es handelt sich hierbei um ein Vierpol aus drei Bauteilen, die in π -

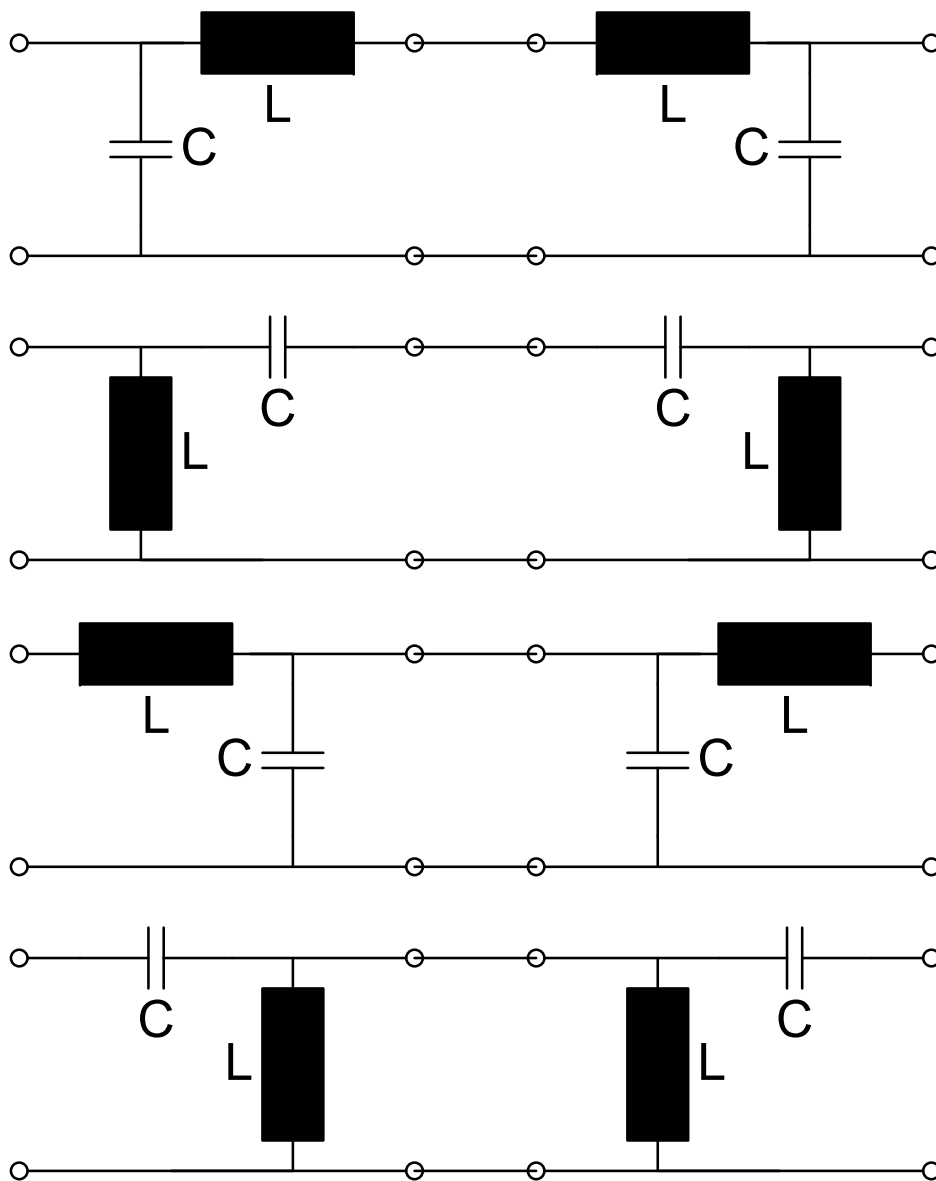


Abb. 4.3: Collins-Filter in π - und T-Konfiguration aus je zwei Anpassungsschaltungen zusammengesetzt

oder T-Anordnung miteinander verschaltet wurden. Das Collins-Filter kann aus zwei der oben beschriebenen zweielementigen Impedanztransformatoren zusammengesetzt vorgestellt werden. Durch Verkettung dieser Transformatoren und Zusammenfassen der mittleren beiden Bauelemente zu einem Bauelement entsteht das Collins-Filter in π - oder T-Anordnung (siehe Abbildung 4.3).

Durch die oben beschriebene Verschaltung wird ersichtlich, dass mit dem Collins-Filter unabhängig von der Wahl der Bauteile beliebige Impedanztransformationen durchgeführt werden können. Die in Abbildung 4.1 und 4.2 grau hinterlegten Bereiche schliessen sich in diesem Fall gegenseitig aus.

Das Collins-Filter besitzt durch das zusätzliche Bauelement zudem einen weiteren Freiheitsgrad, der es erlaubt, in gewissen Grenzen die Länge der Transformationswege frei zu wählen. Die Bandbreite des Transformators kann damit variiert werden.

Praxisdurchführung

Zu Beginn des Versuches wird Ihnen eines der folgenden Filter zugeteilt:

1. Saugkreis als Bandstoppfilter
2. Collins-Filter in π -Schaltung
3. Kapazitiv gekoppelter Schwingkreis

Bauen Sie den Filter entsprechend der Beschreibung, die sie in den nachfolgenden Abschnitten vorfinden, auf.

Beachten Sie unbedingt die Tipps im Anhang 5.4

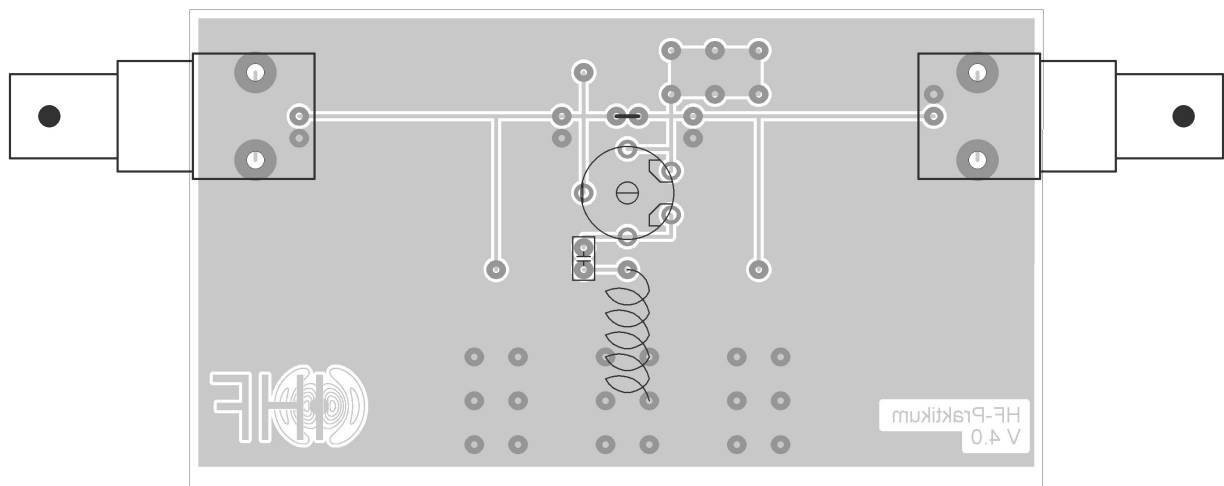


Abb. 5.1: Bestückungsplan für Saugkreis als Bandstopfilter.

5.2 Collins Filter in π -Schaltung

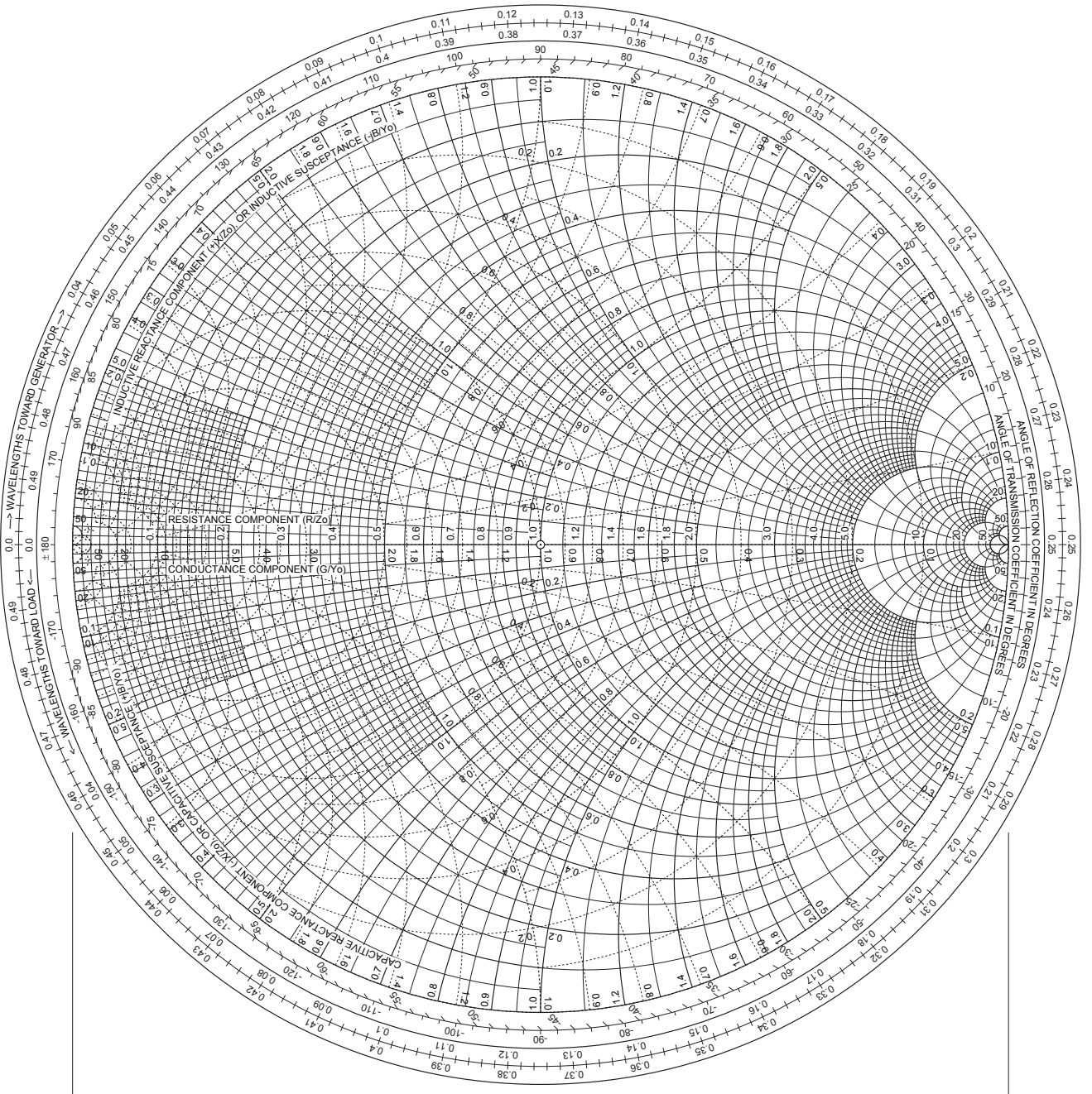


Abb. 5.2: Smith-Diagramm mit normierter Impedanz $R_N = 50\Omega$

5.2.2 Schaltungsaufbau

Für den Aufbau der Schaltung benötigen Sie folgende Bauteile:

Anzahl	Bauteil
1x	Leiterplatine
2x	BNC-Buchse
2x	Keramikkondensatoren mit o.g. Bauteilwerten
1x	Zylinderspule, selbstgedreht mit o.g. Bauteilwerten

In Abbildung 5.3 finden Sie einen Bestückungsplan für Ihr Collins-Filter. Set-

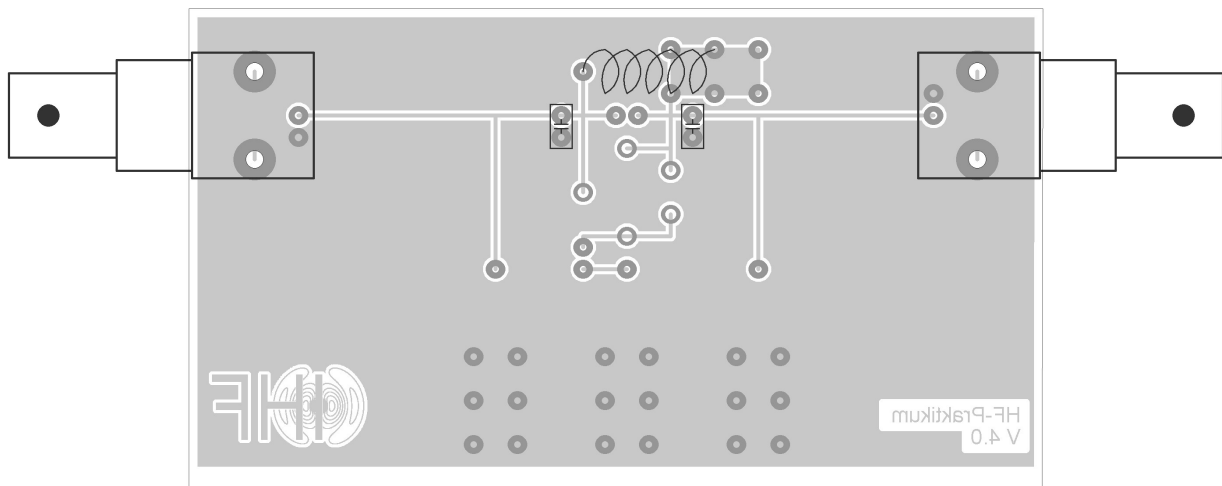


Abb. 5.3: Bestückungsplan für Collins-Filter in π -Schaltung.

zen Sie die Bauteile nacheinander in die Oberseite der Platine (unbedruckte Seite) ein und verlöten Sie die Bauteilpins mit den Lötäugen auf der Unterseite der Platine. Sehen Sie dazu auch die Löttipps im Anhang 5.4.4.

5.2.3 Messung

Schließen Sie Ihre Schaltung an einen Netzwerkanalysator an. Betrachten Sie innerhalb eines geeigneten Frequenzbereichs (z.B. 10 MHz bis 100 MHz) den Reflexionsfaktor S_{11} im Smith-Diagramm. Verhält sich Ihr Filter wie erwartet? Durch welchen Punkt im Smith-Diagramm sollte die gemessene Kurve bei $f = 50$ MHz laufen?

Verändern Sie die Länge Ihrer selbstgewickelten Spule, indem Sie diese etwas zusammendrücken oder auseinanderziehen. Was passiert?

Verändern Sie gegebenenfalls die Länge Ihrer selbstgewickelten Spule so, dass sich bei $f = 50$ MHz die geforderte Impedanzanpassung ergibt. Messen Sie nun den Transmissionsfaktor S_{21} Ihrer Schaltung im Amplitudendiagramm. Falls Sie Dimensionierungsvorgabe **1.** gewählt haben: Wie würde sich der Frequenzverlauf Ihres Filters verändern, wenn Sie

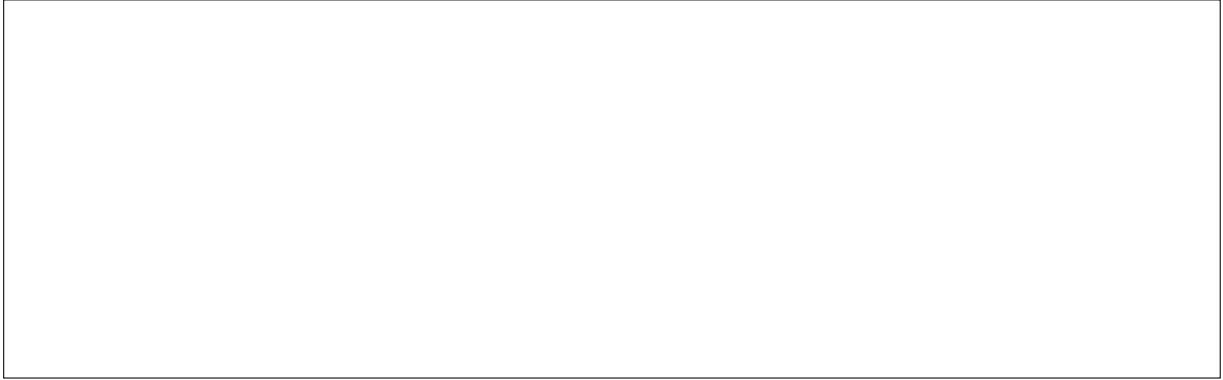
$$C_{\pi,1}, C_{\pi,2} < 100 \text{ pF}$$

gewählt hätten?

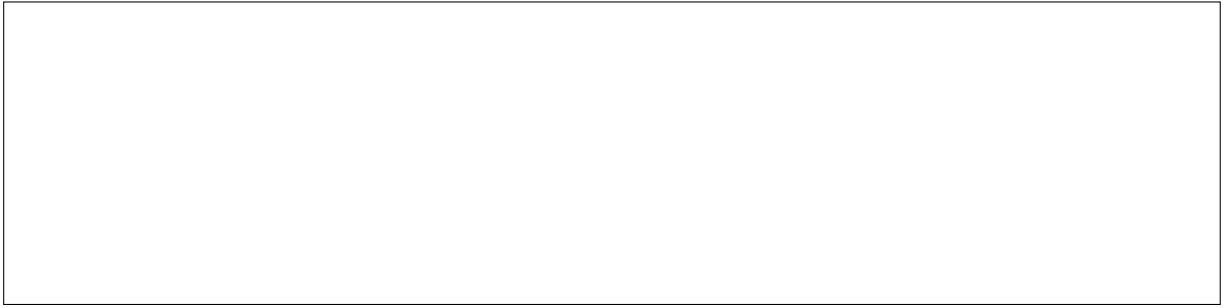
Falls Sie Dimensionierungsvorgabe **2.** gewählt haben:
Wie würde sich der Frequenzverlauf Ihres Filters verändern, wenn Sie

$$C_{\pi,1}, C_{\pi,2} > 100 \text{ pF}$$

gewählt hätten?



Was könnte die Ursache hierfür sein?



5.4 Anhang

Hier finden Sie Vorgaben zur Wahl der diskreten Bauelemente sowie einige Tipps zum Löten.

5.4.1 Kapazitäten

Ihnen steht eine Auswahl an Keramikkondensatoren zur Verfügung, welche lose auf E-Reihen basieren. Die E-Reihe ist eine bei linearen, passiven, diskreten Bauelementen häufig anzutreffende Wertefolge. Bei dieser Staffelung sind die Bauteilwerte innerhalb einer Dekade logarithmisch verteilt. Üblicherweise gibt eine Ziffer hinter dem 'E' die Anzahl an Werten innerhalb einer Dekade an (z.B. E6-Reihe: 6 Werte innerhalb einer Dekade). Sie haben die Auswahl zwischen folgenden Kapazitätswerten:

Die Fächer der Sortimentskarte sind unterhalb beschriftet!

1,0 pF	10 pF	100 pF	1,0 nF	10 nF
	15 pF	15 pF	1,0 nF	
2,2 pF	222 pF	220 pF	2,2 nF	22 nF
	33 pF	330 pF	3,3 nF	
4,7 pF	47 pF	470 pF	4,7 nF	
	56 pF	560 pF		
	68 pF	680 pF	6,8 nF	

5.4.2 Spulen

Die für Ihr Filter benötigten Spulen müssen von Ihnen selber gewickelt werden. Sie können dazu die bekannte Faustformel für die Induktivität von Zylinderspulen verwenden:

$$L = \mu_0 N^2 \frac{A}{l}, \quad \text{wobei } l \gg A \quad (5.4.1)$$

N ist hierbei die Anzahl der Windungen der Spule, A die Kreisfläche der Spule, l die Länge der Spule und $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ die magnetische Feldkonstante. Zum Herstellen einer Spule bekommen Sie Kupferlackdraht zur Verfügung gestellt, den Sie um Stangen folgender Durchmesser wickeln können:

$D = 3 \text{ mm}$	$D = 4 \text{ mm}$	$D = 5 \text{ mm}$
--------------------	--------------------	--------------------

Die Platinen, welche für die unterschiedlichen Filter vorgesehen sind, enthalten Bohrungen für folgende Spulenlängen:

$l = 10 \text{ mm}$	$l = 15 \text{ mm}$	$l = 20 \text{ mm}$
---------------------	---------------------	---------------------

Sobald die Spule in das Filter eingebaut ist, können Sie diese durch Zusammendrücken / Auseinanderziehen abstimmen. Es ist daher unproblematisch, falls Sie die Bauteilwerte, die für Ihre Schaltung erforderlich sind, nicht genau erreichen können.

Damit der Draht sich zur Durchsteckmontage verwenden lässt, nutzen Sie einen Draht mit 0,6 mm bis 0,7 mm Außendurchmesser.

5.4.3 Trimmer

Trimpotentiometer und Trimmkondensatoren sehen sich ähnlich. Trimmkondensatoren sind sehr teuer, bitte vergewissern Sie sich vor dem Einlöten, welches Bauteil Sie vor sich haben.

- 100 Ω Trimpotentiometer, schwarz
- 250 k Ω Trimpotentiometer, schwarz
- 100 pF Trimmcap, gelb

5.4.4 Löttipps

- Stellen Sie Ihren Lötkolben auf die richtige Temperatur ein. Sinnvoll sind Temperaturen zwischen 300 °C bis 350 °C. Falls Sie Bauteile an große Metallflächen anlöten müssen, kann eine höhere Temperatur sinnvoll sein (z.B. beim Festlöten von Pins an Masseflächen). Zu niedrige Temperaturen ergeben sog. „kalte Lötstellen“ (siehe Abbildung 5.6), zu hohe Temperaturen können die Bauteile zerstören.
- Weller Magnastat Lötkolben haben eine fest eingestellte Löttemperatur.

- Sobald der LötKolben seine Arbeitstemperatur erreicht hat, führen Sie die LötKolbenspitze so an die Lötstelle, dass diese sowohl Bauteilpin als auch Löttauge berührt. Führen Sie etwas LötZinn an die Lötstelle, bis dieses sich verflüssigt und gleichmäßig verteilt. Nehmen Sie anschließend das LötZinn und den LötKolben wieder weg und lassen Sie die Lötstelle kurz ruhen.
- Geben Sie weder zu viel noch zu wenig Lot an die Lötstelle. Sie haben die richtige Menge an Lot verwendet, wenn sich das Lot „pyramidenförmig“ um das Löttauge verteilt (siehe Abbildung 5.5).
- Löten Sie zügig. Zu langes Erhitzen der Lötstellen kann die Bauteile zerstören oder zum Ablösen der Löttaugen führen.
- Streifen Sie die Lötspitze regelmäßig an einem feuchten Schwamm ab, um sie sauber zu halten. Saubere Lötspitzen ermöglichen eine bessere Wärmezufuhr zur Lötstelle. Ein Temperaturschock durch zu nasse Schwämme zerstört die Lötspitze. Wringen Sie den Schwamm nach dem Befeuchten kräftig aus.
- Kupferlackdraht ist mit Lack beschichtet, welcher vor dem Festlöten des Drahtes zunächst entfernt werden muss. Mit einem Messer können Sie die Lackschicht abkratzen. Wird der Lack nicht ausreichend gründlich entfernt, können sich beim Festlöten des Drahtes sog. „kalte Lötstellen“ ergeben (siehe Abbildung 5.6).
- Schneiden Sie die überstehenden Bauteilpins direkt über der Lötstelle mit einem Seitenschneider ab.
- Ist der LötKolben / die Lötstelle nicht heiß genug oder kann sich das Lot aus anderen Gründen nicht richtig mit Löttauge oder Pin verbinden, so können sogenannte „kalte Lötstellen“ entstehen. Kalte Lötstellen sind nicht immer direkt ersichtlich. Auch kann es bei einer kalten Lötstelle zu einer mechanischen Verbindung zwischen Pin und Löttauge gekommen sein (siehe Abbildung 5.6).

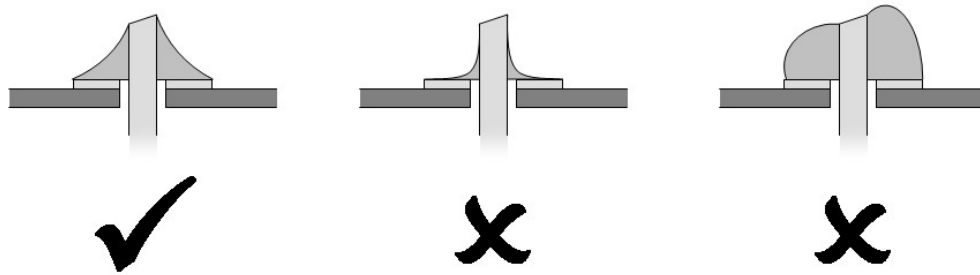


Abb. 5.5: Die richtige Menge Lötzinn.

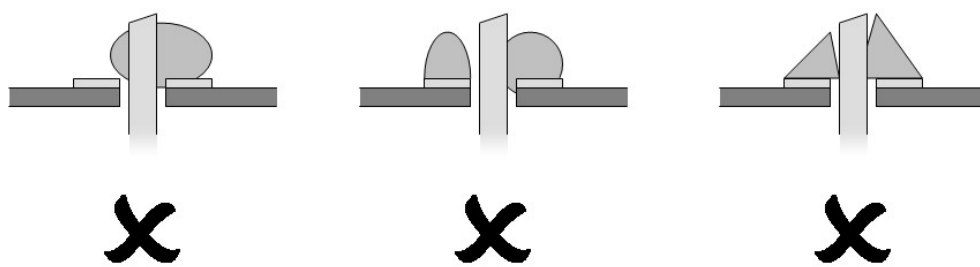


Abb. 5.6: Kalte Lötstellen.

Literaturverzeichnis

- [1] O. Zinke and H. Brunswig, *Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 1965.
- [2] Rembold, "Hochfrequenztechnik i/ii: Class scriptum," 2005.