



Telecom-Elektronik



Inhaltsverzeichnis

Passive Schaltungstechnik.....	1
4.1 Einführung.....	1
4.2 Impedanztransformation, Anpassung.....	1
4.2.1 Impedanztransformation mit Parallelschwingkreis.....	2
4.2.2 Impedanztransformation mit zwei Reaktanzen	4
4.2.3 Impedanztransformation mit mehreren Reaktanzen	7
4.2.4 Impedanztransformation mit Leitungen	9
4.2.5 Impedanztransformation mit $\lambda/4$ -Leitungen	13
4.2.6 Mehrstufige $\lambda/4$ -Transformatoren	15
4.2.7 Nonsynchronous-Transformer	22
4.2.8 Bode-Fano Kriterium.....	23
4.3 Leistungsteiler und Richtkoppler.....	25
4.3.1 Grundeigenschaften.....	25
4.3.2 Leistungsteiler ohne Entkopplung	27
4.3.3 Analysemethoden für Richtkoppler	29
4.3.4 Wilkinson Leistungsteiler.....	29
4.3.5 Branch-Line-Koppler.....	32
4.3.6 Ring-Hybrid oder Rat-Race-Koppler	36
4.3.7 Richtkoppler mit gekoppelten Leitungen	37
4.3.8 Lange-Koppler	39
4.3.9 Anwendungen	40
4.4 Dämpfungsglieder	42
4.4.1 PI-Glied.....	43
4.4.2 T-Glied.....	43
4.4.3 Minimum Loss Pad (MLP).....	44
4.4.4 Überbrücktes T-Glied	44
4.5 Mikrostrip-Filter.....	45
4.5.1 Synthese des normierten Tiefpasses	45
4.5.2 Mikrostrip Tiefpassfilter	53
4.5.3 Mikrostrip Bandpassfilter mit gekoppelten Leitungen.....	62
Literatur zu Kapitel 4.....	67

Abbildungsverzeichnis

Abbildung 4.1: Anpassungsnetzwerk zwischen Z_L und Z_0	2
Abbildung 4.2: Parallelschwingkreis mit kapazitivem Spannungsteiler	3
Abbildung 4.3: Selektivverstärker	3
Abbildung 4.4: Parallelschwingkreis mit induktivem Spannungsteiler	4
Abbildung 4.5: L-Netzwerk	5
Abbildung 4.6: Acht mögliche Lösungen der Anpassung von Z_L auf 50Ω mit L-Netzwerken	2
Abbildung 4.7: Impedanztransformation mit L-Netzwerk	6
Abbildung 4.8: Transformation von $(15+j12)\Omega$ auf $(100+j0)\Omega$, $f=150$ MHz	7
Abbildung 4.9: Simulation des Netzwerks mit ADS ¹	8
Abbildung 4.10: Transformation mit minimaler Anzahl Elemente	8
Abbildung 4.11: Simulation mit ADS	8
Abbildung 4.12: Impedanztransformation mit Serie-Leitung	9
Abbildung 4.13: Kurzgeschlossenes Leitungsstück	10
Abbildung 4.14: Leerlaufendes Leitungsstück	10
Abbildung 4.15: Eingangsimpedanzen für kurzgeschlossene und leerlaufende Leitungen	11
Abbildung 4.16: Eigenschaften kurzgeschlossener und leerlaufender Leitungen	12
Abbildung 4.17: Anpassungsnetzwerk mit Serieleitung und Parallel-Stub	12
Abbildung 4.18: Simulation mit ADS	13
Abbildung 4.19: $\lambda/4$ -Transformator	13
Abbildung 4.20: Frequenzgang des $\lambda/4$ -Transformators	15
Abbildung 4.21: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei geometrischer Stufung	17
Abbildung 4.22: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei binomischer Stufung	18
Abbildung 4.23: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei Chebyshev-Stufung	21
Abbildung 4.24: Nonsynchronous-Transformer	22
Abbildung 4.25: Leitungslänge in Funktion des Impedanzverhältnisses k	22
Abbildung 4.26: Nicht realisierbare Anpassung	23
Abbildung 4.27: Realisierbare Anpassung	23
Abbildung 4.28: Grenzen der Anpassung (nach Bode-Fano)	24
Abbildung 4.29: Leistungsteiler als 3-Tore	25
Abbildung 4.30: Zirkulator	26
Abbildung 4.31: Gebräuchliche Symbole für Richtkoppler	26
Abbildung 4.32: Resistiver Leistungsteiler mit Anpassung nur am Eingang 1	27
Abbildung 4.33: Resistiver Leistungsteiler mit Anpassung an allen Toren	28
Abbildung 4.34: Resistiver Leistungsteiler in Sternschaltung mit Anpassung an allen Toren	28
Abbildung 4.35: Leistungsteiler mit 2 $\lambda/4$ -Transformatoren	28
Abbildung 4.36: Leistungsteiler mit einem $\lambda/4$ -Transformator	28
Abbildung 4.37: 4-Tor mit Symmetrieebene	29
Abbildung 4.38: Wilkinson Leistungsteiler	30
Abbildung 4.39: Branch-Line-Koppler	32
Abbildung 4.40: Branch-Line-Koppler mit konzentrierten Elementen	35
Abbildung 4.41: Zweistufiger Branch-Line-Koppler	36
Abbildung 4.42: Beschaltungsmöglichkeiten des Ring-Hybrides	36
Abbildung 4.43: Ring-Hybrid	37
Abbildung 4.44: Ersatzschaltbild für gekoppelte Leitungen	38
Abbildung 4.45: Richtkoppler mit gekoppelten Leitungen in Microstrip-Technik	38
Abbildung 4.46: Breitseitig gekoppelte Leitung in Strip-Line-Technik	39
Abbildung 4.47: Lange-Koppler mit vier Fingern	39
Abbildung 4.48: Phasenschieber	40
Abbildung 4.49: Leistungsmessung	40
Abbildung 4.50: IQ-Modulator	40
Abbildung 4.51: Image Rejection Mixer	40
Abbildung 4.52: Parallelschaltung von Verstärkern	40
Abbildung 4.53: Zusammenschaltung von 3 Frequenzen (Triplexer)	41
Abbildung 4.54: Dämpfungsglied als Zweitor	42
Abbildung 4.55: PI-Glied	43
Abbildung 4.56: T-Glied	43
Abbildung 4.57: Minimum Loss Pad	44

Abbildung 4.58: Überbrücktes T-Glied	44
Abbildung 4.59: Amplitudengang des LC-Filters mit idealen Elementen und des Mikrostripfilters.....	45
Abbildung 4.60: Designablauf für passive, planare Filter.....	46
Abbildung 4.61: Dämpfungsfunktion des Tiefpassfilters	47
Abbildung 4.62: Dämpfungsfunktion des Hochpassfilters	47
Abbildung 4.63: Dämpfungsfunktion des Bandpassfilters.....	48
Abbildung 4.64: Dämpfungsfunktion des Bandsperrefilters.....	48
Abbildung 4.65: Schema des normierten Tiefpasses a) erstes Element parallel b) erstes Element seriell	50
Abbildung 4.66: Dämpfungsfunktion des Butterworth Tiefpasses	50
Abbildung 4.67: Dämpfungsfunktion des Chebyshev Tiefpasses.....	51
Abbildung 4.68: Tiefpassfilter a) konzentrierte Elemente b) Mikrostrip	53
Abbildung 4.69: Approximation der Leitungen.....	54
Abbildung 4.70: Tiefpassfilter mit idealen konzentrierten Elementen.....	56
Abbildung 4.71: Tiefpassfilter mit verlustfreien Mikrostripleitungen, ohne Diskontinuitäten.....	58
Abbildung 4.72: Simulationsresultat der Schaltung in Abbildung 4.71 nach der Optimierung.....	58
Abbildung 4.73: Tiefpassfilter mit verlustfreien Mikrostripleitungen, mit Diskontinuitäten.....	59
Abbildung 4.74: Tiefpassfilter mit Verlusten und Diskontinuitäten.....	60
Abbildung 4.75: Simulationsresultat der Schaltung nach Abbildung 4.74	60
Abbildung 4.76: Layout des Tiefpasses	61
Abbildung 4.77: Vergleich der Simulationsresultate EM-Simulation – S-Parameter-Simulation	61
Abbildung 4.78: Bandpassfilter mit gekoppelten Mikrostripleitungen	62
Abbildung 4.79: Bezeichnungen im Bandpass.....	63
Abbildung 4.80: Schema für die Optimierung in ADS	66
Abbildung 4.81: Simulationsresultate nach wenigen Optimierungen	66
Abbildung 4.82: Layout des Bandpassfilters	66

Kapitel 4

Passive Schaltungstechnik

4.1 Einführung

Nebst aktiven Schaltungsteilen spielen in der Hochfrequenztechnik passive Schaltungen eine wesentliche Rolle. Vielfach sind Verstärkerstufen und Oszillatoren eingebettet in Impedanz-Anpassungsnetzwerke, Signal Ein- und Auskopplungen, Leistungsteiler, Abschwächer und Filter.

In diesem Kapitel werden Impedanztransformationen mit Reaktanzen und Leitungselementen sowie ihre Anwendungen für aktive Zweitore behandelt. Solche Netzwerke werden auch kurz Anpassschaltungen genannt. Anschliessend erfolgt die Betrachtung der Eigenschaften und die Analyse von Richtkopplern.

In diesem Kapitel werden komplexe und skalare Grössen nicht durch spezielle Symbole unterschieden, d.h. komplexe Grössen werden nicht durch Unterstreichen gekennzeichnet. Dabei wird vorausgesetzt, dass alle Grössen, die komplexe Werte annehmen können, generell komplex sind, z.B. Z, Y, S-Parameter, etc. Realteile der Impedanz werden mit R und solche der Admittanz mit G bezeichnet. Das Symbol G wird ebenfalls für den Gewinn (engl.: Gain) verwendet.

Zudem wird der komplexe Reflexionsfaktor \underline{r} mit dem Symbol Γ (griechisch: Gross Gamma) bezeichnet.

Diese Konventionen lehnen sich an die angelsächsische Literatur an.

4.2 Impedanztransformation, Anpassung

(engl.: Impedance Transformation, Matching)

Die Grundidee der Anpassung ist in Abbildung 4.1 gezeigt. Zwischen der beliebigen Last Z_L und der Impedanz Z_0 ist das Anpassungsnetzwerk eingefügt. Idealerweise ist das Anpassungsnetzwerk verlustfrei. Anpassung ist wichtig damit die maximale Leistung von der Quelle auf die Last übertragen wird.

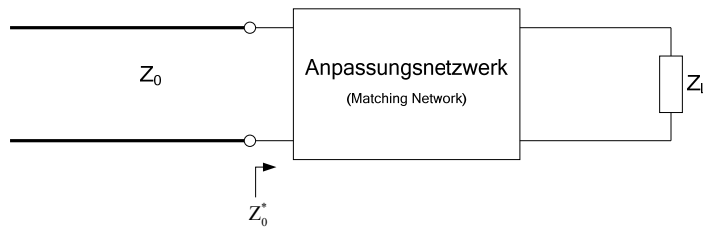


Abbildung 4.1: Anpassungsnetzwerk zwischen Z_L und Z_0

Solange Z_L nicht Null ist, kann immer ein Anpassnetzwerk gefunden werden. Allerdings sind sehr viele Elementkombinationen und Schaltungstopologien möglich. Folgende Gesichtspunkte sind bei der Auswahl des Anpassungsnetzwerkes zu berücksichtigen:

- **Komplexität:** Die kleinste Anzahl Elemente in einem Netzwerk mit dem die gewünschten Spezifikationen erfüllt werden, ist die beste Wahl bezüglich Verluste, Preis und Zuverlässigkeit.
- **Bandbreite:** Mit jedem Netzwerk kann höchstens bei $n-1$ diskreten Frequenzen eine perfekte Anpassung erreicht werden (n = Anzahl Reaktanzen im Netzwerk). Je grösser die Anzahl Elemente im Netzwerk, umso grösser ist die Bandbreite für einen vorgegebenen maximalen Reflexionsfaktor auf der Eingangsseite.
- **Filtertyp:** Je nach Topologie weist das Netzwerk Hochpass-, Tiefpass- oder Bandpasscharakteristik auf. Auf Grund der gewünschten Eigenschaften ist die Netzwerktopologie entsprechend zu wählen.
- **Abstimmbarkeit:** In einigen Anwendungen ist es wünschenswert, die Impedanztransformation abstimmbaar zu realisieren, z.B. um Streuungen von Z_L zu kompensieren.

4.2.1 Impedanztransformation mit Parallelschwingkreis

Parallelschwingkreise mit kapazitivem oder induktivem Spannungsteiler können für die Transformation von reellen Widerständen verwendet werden. Sind Eingangsimpedanz und Lastimpedanz komplex, so lassen sich die Imaginärteile der Impedanzen mit den Schwingkreiselementen verrechnen und so in eine reelle Widerstandstransformation überführen.

Parallelkreis mit kapazitivem Spannungsteiler

Auf Grund der einfachen Realisation und der gleichzeitigen DC-Trennung wird diese Schaltung vielfach in selektiven Verstärkerstufen verwendet. Über die Induktivität L kann die Kollektorspannung zugeführt werden und die Kondensatoren C_1 und C_2 wirken gleichzeitig als Koppelkondensatoren für die nachfolgende Stufe.

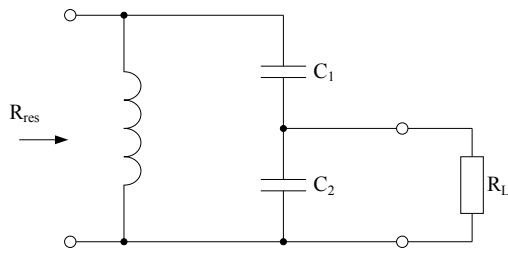


Abbildung 4.2: Parallelschwingkreis mit kapazitivem Spannungsteiler

$$Q \approx \frac{f_o}{B} \quad C \approx \frac{1}{2\pi B R_{\text{res}}} \quad L \approx \frac{1}{\omega_o^2 C} \quad N = \sqrt{\frac{R_{\text{res}}}{R_L}} \quad (4.1)$$

Für ein $Q < 10$ gilt:

$$Q_p = \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{N^2} - 1} \quad C_2 = \frac{Q_p}{\omega_o R_L}$$

$$C_1 = \frac{C_s C}{C_s - C} \quad \text{mit} \quad C_s = \frac{C_2 (Q_p^2 + 1)}{Q_p^2} \quad (4.2)$$

Für ein $Q \geq 10$ findet man die Approximationen:

$$Q_p \approx \frac{Q}{N} \quad C_1 \approx \frac{C_2}{N-1} \quad C_2 \approx N C \quad (4.3)$$

Anwendungsbeispiel: Selektivverstärker

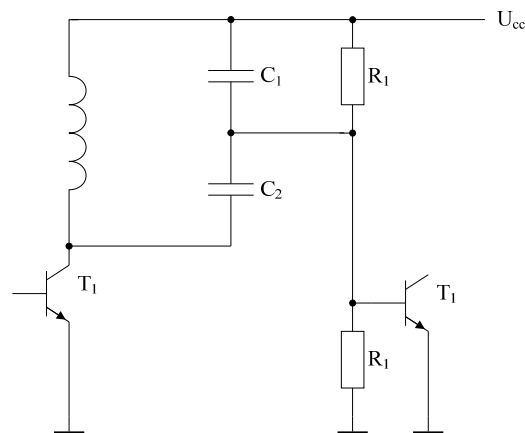


Abbildung 4.3: Selektivverstärker

Parallelkreis mit induktivem Spannungsteiler

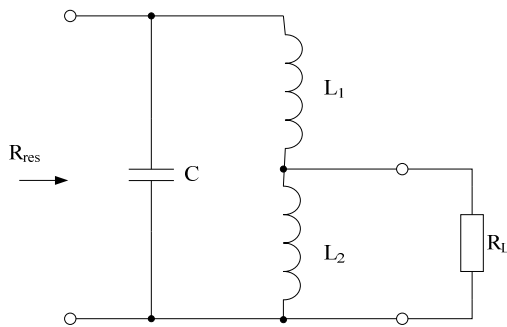


Abbildung 4.4: Parallelschwingkreis mit induktivem Spannungsteiler

$$Q \approx \frac{f_0}{B} \quad C \approx \frac{1}{2\pi B R_{\text{res}}} \quad L \approx \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad N = \sqrt{\frac{R_{\text{res}}}{R_2}} \quad (4.4)$$

Für ein $Q < 10$ gilt:

$$Q_p = \sqrt{\frac{Q^2 + 1}{N^2} - 1} \quad L_2 = \frac{R_2}{\omega_0 Q_p}$$

$$L_1 = L - L_s \quad \text{mit} \quad L_s = \frac{L_2 Q_p^2}{Q_p^2 + 1} \quad (4.5)$$

Für ein $Q \geq 10$ findet man die Approximationen:

$$Q_p \approx \frac{Q}{N} \quad L_2 \approx \frac{L}{N} \quad L_1 \approx (N-1)L_2 = L - L_2 \quad (4.6)$$

4.2.2 Impedanztransformation mit zwei Reaktanzen

Eine einfache Netzwerktopologie ist das in Abbildung 4.5 gezeigte L-Netzwerk mit zwei konzentrierten Reaktanzen (L und C). Grundsätzlich können mit diesem Netzwerk beliebige Z_L auf Z_0 angepasst werden. Allerdings ist die Transformation in vielen Fällen relativ schmalbandig und konzentrierte Elemente lassen sich nur für Frequenzen bis ca. 1 oder 2 GHz einsetzen. Oberhalb dieser Frequenzen sind Lösungen mit verteilten Elementen (Leitungen) zu wählen. Werden für die reaktiven Elemente L und C verwendet, sind insgesamt 8 verschiedene Lösungen möglich. Nicht alle Lösungen können für alle Werte von Z_L verwendet werden. Die Auswahl der möglichen Lösungen erfolgt am einfachsten mit Hilfe der Smith-Chart. Die Bestimmung der Elementwerte kann sowohl auf analytischem wie auch graphischem Weg mit Hilfe der Smith-Chart erfolgen. Unter Verwendung der Software „Smith“ ist die graphische Lösung weit eleganter und schneller als die analytische Lösung.

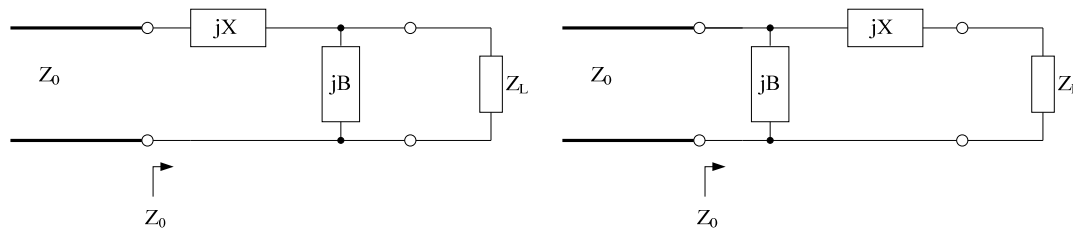


Abbildung 4.5: L-Netzwerk

Analytische Lösung

Exemplarisch wird hier die analytische Lösung für die Topologie **links** in Abbildung 4.5 unter folgenden Bedingungen aufgezeigt:

$$Z_0 = \text{reell} \quad Z_L = R_L + jX_L \quad R_L > Z_0$$

Für Anpassung muss gelten

$$Z_0 = jX + \frac{1}{jB + \frac{1}{R_L + jX_L}} \quad (4.7)$$

Nach Umstellung und Separierung von Realteil und Imaginärteil erhält man

$$B(XR_L - X_L Z_0) = R_L - Z_0 \quad (4.8)$$

$$X(1 - BX_L) = BZ_0 R_L - X_L \quad (4.9)$$

(4.8) nach X aufgelöst und in (4.9) eingesetzt liefert die quadratische Gleichung für B

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L / Z_0} \cdot \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (4.10)$$

und

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{BR_L} \quad (4.11)$$

Es ist ersichtlich, dass zwei Lösungen möglich sind. Positives X ist eine Induktivität, negatives X eine Kapazität, positives B eine Kapazität, negatives B eine Induktivität.

Für $R_L < Z_0$ wird der zweite Wurzel Ausdruck in (4.10) negativ und damit das Resultat komplex. Dies zeigt auf, dass diese Schaltungstopologie für $R_L < Z_0$ nicht verwendet werden kann.

Für die Schaltungstopologie **rechts** in Abbildung 4.5 findet man unter folgenden Bedingungen:

$$Z_0 = \text{reell} \quad Z_L = R_L + jX_L \quad R_L < Z_0$$

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (4.12)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L) / R_L}}{Z_0} \quad (4.13)$$

und

$$X = \pm \sqrt{R_L (Z_0 - R_L)} - X_L \quad (4.14)$$

Bereits hier ist ersichtlich, dass der allgemeine analytische Ansatz mit viel Aufwand verbunden ist und die Lösungen fehleranfällig sind.

Lösung mit Smith-Chart

Abbildung 4.7 zeigt die acht verschiedenen L-Netzwerke mit den zugehörigen Wertebereichen von Z_L die zu Lösungen mit $Z_0=50 \Omega$ führen.

Beispiel mit der Software „Smith“:

Eine Impedanz $Z_L = (25-j100)\Omega$ ist bei einer Frequenz von 500 MHz mit einem L-Netzwerk auf 50Ω zu transformieren.

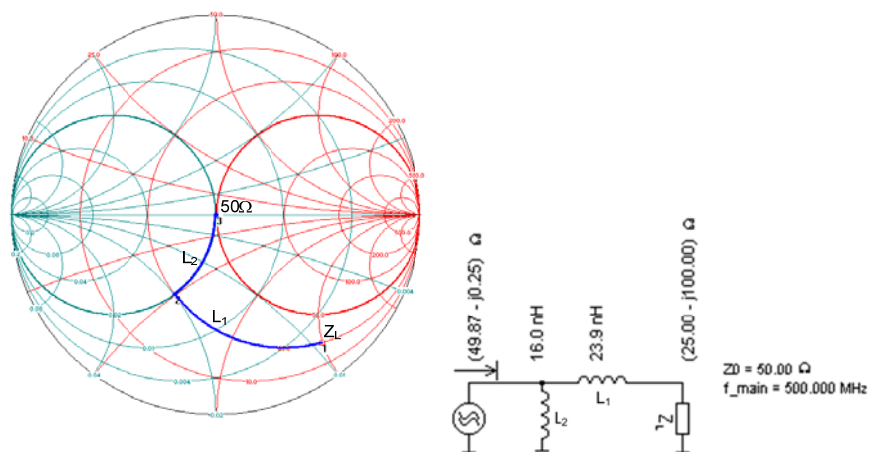


Abbildung 4.6: Impedanztransformation mit L-Netzwerk

Wie Abbildung 4.7 zeigt, sind insgesamt vier Schaltungstopologien zur Lösung dieses Anpassungsproblems möglich.

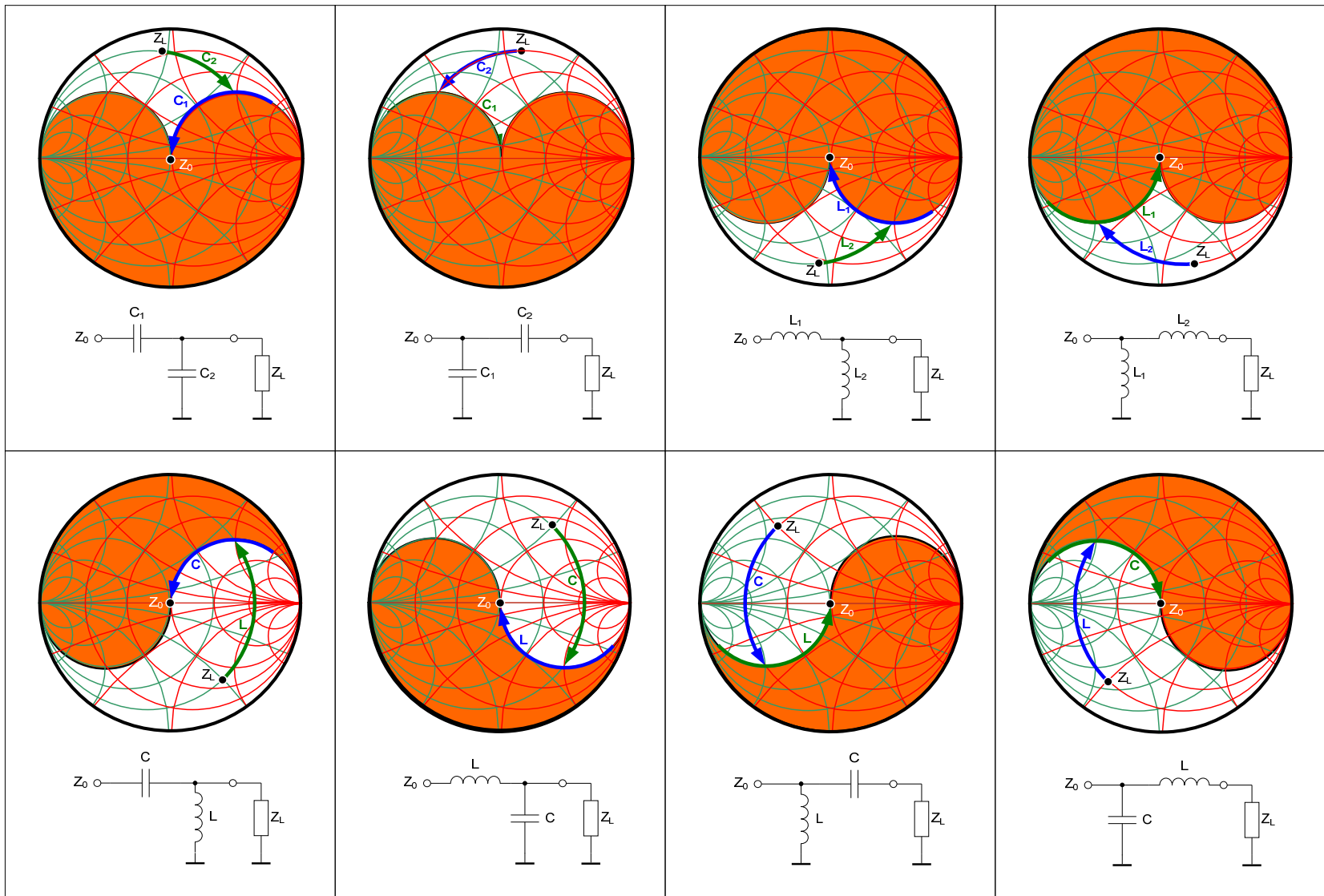


Abbildung 4.7: Acht mögliche Lösungen der Anpassung von Z_L auf 50Ω mit L-Netzwerken

4.2.3 Impedanztransformation mit mehreren Reaktanzen

Die Erhöhung der Anzahl der reaktiven Elemente ermöglicht die Vergrößerung der Bandbreite des Transformationsnetzwerkes. Als Nachteil müssen die höheren Verluste, gegeben durch die endliche Güte Q der einzelnen Elemente in Kauf genommen werden. Als Topologie für Schaltungen mit drei Elementen kommen die Pi- und T-Schaltung zur Anwendung. Analytische Ansätze führen hier nicht mehr mit vernünftigem Aufwand zum Ziel.

Die grösste Bandbreite eines Anpassungsnetzwerkes wird erreicht, wenn versucht wird, das Q an jedem Knoten im Netzwerk möglichst tief zu halten. Dies wird an nachfolgendem Beispiel gezeigt.

Beispiel:

Eine Impedanz von $Z_L = (15 + j12)\Omega$ soll mit einem Netzwerk mit Tiefpasscharakteristik und möglichst grosser Bandbreite bei einer Frequenz von 150 MHz auf eine Impedanz von $(100 + j0)\Omega$ transformiert werden.

Die Lösung zeigt Abbildung 4.8.

Bei einem maximal zulässigen Reflexionsfaktor von $|\Gamma| = 0.1$ ergibt sich hier eine Bandbreite von ungefähr 71 MHz, wie die Simulation des Netzwerkes in Abbildung 4.9 zeigt.

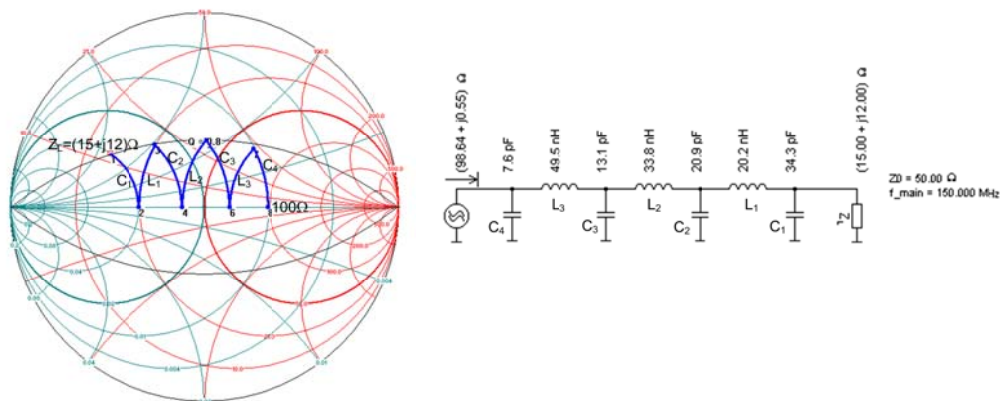
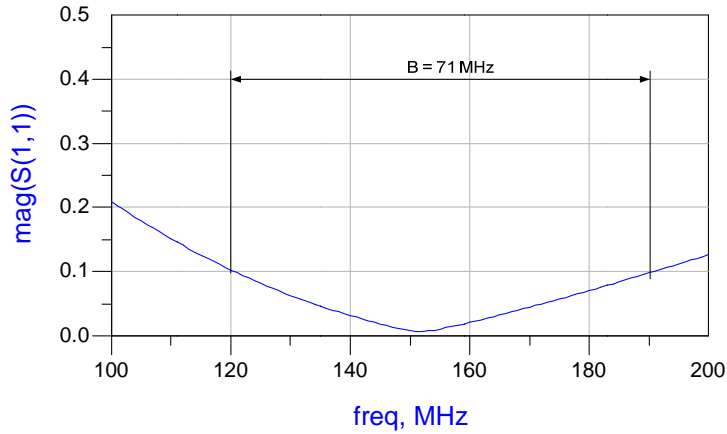


Abbildung 4.8: Transformation von $(15 + j12)\Omega$ auf $(100 + j0)\Omega$, $f = 150$ MHz



1

Abbildung 4.9: Simulation des Netzwerks mit ADS1

Als Vergleich die Transformation mit minimaler Anzahl Elemente ($Q_{\max} = 2.4$). Die Bandbreite beträgt hier nur ungefähr 16.8 MHz.

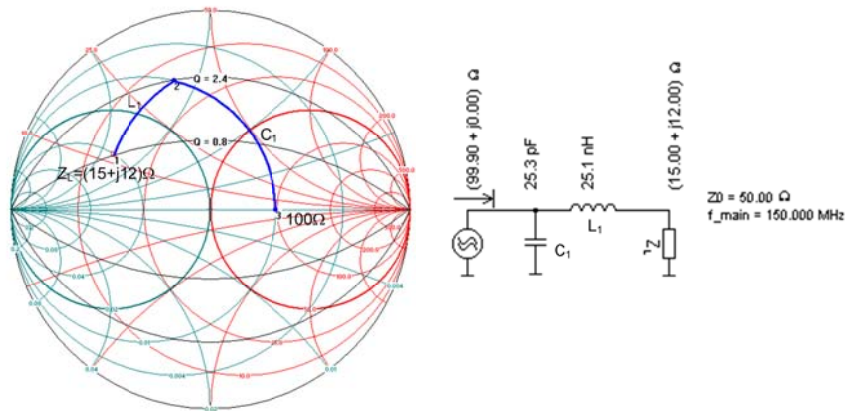


Abbildung 4.10: Transformation mit minimaler Anzahl Elemente

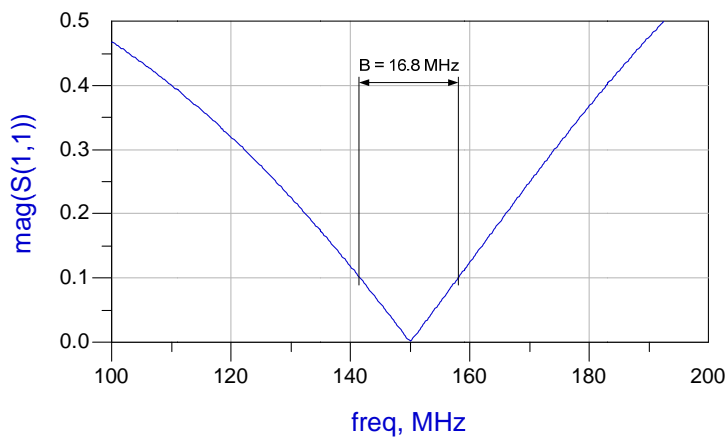


Abbildung 4.11: Simulation mit ADS

¹ ADS: Advanced Design System, Agilent EESof

4.2.4 Impedanztransformation mit Leitungen

Serieleitung

Aus der Leitungstheorie wissen wir, dass entlang einer verlustlosen Leitung der Betrag des Reflexionskoeffizienten konstant ist: $|\Gamma| = \text{konst.}$

Dies bedeutet, dass die Impedanz auf der Smith-Chart auf einem Kreis verläuft. Ist die Smith-Chart auf die Leitungsimpedanz Z_0 normiert, ist dieser Kreis konzentrisch zum Mittelpunkt der Smith-Chart.

Diese Eigenschaft wird am vorherigen Beispiel illustriert.

Beispiel:

Eine Impedanz von $Z_L = (15 + j12) \Omega$ soll mit einem Netzwerk das eine 50Ω -Serieleitung enthält bei einer Frequenz von 150 MHz auf eine Impedanz von $(100 + j0) \Omega$ transformiert werden.

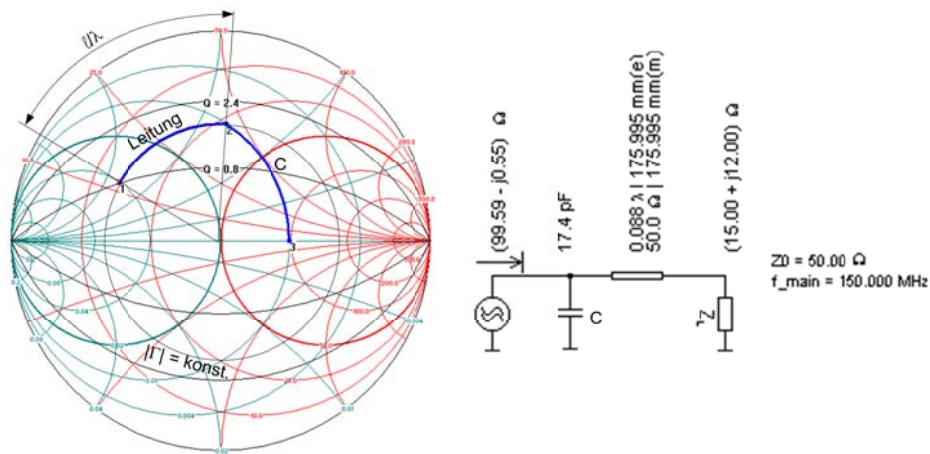


Abbildung 4.12: Impedanztransformation mit Serie-Leitung

Stub

An Stelle von Induktivitäten und Kapazitäten können in Anpassungsnetzwerken auch offene oder kurz-geschlossene Leitungsstücke verwendet werden.

Ein so verwendetes Leitungstück wird **Stub** genannt.

Stubs können seriell oder parallel verwendet werden. Parallelstubs sind jedoch bei planarem Leitungsaufbau einfacher zu realisieren als Seriostubs. Bei leerlaufenden Stubs müssen die Leitungsabmessungen klein sein gegenüber der Wellenlänge, um Abstrahlung am offenen Ende zu vermeiden.

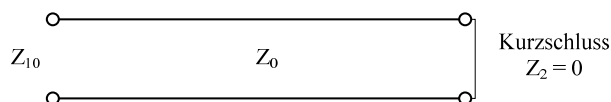


Abbildung 4.13: Kurzgeschlossenes Leitungstück

$Z_2 = 0$ (Kurzschluss)

$$Z_{10} = jZ_0 \tan \frac{2\pi\ell}{\lambda} \quad (4.15)$$

Daraus folgt:

$$Z_1 \quad \text{ist induktiv für } 0 < \ell < \frac{\lambda}{4}$$

$$Z_1 \quad \text{ist } \infty \text{ für } \ell = \frac{\lambda}{4}$$

$$Z_1 \quad \text{ist kapazitiv für } \frac{\lambda}{4} < \ell < \frac{\lambda}{2}$$

$$Z_1 \quad \text{ist } 0 \text{ für } \ell = \frac{\lambda}{2}$$

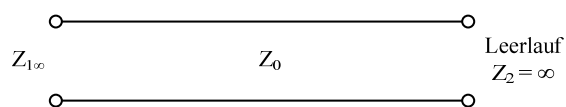


Abbildung 4.14: Leerlaufendes Leitungstück

$Z_2 = \infty$ (Leerlauf)

$$Z_{1\infty} = -jZ_0 \cot \frac{2\pi\ell}{\lambda} \quad (4.16)$$

Daraus folgt:

Z_1 ist kapazitiv für $0 < \ell < \frac{\lambda}{4}$

Z_1 ist 0 für $\ell = \frac{\lambda}{4}$

Z_1 ist induktiv für $\frac{\lambda}{4} < \ell < \frac{\lambda}{2}$

Z_1 ist ∞ für $\ell = \frac{\lambda}{2}$

Abbildung 4.15 und Abbildung 4.16 veranschaulichen diese Eigenschaften der leer laufenden und kurzgeschlossenen Leitungen.

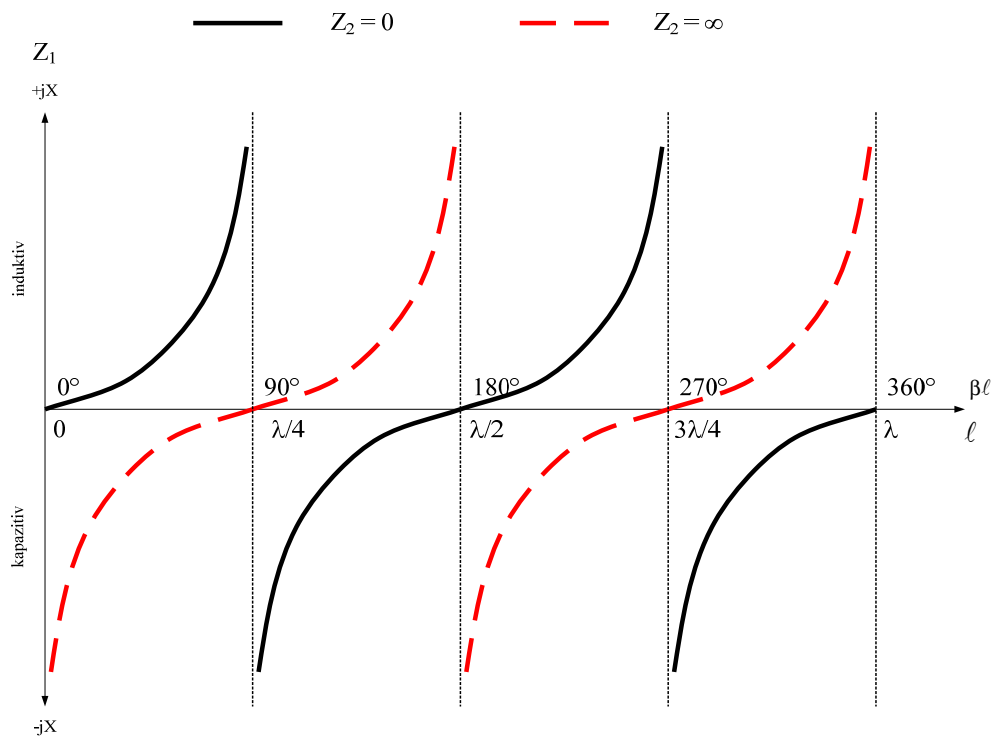


Abbildung 4.15: Eingangsimpedanzen für kurzgeschlossene und leerlaufende Leitungen

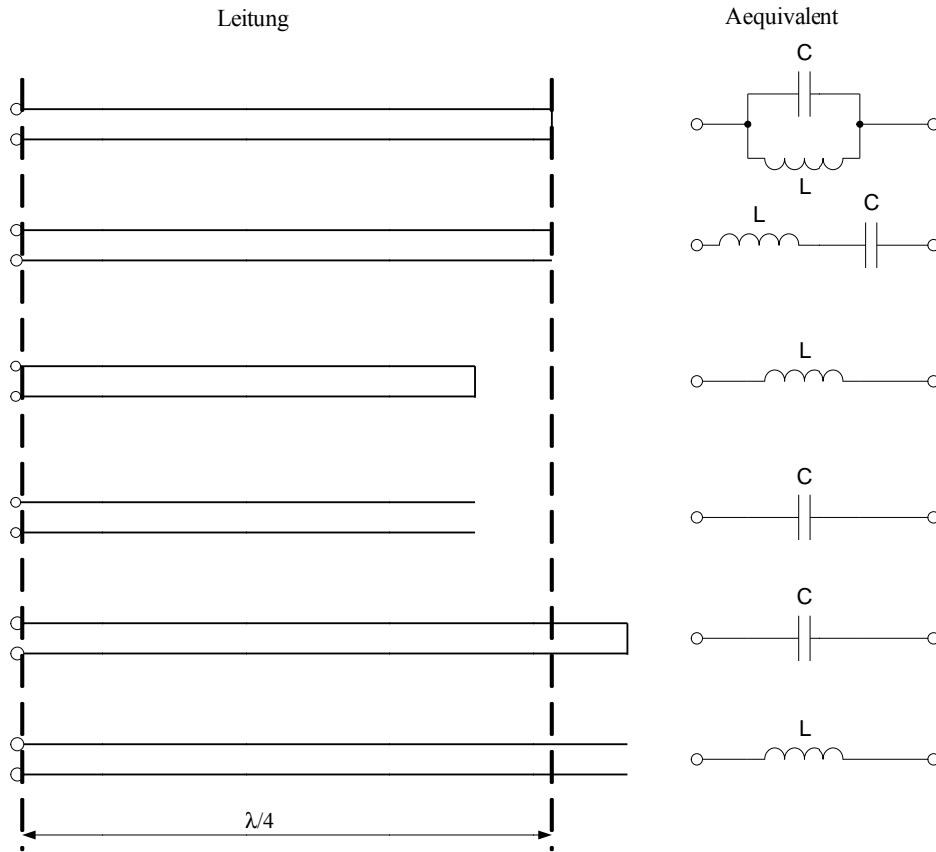


Abbildung 4.16: Eigenschaften kurzgeschlossener und leerlaufender Leitungen

Weil Serie-Stubs in planarer Leitungstechnik nur mit grossen Schwierigkeiten zu realisieren sind, verwenden wir in den folgenden Beispielen ausschliesslich Parallel-Stubs:

Beispiel:

Eine Impedanz von $Z_L=(15+j12)\Omega$ soll mit einem Netzwerk das eine 50Ω -Serieleitung und einen Parallel-Stub enthält bei einer Frequenz von 150 MHz auf eine Impedanz von $(100+j0)\Omega$ transformiert werden.

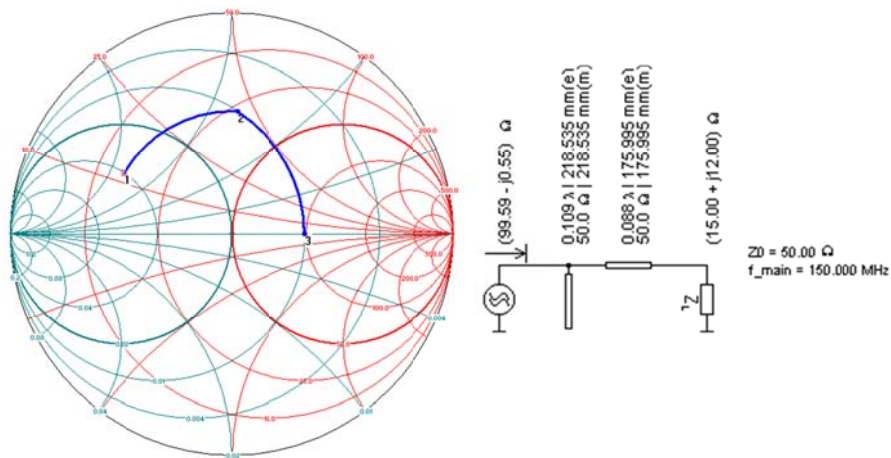


Abbildung 4.17: Anpassungsnetzwerk mit Serieleitung und Parallel-Stub

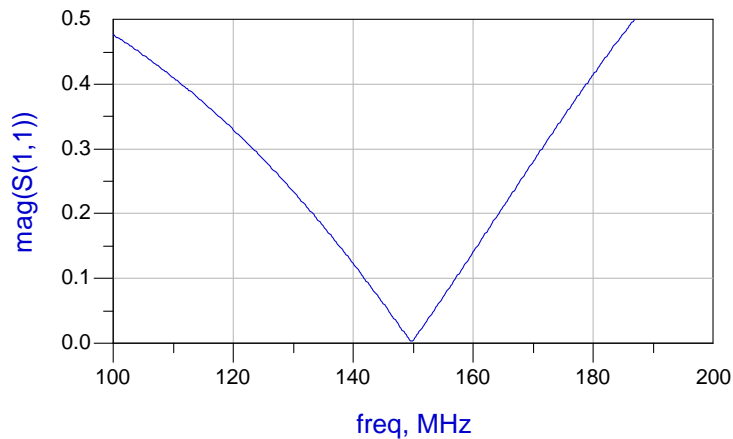


Abbildung 4.18: Simulation mit ADS

Wegen der stark frequenzabhängigen Eigenschaften der Leitungen ist die mit dieser Schaltung erzielte Bandbreite mit 15.8 MHz etwas kleiner als die mit 2 konzentrierten Elementen erreichte Bandbreite (vergleiche Abbildung 4.11).

4.2.5 Impedanztransformation mit $\lambda/4$ -Leitungen

Die Eigenschaften einer $\lambda/4$ -Leitung wie sie in der Gleichung

$$Z_1 = \frac{Z_w^2}{Z_2} \quad (4.17)$$

zum Ausdruck kommen, können verwendet werden, um eine Impedanz Z_2 auf einen andern Wert zu transformieren. Mit dieser Transformation können nur reelle Impedanzen Z_2 auf reelle Impedanzen Z_1 transformiert werden. Zudem gilt die Transformation nur für diejenige Frequenz genau, bei der die Leitungslänge $\lambda/4$ beträgt.

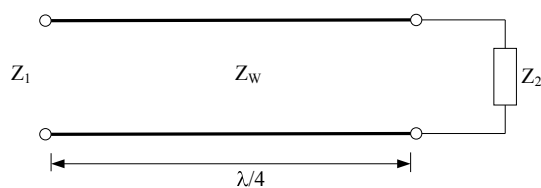
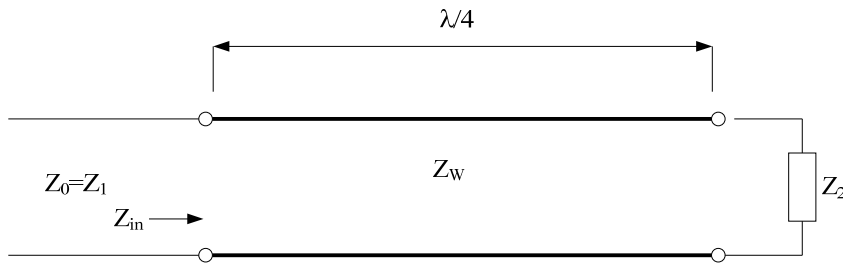


Abbildung 4.19: $\lambda/4$ -Transformator

Frequenzgang des einstufigen $\lambda/4$ -Transformators



$$Z_w = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad k = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.18)$$

$$Z_{in} = Z_w \frac{Z_2 + jZ_w \tan \beta \ell}{Z_w + jZ_2 \tan \beta \ell} \quad \text{mit } \beta \ell = \frac{\pi f}{2f_0} = \frac{\pi}{2} \text{ bei } f_0 \quad (4.19)$$

$$p = j \tan \beta \ell$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{Z_w \frac{Z_2 + Z_1 p}{Z_w + Z_2 p} - Z_0}{Z_w \frac{Z_2 + Z_1 p}{Z_w + Z_2 p} + Z_0} = \frac{Z_w (Z_2 + Z_w p) - Z_0 (Z_w + Z_2 p)}{Z_w (Z_2 + Z_w p) + Z_0 (Z_w + Z_2 p)} \quad (4.20)$$

$$= \frac{Z_w Z_2 + Z_w^2 p - Z_0 Z_w - Z_0 Z_2 p}{Z_w Z_2 + Z_w^2 p + Z_0 Z_w + Z_0 Z_2 p} = \frac{Z_w (Z_2 - Z_0) + p (Z_w^2 - Z_0 Z_2)}{Z_w (Z_2 + Z_0) + p (Z_w^2 + Z_0 Z_2)}$$

$$\text{mit } Z_w = \sqrt{Z_1 Z_2} \text{ und } Z_2 = k \cdot Z_1 \quad (4.21)$$

$$\Gamma = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2} (Z_2 - Z_1) + p (Z_1 Z_2 - Z_1 Z_2)}{\sqrt{Z_1 Z_2} (Z_2 + Z_1) + p (Z_1 Z_2 + Z_1 Z_2)} \\ = \frac{\sqrt{Z_1 Z_2} (Z_2 - Z_1)}{\sqrt{Z_1 Z_2} (Z_2 + Z_1) + 2p \sqrt{Z_1 Z_2}} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1 + 2p \sqrt{Z_1 Z_2}} \quad (4.22)$$

$$= \frac{k-1}{k+1+2p\sqrt{k}} = \frac{\sqrt{k} - \frac{1}{\sqrt{k}}}{\sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}} + 2p}$$

$$|\Gamma| = \frac{|(k-1)|}{\sqrt{(k+1)^2 + 4k \tan^2 \beta \ell}} \quad \beta \ell = \frac{\pi f}{2f_0} \quad (4.23)$$

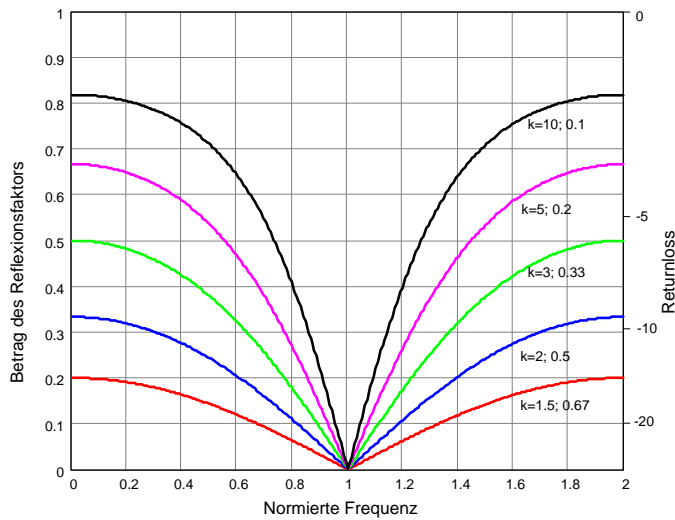


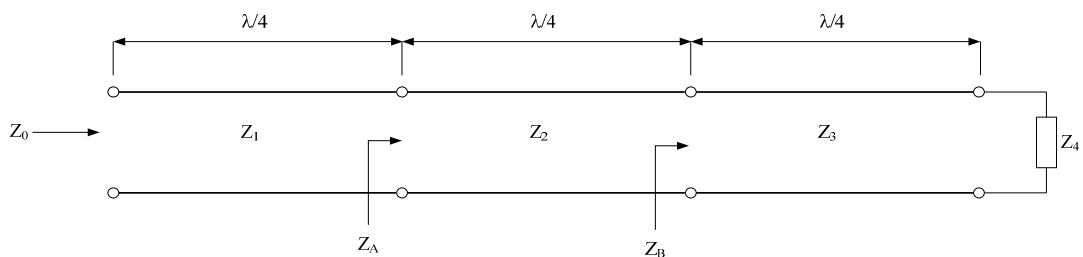
Abbildung 4.20: Frequenzgang des $\lambda/4$ -Transformators

4.2.6 Mehrstufige $\lambda/4$ -Transformatoren

Die Bandbreite von $\lambda/4$ -Transformatoren kann durch Kaskadierung, d.h. Reduzierung der einzelnen Transformationsverhältnisse, vergrößert werden. Bei mehrstufigen $\lambda/4$ -Transformatoren kann die Stufung der Transformationsimpedanzen auf verschiedene Arten vorgenommen werden, z.B.:

- Gleichmässige (geometrische) Stufung der Impedanzverhältnisse
- Binomische Stufung (maximal flach, Butterworth)
- Stufung nach einem Chebyshev Polynom mit Vorgabe der Welligkeit im Durchlassbereich

Bei geometrischer Stufung erhält man folgende Beziehungen:



$$k = \frac{Z_4}{Z_0} \qquad \frac{Z_A}{Z_0} = \frac{Z_B}{Z_A} = \frac{Z_4}{Z_B} = a \qquad (4.24)$$

$$\begin{aligned} Z_A &= Z_0 a \\ Z_B &= Z_A a = Z_0 a^2 \\ Z_4 &= Z_B a = Z_0 a^3 \end{aligned} \qquad a^3 = \frac{Z_4}{Z_0} = k \qquad a = \left(\frac{Z_4}{Z_0} \right)^{\frac{1}{3}} = k^{\frac{1}{3}} \qquad (4.25)$$

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \sqrt{Z_0 Z_A} = Z_0 \sqrt{a} = Z_0 k^{\frac{1}{6}} \\
 Z_2 &= \sqrt{Z_A Z_B} = Z_0 \sqrt{a^3} = Z_0 k^{\frac{3}{6}} \\
 Z_3 &= \sqrt{Z_B Z_4} = Z_0 \sqrt{a^5} = Z_0 k^{\frac{5}{6}}
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

Allgemein:

Z_0 = Impedanz am Eingang

Z_{n+1} = Impedanz am Ausgang

n = Anzahl $\lambda/4$ -Transformatoren

$$i = 1 \dots n \quad k = \frac{Z_{n+1}}{Z_0} \tag{4.27}$$

$$Z_i = Z_0 k^{\frac{2i-1}{2n}} \tag{4.28}$$

Frequenzgang des **zweistufigen** Trafos mit geometrischer Stufung:

$$p = j \tan \beta \ell \quad \beta \ell = \frac{\pi f}{2f_0} = \frac{\pi}{2} \text{ bei } f_0 \tag{4.29}$$

$$\Gamma_2 = \frac{\sqrt{k} - \frac{1}{\sqrt{k}}}{2p^2 + 2p \left(\sqrt[4]{k} + \frac{1}{\sqrt[4]{k}} \right) + \sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}}}
 \tag{4.30}$$

Frequenzgang des **dreistufigen** Trafos mit geometrischer Stufung:

$$\Gamma_3 = \frac{p^2 \left(\sqrt[6]{k} - \frac{1}{\sqrt[6]{k}} \right) + \sqrt{k} - \frac{1}{\sqrt{k}}}{2p^3 + 3p^2 \left(\sqrt[6]{k} + \frac{1}{\sqrt[6]{k}} \right) + 2p \left(\sqrt[3]{k} + \frac{1}{\sqrt[3]{k}} + 1 \right) + \sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}}}
 \tag{4.31}$$

Frequenzgang des **vierstufigen** Trafos mit geometrischer Stufung:

$$\Gamma_4 = \frac{2p^2 \left(\sqrt[4]{k} - \frac{1}{\sqrt[4]{k}} \right) + \sqrt{k} - \frac{1}{\sqrt{k}}}{2p^4 + 4p^3 \left(\sqrt[8]{k} + \frac{1}{\sqrt[8]{k}} \right) + 4p^2 \left(\sqrt[4]{k} + \frac{1}{\sqrt[4]{k}} + 1 \right) + 2p \left(\sqrt[8]{k} + \frac{1}{\sqrt[8]{k}} + \sqrt[8]{k^3} + \frac{1}{\sqrt[8]{k^3}} \right) + \sqrt{k} + \frac{1}{\sqrt{k}}}
 \tag{4.32}$$

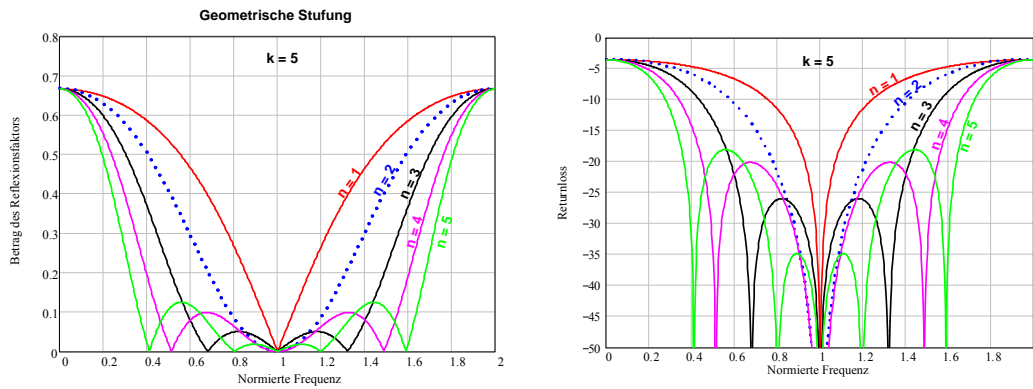
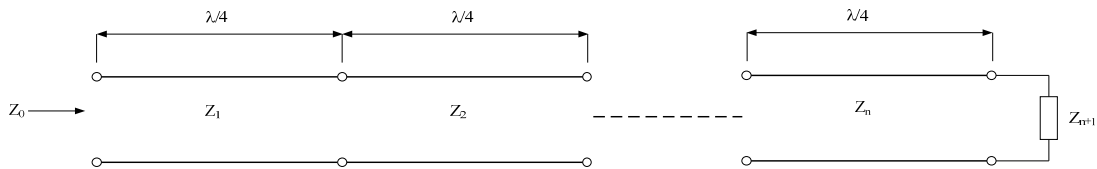


Abbildung 4.21: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei geometrischer Stufung

Binomische Stufung der Impedanzverhältnisse:



Bei binomischer Stufung erhält man:

$Z_0 =$ Impedanz am Eingang

$Z_{n+1} =$ Impedanz am Ausgang

$n =$ Anzahl $\lambda/4$ -Transformatoren

$$i = 1 \dots n \quad k = \frac{Z_{n+1}}{Z_0} \tag{4.33}$$

$$Z_i = Z_{i-1} e^{2^{-n} C_i \ln(k)} \quad C_i = \frac{n!}{[n-(i-1)]!(i-1)!} \tag{4.34}$$

und für den Frequenzgang des Reflexionsfaktors:

$$\beta \ell = \frac{\pi f}{2f_0} = \frac{\pi}{2} \text{ bei } f_0 \tag{4.35}$$

$$|\Gamma| = 2^n |A| |\cos(\beta \ell)|^n \quad A = 2^{-n} \frac{k-1}{k+1} \tag{4.36}$$

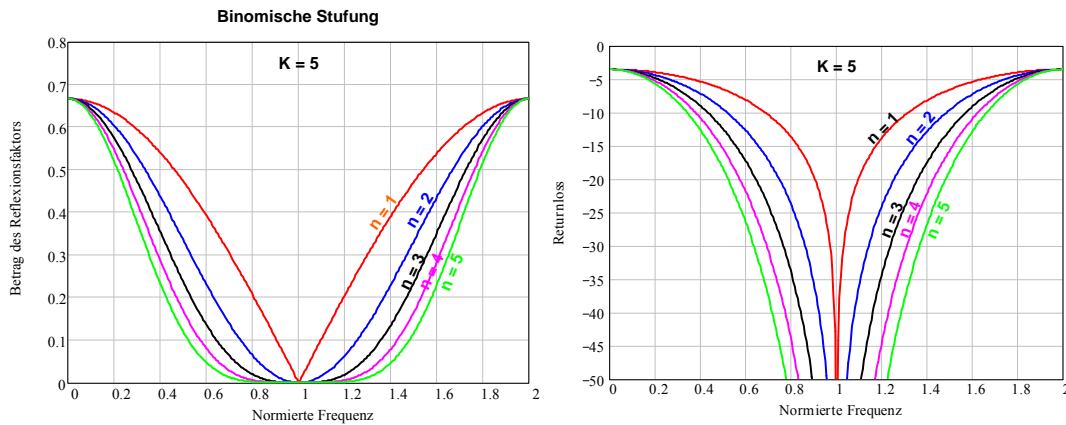
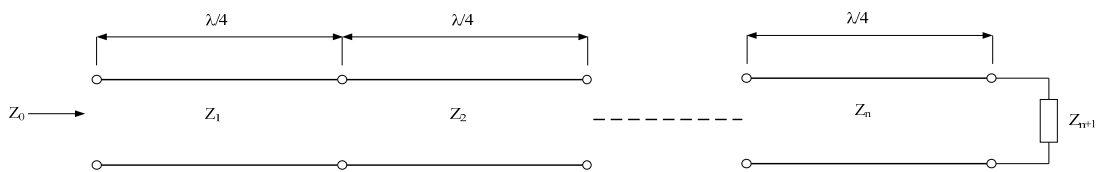


Abbildung 4.22: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei binomischer Stufung

Chebyshev Stufung der Impedanzverhältnisse:



Bei Chebyshev Stufung erhält man:

$Z_0 =$ Impedanz am Eingang

$Z_{n+1} =$ Impedanz am Ausgang

$n =$ Anzahl $\lambda/4$ -Transformatoren

$\Gamma_{max} =$ Maximaler Reflexionsfaktor im Durchlassbereich

$$i = 1 \dots n \quad k = \frac{Z_{n+1}}{Z_0} \tag{4.37}$$

Aus den Chebyshev-Polynomen kann man folgende Dimensionierungsgleichungen herleiten [12]:

$$\sec(\phi_m) = \cosh \left[\frac{1}{n} \operatorname{arccosh} \left(\frac{1}{\Gamma_{max}} \left| \frac{\ln(k)}{2} \right| \right) \right] \quad \sec(x) = \frac{1}{\cos(x)} \tag{4.38}$$

mit den Chebyshev-Polynomen

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_2(x) = 2x^2 - 1$$

$$T_3(x) = 4x^3 - 3x$$

$$T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$$

$$T_5(x) = 16x^5 - 20x^3 + 5x$$

$$T_6(x) = 32x^6 - 48x^4 + 18x^2 - 1$$

$$T_7(x) = 64x^7 - 112x^5 + 56x^3 - 7x$$

$$T_8(x) = 128x^8 - 256x^6 + 160x^4 - 32x^2 + 1$$

$$T_9(x) = 256x^9 - 576x^7 + 432x^5 - 120x^3 + 9x$$

Mit $x = \frac{\cos(\phi)}{\cos(\phi_m)}$ = $\sec(\phi_m) \cos(\phi)$ erhält man

$$T_1(\phi) = \sec(\phi_m) \cos(\phi)$$

$$T_2(\phi) = \sec^2(\phi_m) [\cos(2\phi) + 1] - 1$$

$$T_3(\phi) = \sec^3(\phi_m) [\cos(3\phi) + 3\cos(\phi)] - 3\sec(\phi_m) \cos(\phi)$$

$$T_4(\phi) = \sec^4(\phi_m) [\cos(4\phi) + 4\cos(2\phi) + 3] - 4\sec^2(\phi_m) [\cos(2\phi) + 1] + 1$$

$$T_5(\phi) = \sec^5(\phi_m) [\cos(5\phi) + 5\cos(3\phi) + 10\cos(\phi)] - 5\sec^3(\phi_m) [\cos(3\phi) + 3\cos(\phi)] + 5\sec(\phi_m) \cos(\phi)$$

$$T_6(\phi) = \sec^6(\phi_m) [\cos(6\phi) + 6\cos(4\phi) + 15\cos(2\phi) + 10] - 6\sec^4(\phi_m) [\cos(4\phi) + 4\cos(2\phi) + 3] + 9\sec^2(\phi_m) [\cos(2\phi) + 1] - 1$$

$$T_7(\phi) = \sec^7(\phi_m) [\cos(7\phi) + 7\cos(5\phi) + 21\cos(3\phi) + 35\cos(\phi)] - 7\sec^5(\phi_m) [\cos(5\phi) + 5\cos(3\phi) + 10\cos(\phi)] + 14\sec^3(\phi_m) [3\cos(\phi) + \cos(3\phi)] - 7\sec(\phi_m) \cos(\phi)$$

$$T_8(\phi) = \sec^8(\phi_m) [\cos(8\phi) + 8\cos(6\phi) + 28\cos(4\phi) + 56\cos(2\phi) + 35] - 8\sec^6(\phi_m) [\cos(6\phi) + 6\cos(4\phi) + 15\cos(2\phi) + 10] + 20\sec^4(\phi_m) [\cos(4\phi) + 4\cos(2\phi) + 3] - 16\sec^2(\phi_m) [\cos(2\phi) + 1] + 1$$

$$T_9(\phi) = \sec^9(\phi_m) [\cos(9\phi) + 9\cos(7\phi) + 36\cos(5\phi) + 84\cos(3\phi) + 126\cos(\phi)] - 9\sec^7(\phi_m) [\cos(7\phi) + 7\cos(5\phi) + 21\cos(3\phi) + 35\cos(\phi)] + 27\sec^5(\phi_m) [\cos(5\phi) + 5\cos(3\phi) + 10\cos(\phi)] - 30\sec^3(\phi_m) [\cos(3\phi) + 3\cos(\phi)] + 9\sec(\phi_m) \cos(\phi)$$

(4.39)

$$\phi = \beta \ell = \frac{\pi f}{2f_0} = \frac{\pi}{2} \text{ bei } f_0 \quad (4.40)$$

Zweistufiger Transformator:

$$a_0 = \Gamma_{\max} \sec^2(\phi_m) \quad (4.41)$$

$$Z_1 = e^{\ln(Z_0)+a_0} \quad Z_2 = e^{\ln(Z_{n+1})-a_0} \quad (4.42)$$

Frequenzgang:

$$\Gamma(\phi) = T_2(\phi) \Gamma_{\max} e^{-j2\phi} \quad (4.43)$$

Dreistufiger Transformator:

$$a_0 = \Gamma_{\max} \sec^3(\phi_m) \quad a_1 = 3\Gamma_{\max} (\sec^3(\phi_m) - \sec(\phi_m)) \quad (4.44)$$

$$Z_1 = e^{\ln(Z_0)+a_0} \quad Z_2 = e^{\ln(Z_1)+a_1} \quad Z_3 = e^{\ln(Z_{n+1})-a_1} \quad (4.45)$$

Frequenzgang:

$$\Gamma(\phi) = T_3(\phi) \Gamma_{\max} e^{-j3\phi} \quad (4.46)$$

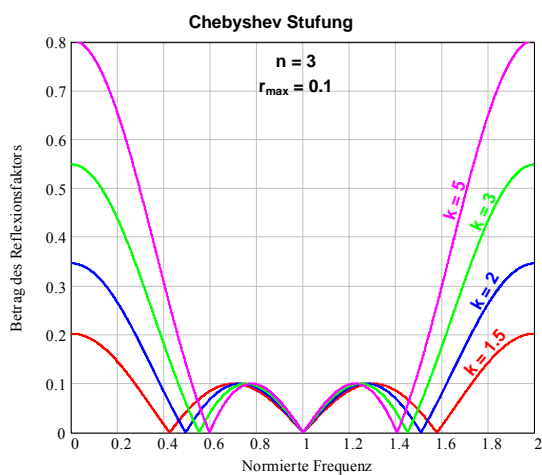
Vierstufiger Transformator:

$$a_0 = \Gamma_{\max} \sec^4(\phi_m) \quad a_1 = 4\Gamma_{\max} (\sec^4(\phi_m) - \sec^2(\phi_m)) \quad (4.47)$$

$$Z_1 = e^{\ln(Z_0)+a_0} \quad Z_2 = e^{\ln(Z_1)+a_1} \quad Z_3 = e^{\ln(Z_4)-a_1} \quad Z_4 = e^{\ln(Z_{n+1})-a_0} \quad (4.48)$$

Frequenzgang:

$$\Gamma(\phi) = T_4(\phi) \Gamma_{\max} e^{-j4\phi} \quad (4.49)$$



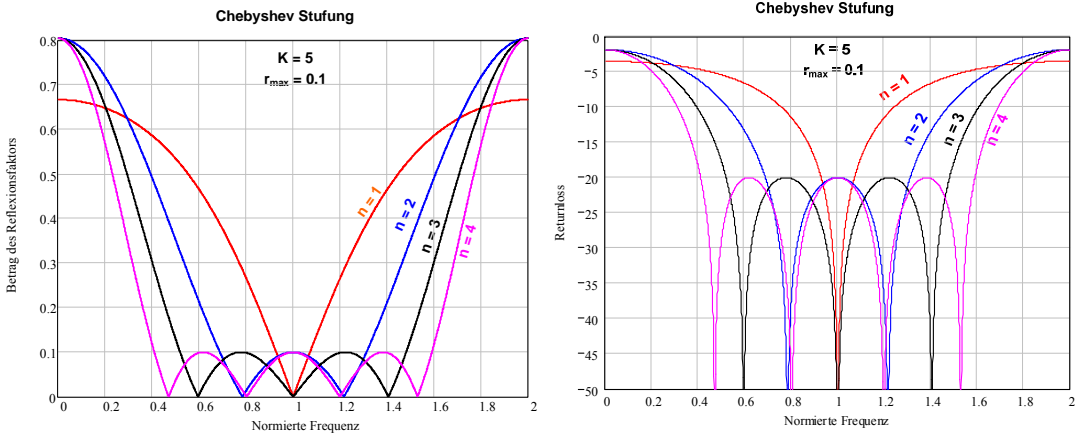


Abbildung 4.23: Frequenzgang des mehrstufigen $\lambda/4$ -Trafos bei Chebyshev-Stufung

4.2.7 Nonsynchronus-Transformer

Nebst dem $\lambda/4$ -Transformator (synchronous transformator) besteht eine weitere Möglichkeit der Impedanztransformation mit Hilfe zweier Leitungsstücke die die gleichen Impedanzen wie die Quell- und Lastimpedanzen aufweisen. Die gesamte Leitungslänge der Transformation erreicht hier bei $R = 1$ einen Wert von $\lambda/6$ (60 Grad) und ist damit deutlich kürzer als $\lambda/4$. Die Bandbreite für einen gegebenen Reflexionsfaktor ist allerdings kleiner als beim $\lambda/4$ -Transformator.

Eine Hauptanwendung dieses Transformators ist bei Anwendungen, bei denen zum Beispiel ein 50Ω -Kabel auf ein 75Ω -Kabel angepasst werden soll. Es können für die Transformation zwei Kabelstücke mit Wellenwiderständen von 50Ω und 75Ω verwendet werden. Für einen $\lambda/4$ -Transformator müsste ein Kabel mit einem Wellenwiderstand von 61.2Ω hergestellt werden.

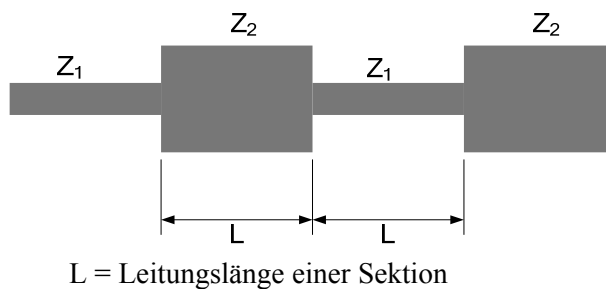


Abbildung 4.24: Nonsynchronus-Transformer

$$k = Z_1 / Z_2 \quad (4.50)$$

$$L = \frac{\lambda}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \arctan \left(\frac{1}{\sqrt{k + \frac{1}{k} + 1}} \right) \quad (4.51)$$

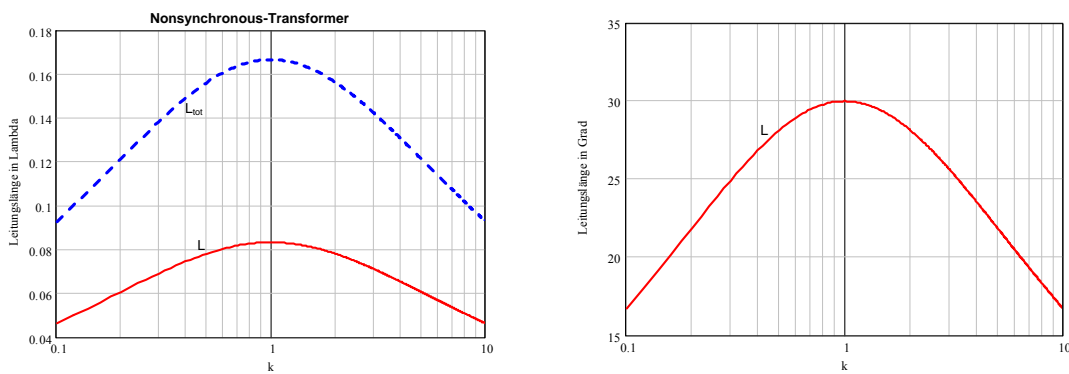


Abbildung 4.25: Leitungslänge in Funktion des Impedanzverhältnisses k

4.2.8 Bode-Fano Kriterium

In diesem Kapitel wurden verschiedene Anpassungsnetzwerke gezeigt, die gemäss Abbildung 4.1 erlauben, eine beliebige Impedanz auf Z_0 (oder beliebige andere Impedanzen) anzupassen. Alle Lösungen sind frequenzselektiv und erlauben eine Anpassung bei vorgegebenem Γ_{\max} nur über eine bestimmte Bandbreite.

Bode und Fano haben die Grenzen für den Zusammenhang von Bandbreite und Γ_{\max} aufgezeigt. Es wird gezeigt, dass die Bandbreite umso grösser ist, je grösser Γ_{\max} zugelassen wird (Abbildung 4.27).

Dieses Kriterium gibt einen Hinweis über die mögliche praktische Realisierbarkeit von Anpassnetzwerken.

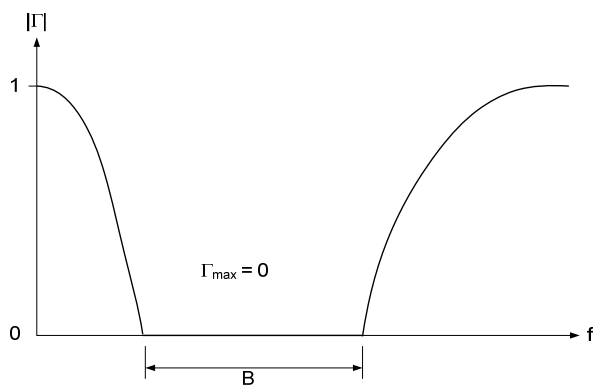


Abbildung 4.26: Nicht realisierbare Anpassung

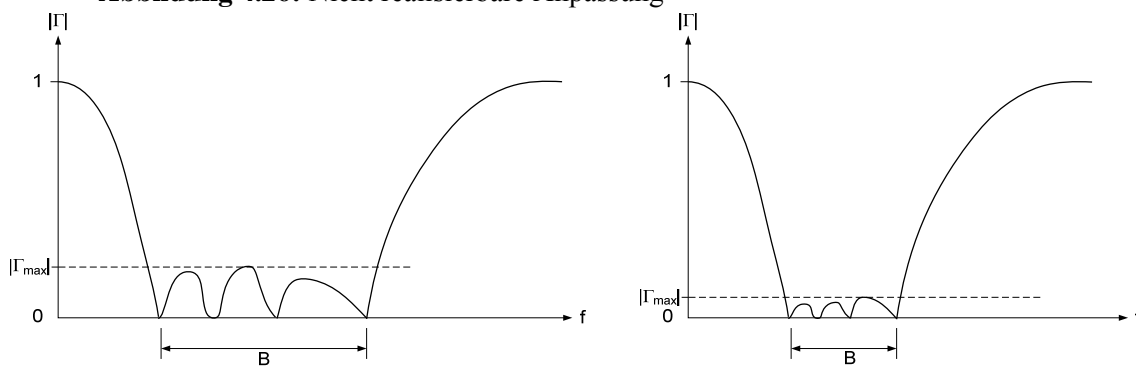


Abbildung 4.27: Realisierbare Anpassung

Die Anpassungsgrenzen sind wie folgt gegeben:

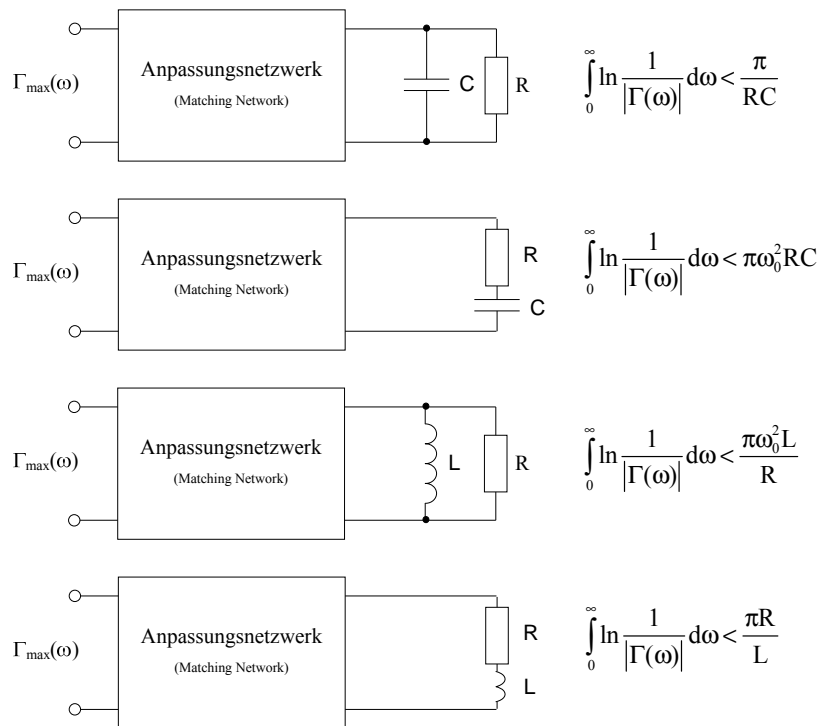


Abbildung 4.28: Grenzen der Anpassung (nach Bode-Fano)

4.3 Leistungsteiler und Richtkoppler

(engl.: Power Divider, Power Splitter, Directional Coupler)

Leistungsteiler und Richtkoppler sind in der HF- und Mikrowellentechnik viel verwendete passive Komponenten zur Aufteilung (Power Splitter) oder Addition (Power Combiner) von Signalen. Die meisten dieser Mehr Tore können sowohl mit konzentrierten Elementen (für tiefe Frequenzen), als auch mit planarer Leitungstechnik realisiert werden. Die Variationsmöglichkeiten der Realisierung sind sehr vielfältig.

Die häufigsten Anwendungen sind:

- Leistungsteilung oder –Addition mit definierten Phasen zwischen den Signalen (0° , 90° , 180°)
- Separierung der vorlaufenden und reflektierten Wellen auf Leitungen, z.B. in der Messtechnik, Pegelregelung, etc.

Richtkoppler mit einer Koppeldämpfung von 3 dB, die also die zugeführte Leistung zu gleichen Teilen aufteilen, werden auch Hybride genannt. Viele weitere Bezeichnungen, die die Eigenschaften oder den physikalischen Aufbau charakterisieren, sind gebräuchlich.

4.3.1 Grundeigenschaften

Diese Komponenten werden normalerweise als Mehr Tore mit ihren S-Parametern charakterisiert.

Einfache Leistungsteiler nach Abbildung 4.29 sind 3-Tore mit einem Eingang und zwei Ausgängen mit den S-Parametern:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

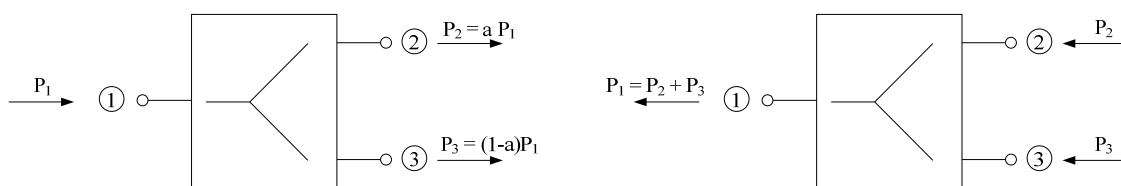


Abbildung 4.29: Leistungsteiler als 3-Tore

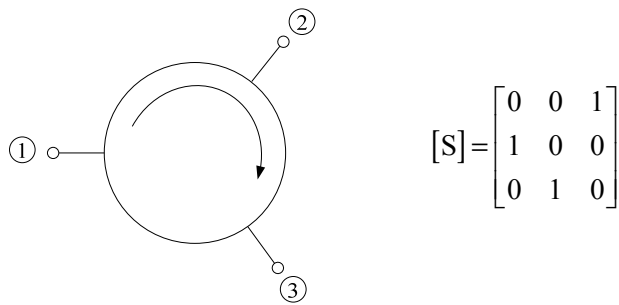
Wenn der Leistungsteiler passiv ist und keine anisotropen Materialien enthält, muss er reziprok sein und damit die S-Matrix symmetrisch:

$$S_{ij} = S_{ji} \quad i \neq j \quad (4.53)$$

Sind alle Tore angepasst, reduziert sich die Matrix auf

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & 0 & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Ist das 3-Tor nicht reziprok ($S_{ij} \neq S_{ji}$), dann wird dieses 3-Tor Zirkulator genannt. Zirkulatoren sind mit anisotropem Material (z.B. Ferrit) aufgebaut. Die S-Parameter eines verlustlosen Zirkulators sind in Abbildung 4.30 gezeigt.



$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

(4.55)

Abbildung 4.30: Zirkulator

Richtkoppler nach Abbildung 4.31 sind 4-Tore mit einem Eingang, zwei Ausgängen und einem isolierten Ausgang. Die S-Matrix lautet:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

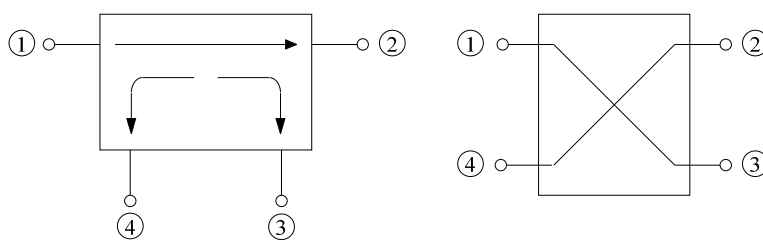


Abbildung 4.31: Gebräuchliche Symbole für Richtkoppler

Die Funktionsweise des idealen, verlustlosen Richtkopplers kann nach Abbildung 4.31 wie folgt beschrieben werden:

Eine dem Tor 1 zugeführte Leistung wird mit dem Kopplungsfaktor $|S_{13}|^2$ auf Tor 3 (coupled port) gekoppelt. Der Rest der Leistung wird mit dem Koeffizienten $|S_{12}|^2 = 1 - |S_{13}|^2$ an Tor 2 (through port) geliefert. Beim idealen Richtkoppler wird keine Leistung an Tor 4 (isolated port) geliefert.

Reale Richtkoppler mit nichtidealen Elementen, kleinen Reflexionsfaktoren an den Toren und nichtidealen Entkopplungen werden mit folgenden Kenngrößen charakterisiert:

$$\text{Rückflussdämpfung an den Toren:} \quad RL_i = -20 \log |S_{ii}| \quad \text{dB} \quad (4.57)$$

$$\text{Durchgangsdämpfung (throughloss)} \quad T = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = -20 \log |S_{12}| \quad \text{dB} \quad (4.58)$$

$$\text{Koppeldämpfung (coupling)} \quad C = 10 \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \log |S_{13}| \quad \text{dB} \quad (4.59)$$

$$\text{Isolation (isolation)} \quad I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \log |S_{14}| \quad \text{dB} \quad (4.60)$$

$$\begin{aligned} \text{Richtdämpfung (directivity)} \quad D &= 10 \log \frac{P_3}{P_4} = -20 \log |S_{34}| \\ &= 20 \log \frac{|S_{13}|}{|S_{14}|} = I - C \quad \text{dB} \quad (4.61) \end{aligned}$$

Alle diese Größen sind frequenzabhängig. Die wichtigste Kenngröße ist die Richtdämpfung, die aussagt, wie gut vor- und rücklaufende Wellen getrennt werden können.

4.3.2 Leistungsteiler ohne Entkopplung

Resistive Leistungsteiler

In Anwendungen, bei denen Breitbandigkeit oder einfache Realisierung wichtiger sind als Entkopplung der Ausgänge oder Verluste, sind Leistungsteiler mit Widerständen eine kostengünstige und einfache Alternative.

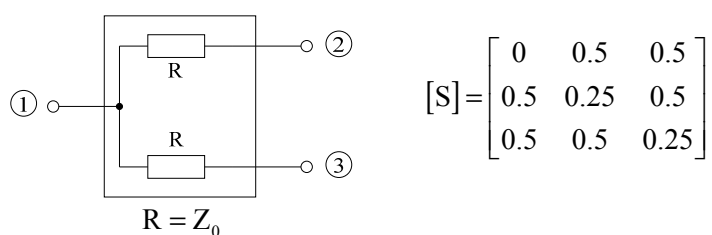


Abbildung 4.32: Resistiver Leistungsteiler mit Anpassung nur am Eingang 1

Abbildung 4.32 zeigt einen Splitter der nur am Eingang 1 angepasst ist, nicht aber an den Ausgängen 2 und 3. Die Analyse ist sehr einfach und zeigt, dass die Spannung an den Toren 2 und 3 je die Hälfte der Spannung an Tor 1 ist. Dies bedeutet, dass die Leistungen an Tor 2 und Tor 3 6 dB kleiner sind als die an Tor 1 zugeführte Leistung. Die S-Parameter sind in Abbildung 4.32 ersichtlich.

Sollen auch die Ausgänge 2 und 3 angepasst werden, kann dies durch einen zusätzlichen Widerstand zwischen den Toren 2 und 3 erreicht werden. Abbildung 4.33 zeigt die Schaltung und die zugehörige S-Matrix.

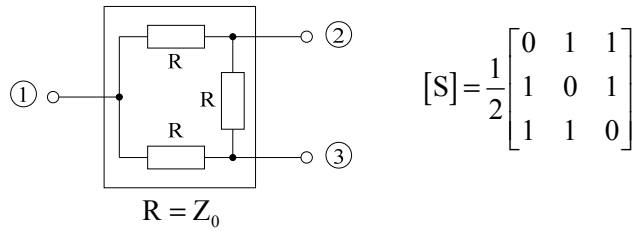


Abbildung 4.33: Resistiver Leistungsteiler mit Anpassung an allen Toren

Es kann gezeigt werden, dass Γ_1 wie folgt von Γ_2 und Γ_3 abhängig ist:

$$\Gamma_1 = \frac{\Gamma_2 + \Gamma_3 + \Gamma_2\Gamma_3}{4 - \Gamma_2\Gamma_3} \tag{4.62}$$

Durch die Dreieck-Stern-Transformation erhält man die Schaltung nach Abbildung 4.34.

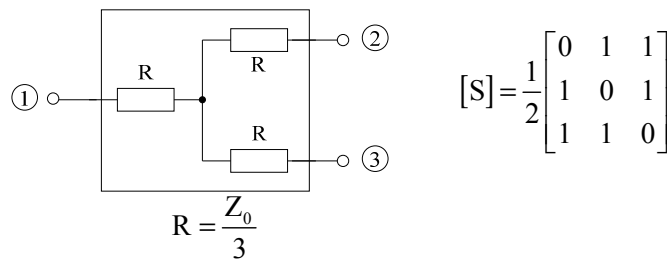


Abbildung 4.34: Resistiver Leistungsteiler in Sternschaltung mit Anpassung an allen Toren

Bei diesen Leistungsteilern beträgt die Entkopplung zwischen Tor 2 und 3 nur 6 dB.

Für Anwendungen bei hohen Leistungen, z.B. die Aufteilung einer Senderleistung auf zwei Antennen, können auch Leistungsteiler mit $\lambda/4$ -Leitungen gemäss Abbildung 4.35 und Abbildung 4.36 verwendet werden.

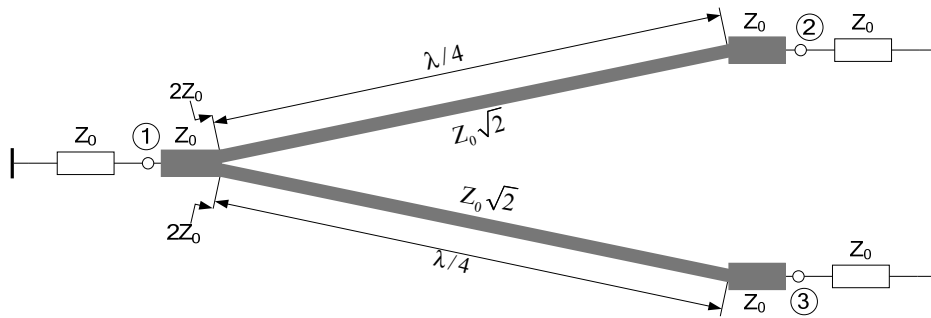


Abbildung 4.35: Leistungsteiler mit 2 $\lambda/4$ -Transformatoren

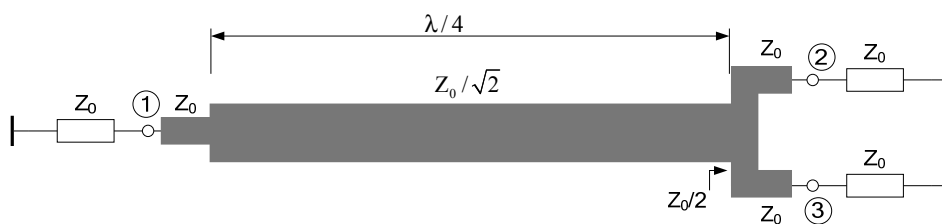


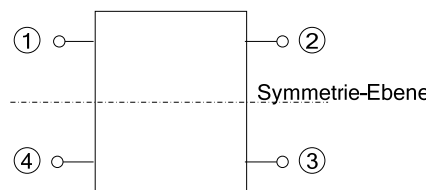
Abbildung 4.36: Leistungsteiler mit einem $\lambda/4$ -Transformator

4.3.3 Analysemethoden für Richtkoppler

Grundsätzlich kann die Analyse mit Hilfe von Ersatzschaltbildern und ausgehend von den Telegraphengleichungen mit der Maschen-Knoten-Methode nach Kirchhoff erfolgen. Diese Methode erfordert einen sehr hohen algebraischen Aufwand und kann nur mit grosser Disziplin überhaupt bewältigt werden. Ein Beispiel dieser Methode ist für die gekoppelte Leitung in Lit. [3] zu finden.

Vielfach weisen Richtkoppler eine oder mehrere Symmetrien auf, so dass die Analyse wesentlich vereinfacht werden kann. Lineare Mehrpole können dann mit der Methode der Gleich- und Gegentaktwellen (engl.: Even- and Odd-Mode) und dem Superpositionsprinzip analysiert werden. Die Schaltung wird dabei entsprechend ihrer Symmetrieebenen in Teilschaltungen aufgegliedert und die einzelnen Teilschaltungen mit Gleich- und Gegentaktwellen angeregt. So können für die einzelnen Teilschaltungen die Analysen vorgenommen werden und nachher die Gleich- und Gegentakt-Resultate überlagert werden. Der Lösungsweg wird sehr einfach, wenn für die einzelnen Teilschaltungen mit Hilfe der Zweitortheorie und Umwandlung in S-Parameter die Even-Mode- und Odd-Mode-S-Matrizen aufgestellt werden können.

Für einen Viertor ergeben sich folgende einfache Beziehungen für die Überlagerung:



$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{S_{11e} + S_{11o}}{2} \\
 S_{12} &= \frac{S_{21e} + S_{21o}}{2} \\
 S_{13} &= \frac{S_{21e} - S_{21o}}{2} \\
 S_{14} &= \frac{S_{11e} - S_{11o}}{2}
 \end{aligned} \tag{4.63}$$

Abbildung 4.37: 4-Tor mit Symmetrieebene

Die Indizes bedeuten: e: Even-Mode o: Odd-Mode

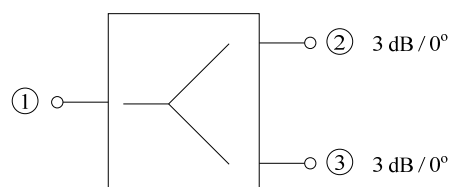
Die restlichen S-Parameter lassen sich aus den Symmetrien bestimmen.

Diese Methode wird im Folgenden am Beispiel des Wilkinson-Leistungsteilers und des Branch-Line-Kopplers gezeigt.

4.3.4 Wilkinson Leistungsteiler

Der Wilkinson Leistungsteiler hat gegenüber der Widerstands-Leistungsteilern den Vorteil der Verlustlosigkeit (abgesehen von den kleinen Leitungsverlusten) und der Entkopplung der Ausgänge voneinander.

Wird Tor 1 eine Leistung zugeführt, wird sie gleichmässig und mit gleicher Phase auf Tor 2 und Tor 3 aufgeteilt.



$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

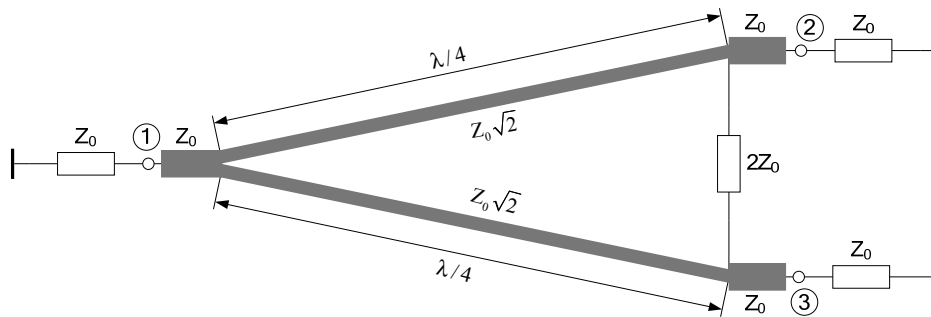
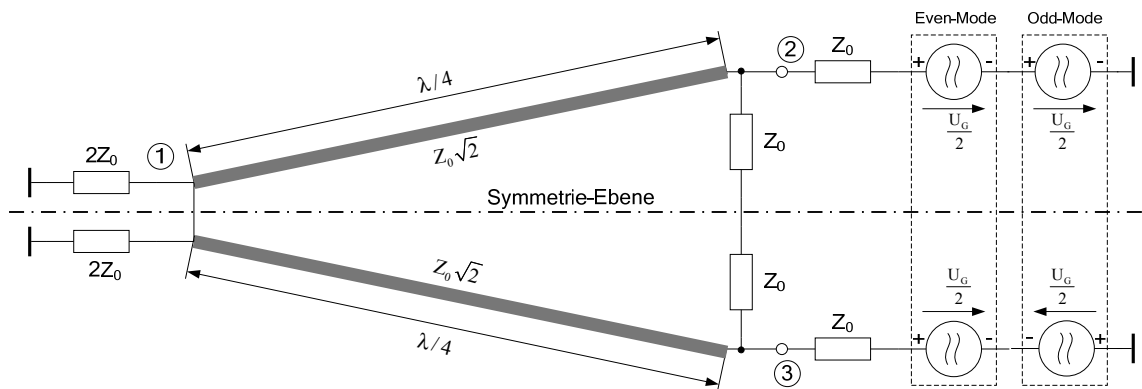


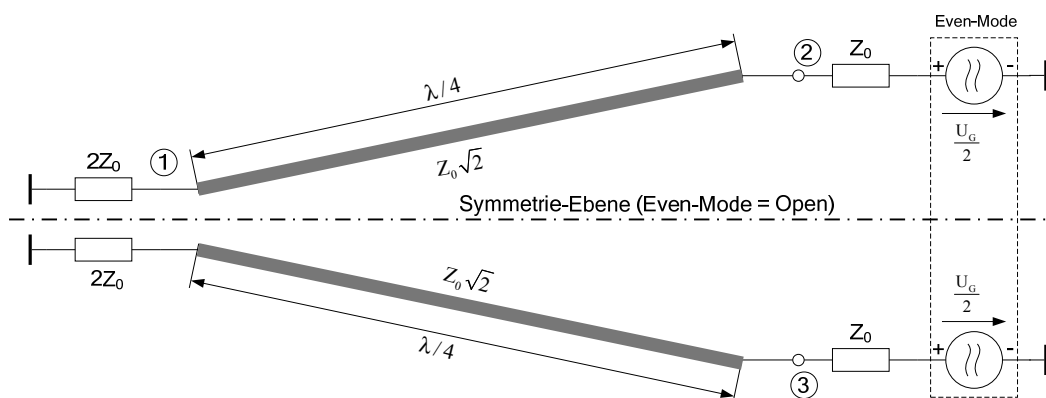
Abbildung 4.38: Wilkinson Leistungsteiler

Für die Analyse wählen wir die Even- und Odd-Mode-Methode.



Even Mode:

Im Even-Mode sind die Signale an Tor 2 und Tor 3 gleichphasig, so dass der Widerstand zwischen den beiden Toren stromlos ist. Ebenso ist die Verbindung der beiden Leitungen an Tor 1 stromlos. Damit erhalten wir untenstehendes Schaltbild.



Die Impedanz die in Tor 2 in die Leitung gesehen wird, ist die Impedanz eines $\lambda/4$ -Transformators mit der Leitungsimpedanz $\sqrt{2}Z_0$ und der Lastimpedanz $2Z_0$:

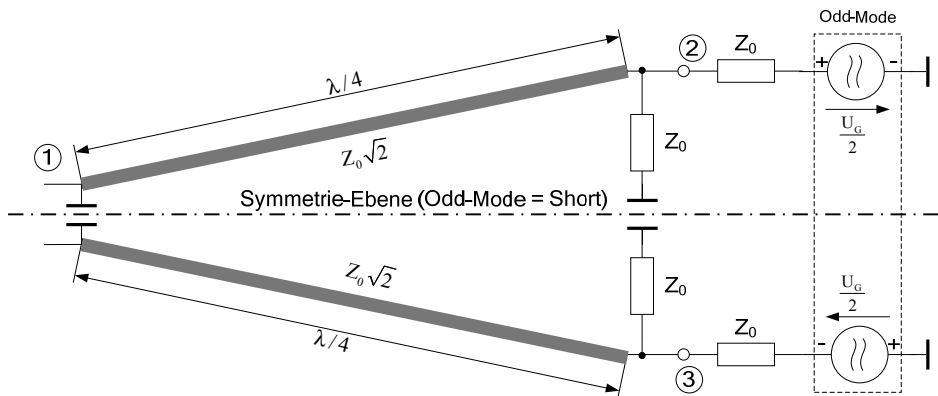
$$Z_2 = \frac{(\sqrt{2}Z_0)^2}{2Z_0} = Z_0$$

Tor 2 ist also perfekt angepasst und damit

$$S_{22e} = 0 \text{ und aus der Symmetrie } S_{33e} = 0$$

Weiter wird damit die Spannung an Tor 2 $U_{2e} = U_G/4$. Die Spannung an Tor 1 wird mit Hilfe der Leitungstheorie bestimmt: $U_{1e} = \frac{-j\sqrt{2}}{4} U_G$

Im Odd-Mode sind die Signale an Tor 2 und Tor 3 gegenphasig und auf der Symmetrieebene ist das Potential Null.



Die am Ende kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung stellt an Tor 2 einen Leerlauf dar. Damit sieht man in Tor 2 hinein Z_0 und deshalb ist

$$S_{22o} = 0 \text{ und aus der Symmetrie } S_{33o} = 0$$

Weiter wird damit die Spannung an Tor 2 $U_{2o} = U_G/4$. Die Spannung an Tor 1 ist Null.

Die Gesamtspannung an Tor 1 und 2 ist die Addition der Even- und Odd-Mode-Spannungen. Damit kann S_{12} berechnet werden

$$S_{12} = S_{13} = S_{21} = S_{31} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{U_{1e} + U_{1o}}{U_{2e} + U_{2o}} = \frac{-j}{\sqrt{2}}$$

S_{22} ist im Even- und im Odd-Mode Null, also muß gelten

$$S_{22} = S_{33} = 0$$

Für die Bestimmung von S_{11} speisen wir an Tor 1. An Tor 2 und 3 liegt dann das gleiche Potential und damit fließt kein Strom durch den Widerstand zwischen diesen Toren. Die $\lambda/4$ -

Leitungen transformieren die Lastimpedanzen Z_0 an Tor 2 und 3 auf $2Z_0$. Durch die Parallelschaltung der beiden Leitungen erhält man wieder Z_0 und dadurch Anpassung an Tor 1.

$$S_{11} = 0$$

Die gesamten S-Parameter sind jetzt bestimmt:

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & j \\ j & 0 & 0 \\ j & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4.3.5 Branch-Line-Koppler

Dieser Koppler wird auch Quadratur- oder 90° -Hybrid genannt. Er kann besonders einfach in Microstrip-Technik realisiert werden. Seine Bandbreite ist begrenzt auf ca. 10 bis 20%. Grössere Bandbreiten bis zu einer Dekade können durch Kaskadierung mehrerer Sektionen erreicht werden.

Eine dem Tor 1 zugeführte Leistung wird mit gleicher Amplitude auf Tor 2 und Tor 3 gekoppelt. Tor 4 ist isoliert gegenüber Tor 1. Ebenso sind Tor 2 und Tor 3 voneinander isoliert. Von Tor 1 bis Tor 2 ist eine Phasendrehung von -90° , von Tor 1 auf Tor 3 beträgt die Phasendrehung -180° , so dass zwischen Tor 2 und Tor 3 eine Phasendifferenz von -90° vorhanden ist.

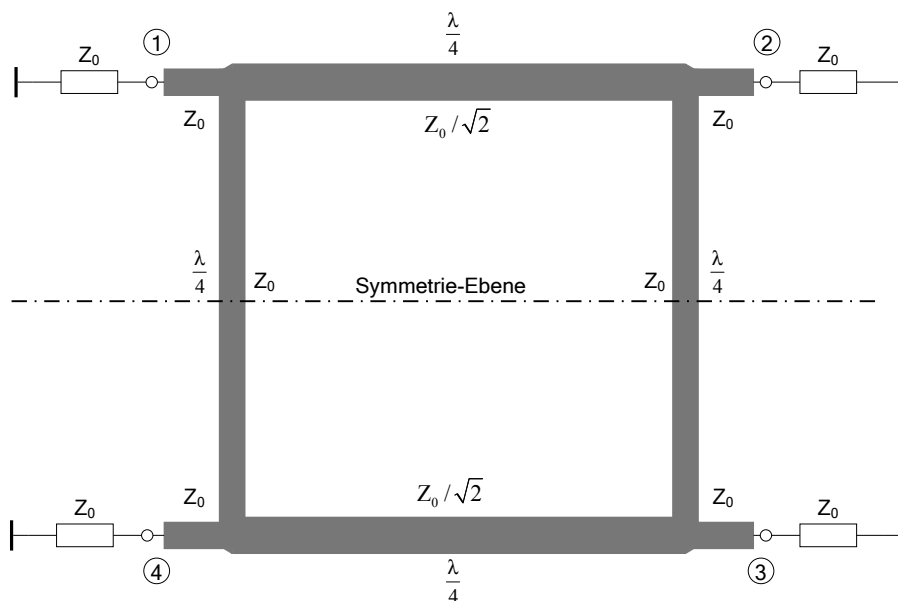
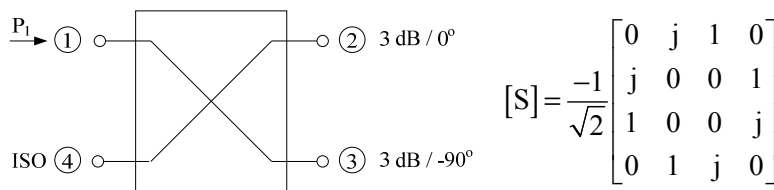
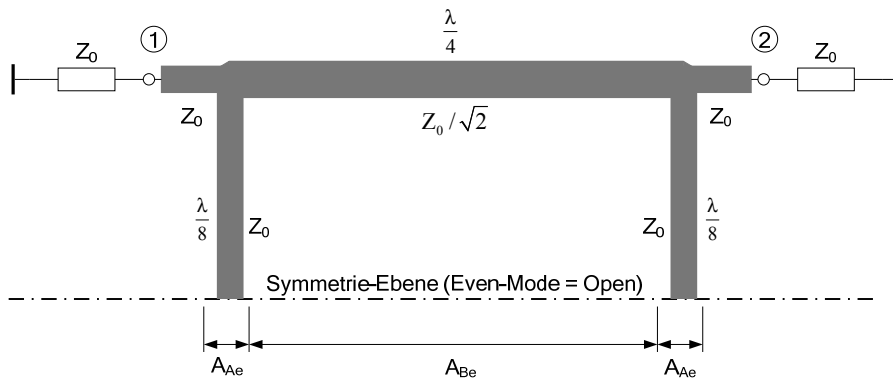


Abbildung 4.39: Branch-Line-Koppler

Für die Analyse mit der Even- und Odd-Mode-Methode wählen wir eine Kaskadierung von drei Zweitoren und beschreiben die Zweitoren mit A-Parametern. Nach der Bildung der Gesamtmatrizen für den Even- und den Odd-Mode, wandeln wir diese A-Parameter in S-Parameter um und nehmen die Überlagerung des Even- und Odd-Mode gemäss Abbildung 4.37 vor.

Even Mode:

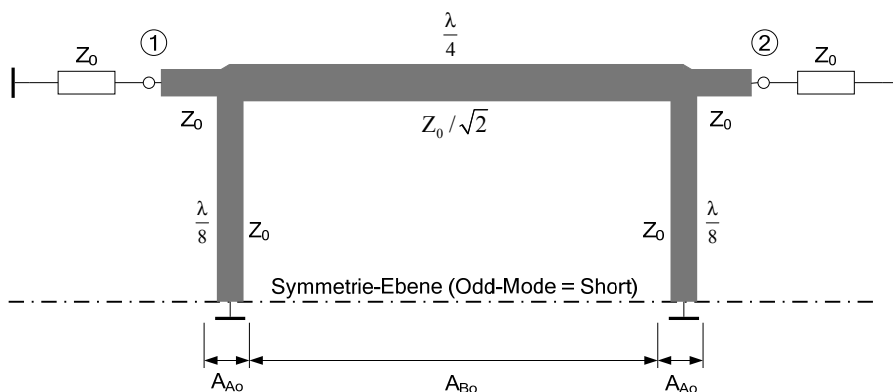


$$A_{Ac} = \text{Stub open} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j \tan \beta \ell}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}_{\ell=\lambda/8}$$

$$A_B = \text{Leitung} = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell & \frac{j Z_0 \sin \beta \ell}{\sqrt{2}} \\ \frac{j \sqrt{2} \sin \beta \ell}{Z_0} & \cos \beta \ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{j Z_0}{\sqrt{2}} \\ \frac{j \sqrt{2}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix}_{\ell=\lambda/4}$$

$$A_e = A_{Ac} \cdot A_B \cdot A_{Ac} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{j Z_0}{\sqrt{2}} \\ \frac{j \sqrt{2}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j Z_0 \\ \frac{j}{Z_0} & -1 \end{bmatrix}$$

Odd-Mode:



$$A_{A_o} = \text{Stub short} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\cot \beta \ell}{jZ_0} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}_{\ell=\lambda/8}$$

$$A_B = \text{Leitung} = \begin{bmatrix} \cos \beta \ell & \frac{jZ_0 \sin \beta \ell}{\sqrt{2}} \\ \frac{j\sqrt{2} \sin \beta \ell}{Z_0} & \cos \beta \ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{jZ_0}{\sqrt{2}} \\ \frac{j\sqrt{2}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix}_{\ell=\lambda/4}$$

$$A_o = A_{A_o} \cdot A_B \cdot A_{A_o} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & \frac{jZ_0}{\sqrt{2}} \\ \frac{j\sqrt{2}}{Z_0} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & jZ_0 \\ \frac{j}{Z_0} & 1 \end{bmatrix}$$

Umwandlung der A-Parameter in S-Parameter:

$$\text{Mit } S_{11} = \frac{A_{11} - A_{22} + A_{12}Y_0 - A_{21}Z_0}{A_{11} + A_{22} + A_{12}Y_0 + A_{21}Z_0}$$

$$S_{21} = \frac{2}{A_{11} + A_{22} + A_{12}Y_0 + A_{21}Z_0}$$

und der Symmetrie $S_{11} = S_{22}$ und $S_{12} = S_{21}$ erhält man

$$S_e = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{\sqrt{2}}(1+j) \\ \frac{-1}{\sqrt{2}}(1+j) & 0 \end{bmatrix}$$

$$S_o = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j) \\ \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j) & 0 \end{bmatrix}$$

Die Überlagerung gemäss Abbildung 4.37 ergibt

$$S_{11} = \frac{S_{11e} + S_{11o}}{2} = 0 \quad S_{31} = \frac{S_{21e} - S_{21o}}{2} = \frac{-1}{\sqrt{2}}$$

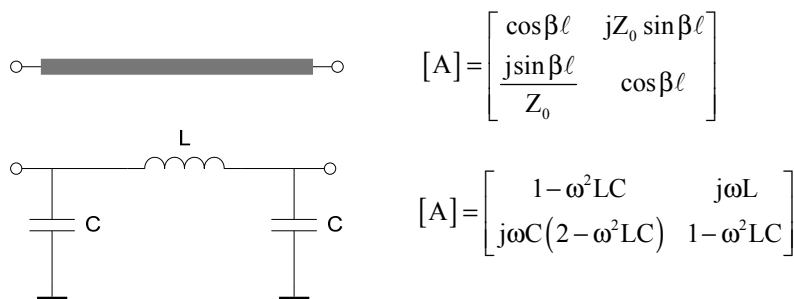
$$S_{21} = \frac{S_{21e} + S_{21o}}{2} = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad S_{41} = \frac{S_{11e} - S_{11o}}{2} = 0$$

Damit können wir mit den weiteren Symmetrien die komplette S-Matrix ergänzen:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

Für tiefe Frequenzen bei denen die $\lambda/4$ -Leitungen zu lange werden, oder in integrierten Schaltungen, in denen Leitungen zu viel Platz beanspruchen, kann der Koppler auch mit konzentrierten Elementen realisiert werden. Die Leitungen werden durch Pi- oder T-Netzwerke mit gleichen Eigenschaften ersetzt.

Die Elemente können bestimmt werden, indem die A-Parameter der Leitung den A-Parametern des Pi- oder T-Netzwerkes gleichgesetzt werden.



Durch Gleichsetzen der Matrizenelemente erhält man

$$L = \frac{Z_0 \sin \beta \ell}{\omega} = \frac{Z_0}{\omega} \Big|_{\ell=\lambda/4} \quad (4.65)$$

$$C = \frac{1}{\omega Z_0} \sqrt{\frac{1 - \cos \beta \ell}{1 + \cos \beta \ell}} = \frac{1}{\omega Z_0} \Big|_{\ell=\lambda/4}$$

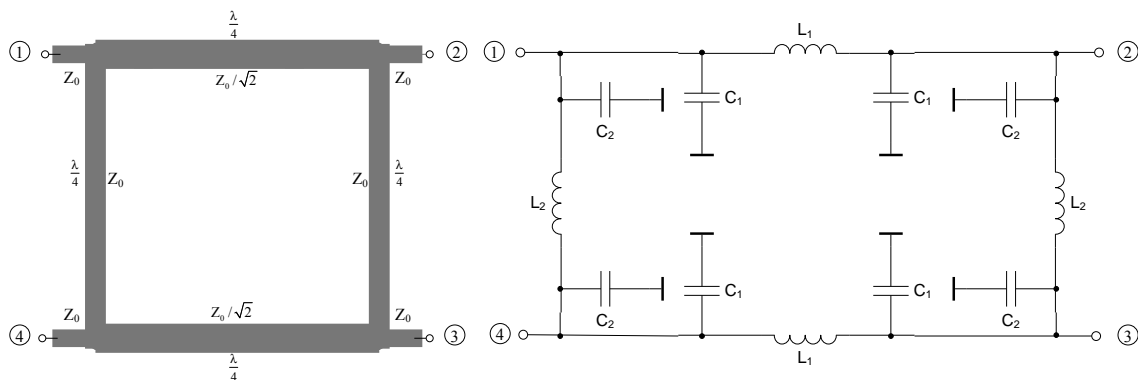


Abbildung 4.40: Branch-Line-Koppler mit konzentrierten Elementen

$$C_1 = \frac{\sqrt{2}}{\omega Z_0} \quad C_2 = \frac{1}{\omega Z_0} \quad L_1 = \frac{Z_0}{\omega \sqrt{2}} \quad L_2 = \frac{Z_0}{\omega} \quad (4.66)$$

Soll die Bandbreite des Branch-Line-Kopplers vergrößert werden, kann dies durch Kaskadierung erfolgen.

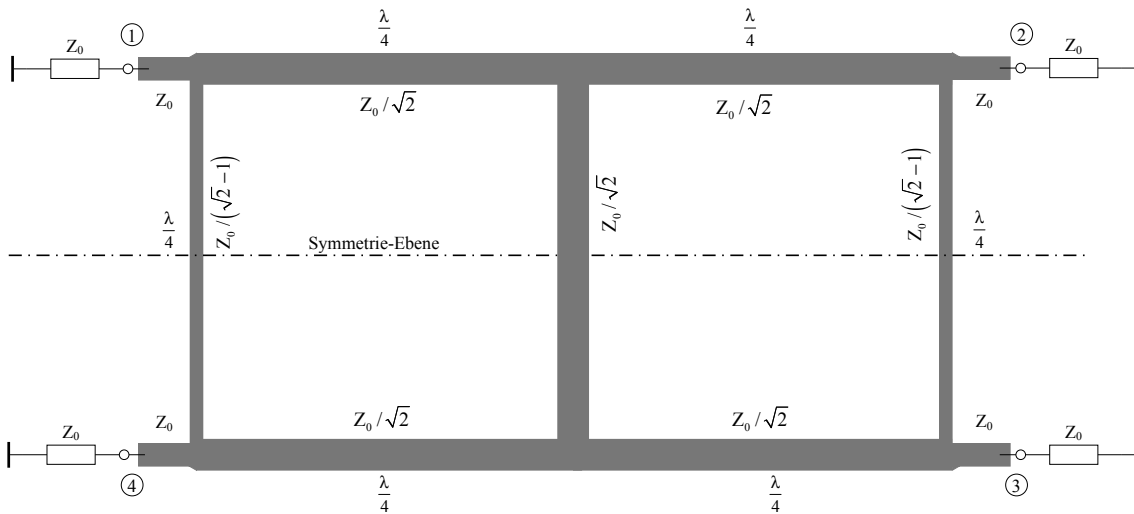
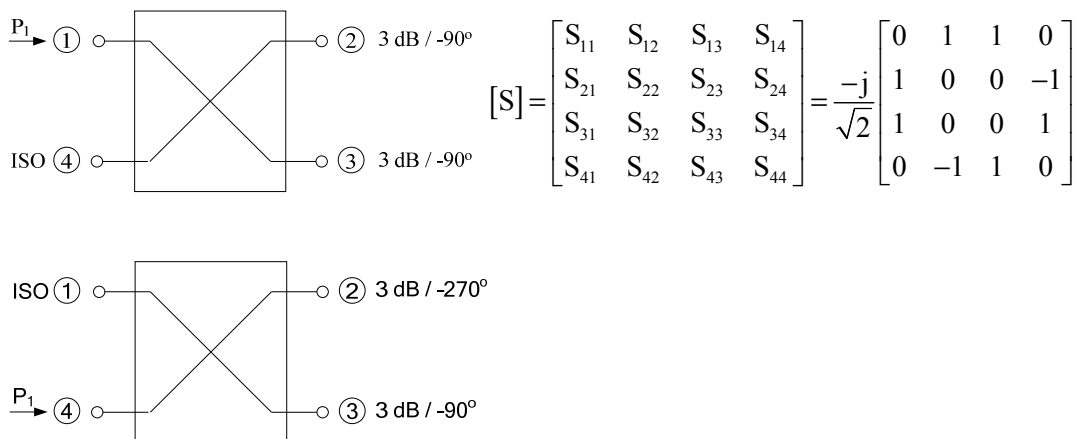


Abbildung 4.41: Zweistufiger Branch-Line-Koppler

4.3.6 Ring-Hybrid oder Rat-Race-Koppler



Der Ring-Hybrid kann je nach Beschaltung als Inphase- (0° Phasenverschiebung zwischen den Ausgängen) oder Outphase (180° Phasenverschiebung zwischen den Ausgängen)-3dB-Koppler verwendet werden. Abbildung 4.42 zeigt die verschiedenen Beschaltungsmöglichkeiten für ein Eingangssignal.

Signal Eingang	Ausgänge			
	1	2	3	4
1	--	1/-90°	1/-90°	0
2	1/-90°	--	0	1/-270°
3	1/-90°	0	--	1/-90°
4	0	1/-270°	1/-90°	--

Abbildung 4.42: Beschaltungsmöglichkeiten des Ring-Hybrides

Werden zwei Signale an die Tore 2 und 3 gelegt, erscheint an Tor 1 die Summe und an Tor 4 die Differenz der beiden Signale.

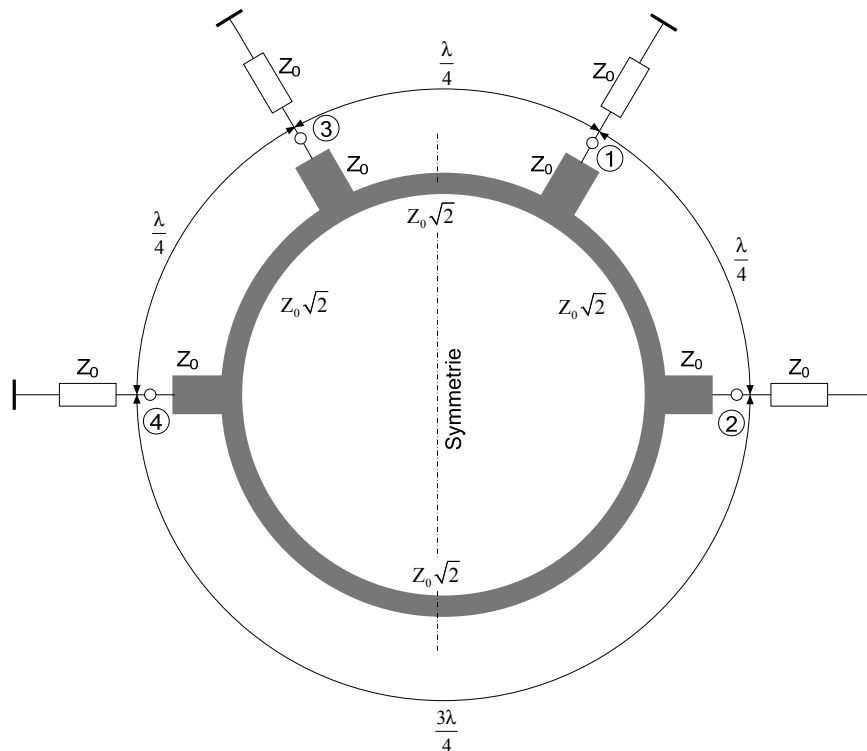
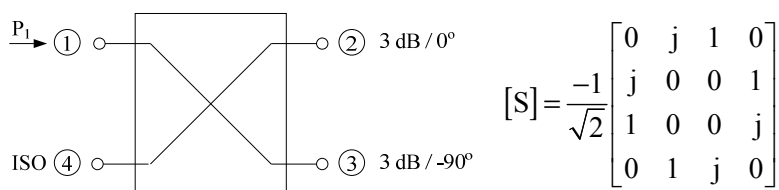


Abbildung 4.43: Ring-Hybrid

4.3.7 Richtkoppler mit gekoppelten Leitungen



Richtkoppler mit gekoppelten Leitungen arbeiten mit elektromagnetischer Kopplung zwischen den beiden Leitern. Prinzipiell kann dieser Vorgang mit einem vereinfachten Ersatzschaltbild dargestellt werden.

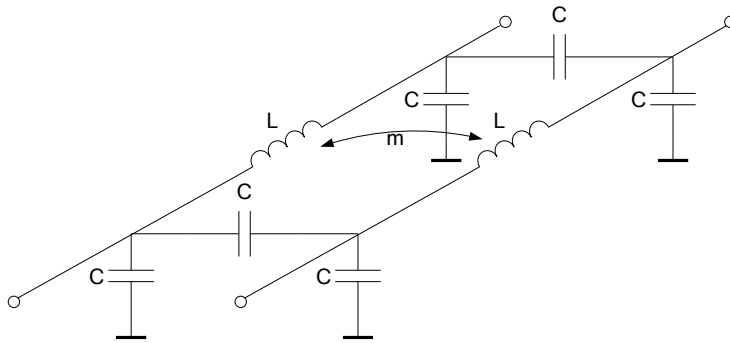


Abbildung 4.44: Ersatzschaltbild für gekoppelte Leitungen

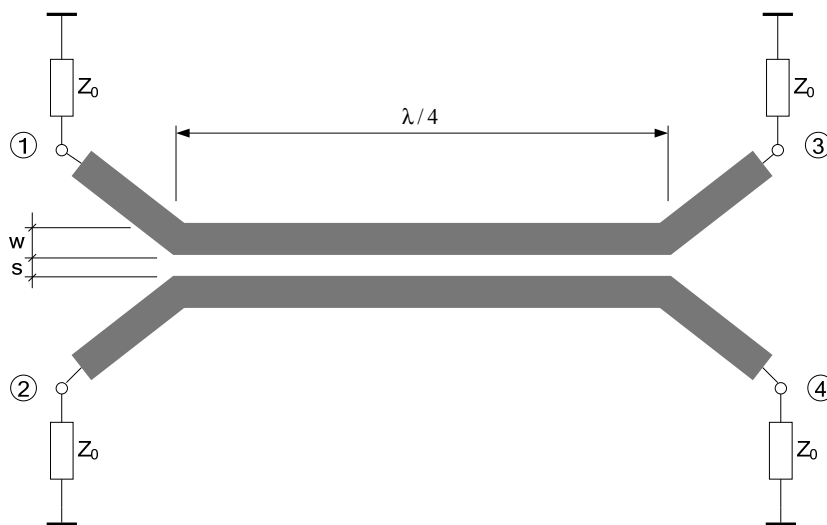


Abbildung 4.45: Richtkoppler mit gekoppelten Leitungen in Microstrip-Technik

In planarer Leitungstechnik sind diese Koppler besonders einfach zu realisieren. In Microstriptechnik mit seitlich gekoppelten Leitungen sind mit $\lambda/4$ -Leitungen nur Kopplungen von $> \text{ca. } 6 \text{ dB}$ zu realisieren, da der Leiterabstand s nicht beliebig klein gemacht werden kann. Zudem ist die Ausbreitung nur quasi TEM, d.h. für Even- und Odd-Mode herrschen leicht verschiedene Bedingungen. Details siehe Lit. [4,6,8].

Dimensionierungsgleichungen:

$$\begin{aligned}
 Z_0^2 &= Z_{0e} Z_{0o} & \theta &= \pi/2 \quad (\ell = \lambda/4) \\
 C &= \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} & C_{\text{dB}} &= -20 \log C \\
 Z_{0e} &= Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} & Z_{0o} &= Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}}
 \end{aligned} \tag{4.67}$$

Frequenzgang der Kopplung:

$$C(\beta\ell) = \frac{jC \sin\beta\ell}{\sqrt{1 - C^2 \cos\beta\ell + j \sin\beta\ell}} \quad (4.68)$$

Für die Dimensionierung werden normalerweise aus gegebener Kopplung C die Even- und Odd-Impedanzen Z_{0e} und Z_{0o} berechnet und anschliessend aus publizierten Graphen, oder mit Hilfe von CAE-Software die mechanischen Abmessungen für gegebene Substrate berechnet.

Sollen engere Kopplungen als ca. 6 dB erreicht werden, ist eventuell ein anderer Aufbau mit breitseitig gekoppelten Leitungen, eine Kaskadierung oder ein Mehrleiterkoppler nach Länge zu wählen.

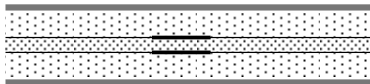
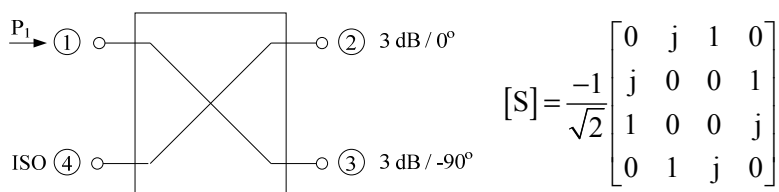


Abbildung 4.46: Breitseitig gekoppelte Leitung in Strip-Line-Technik

4.3.8 Lange-Koppler



Durch die Parallelschaltung mehrerer ineinander verschachtelten Leitungen kann eine engere Kopplung erreicht werden. Nach dem Erfinder dieser Struktur wird er Lange-Koppler genannt. Die Dimensionierung kann mit vernünftigen Aufwand nur mit Hilfe von CAE-Software vorgenommen werden. Bei fast allen Mikrowellen CAE-Werkzeugen gehören verschiedene Modelle von Lange-Kopplern zur Standardausrüstung.

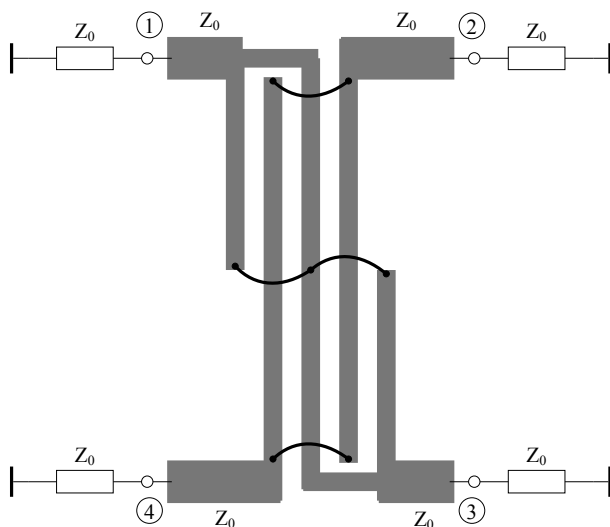


Abbildung 4.47: Lange-Koppler mit vier Fingern

4.3.9 Anwendungen

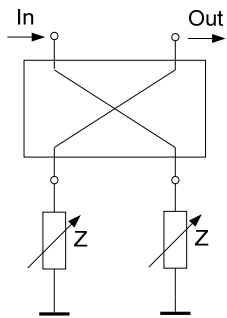


Abbildung 4.48: Phasenschieber

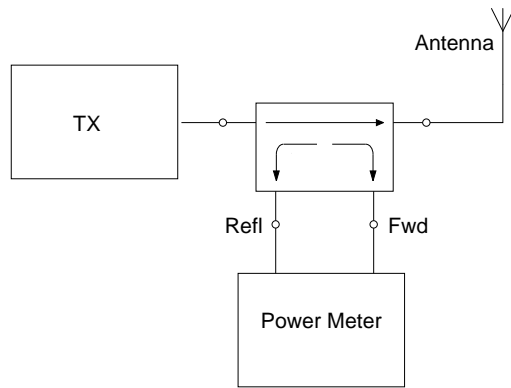


Abbildung 4.49: Leistungsmessung

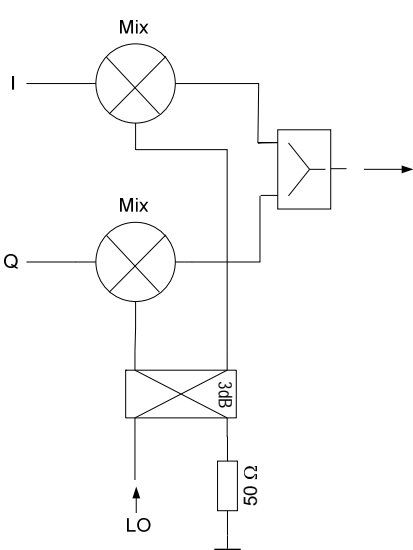


Abbildung 4.50: IQ-Modulator

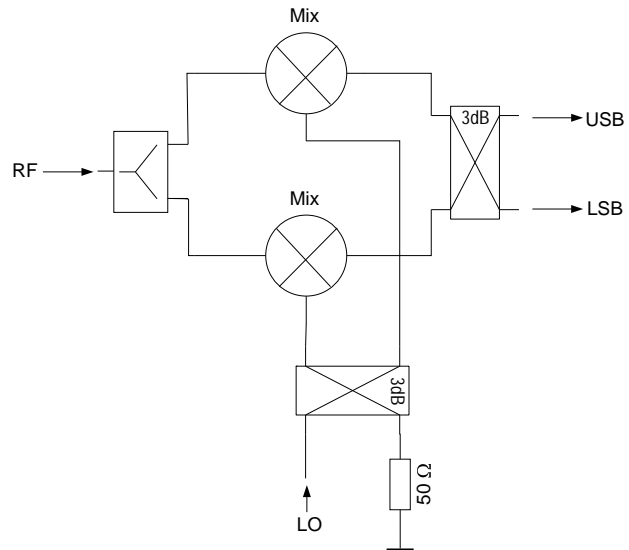


Abbildung 4.51: Image Rejection Mixer

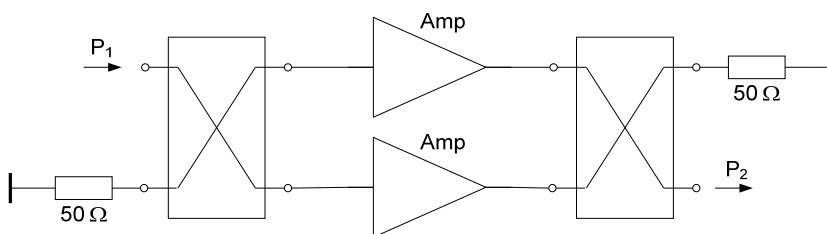


Abbildung 4.52: Parallelschaltung von Verstärkern

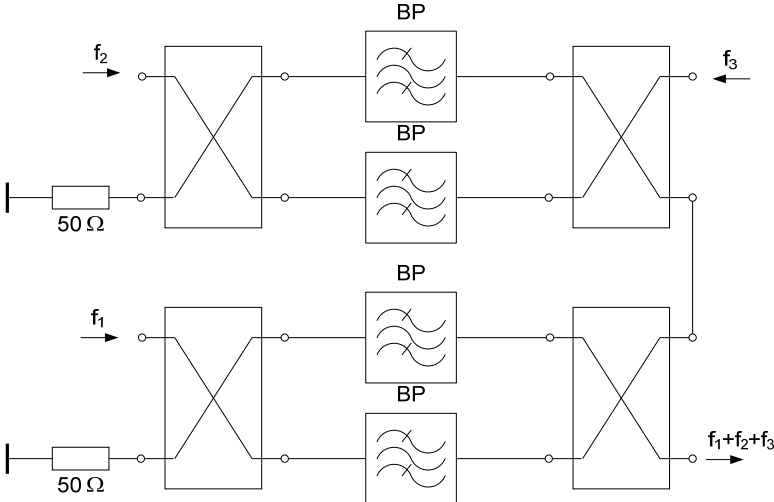


Abbildung 4.53: Zusammenschaltung von 3 Frequenzen (Triplexer)

4.4 Dämpfungsglieder

Dämpfungsglieder (Pads) sind lineare, reziproke, zumeist passive Zweitore, die die Leistung eines hochfrequenten Eingangssignals herabsetzen. Die Dämpfung a wird im logarithmischen Mass angegeben und ist definiert für angepasste Abschlüsse an beiden Toren:

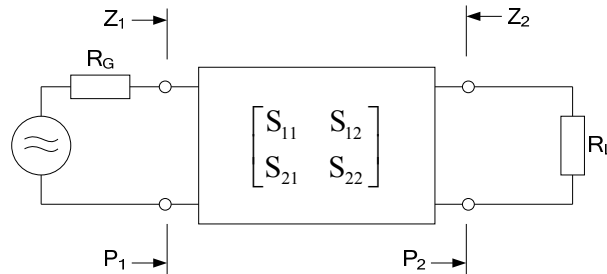


Abbildung 4.54: Dämpfungsglied als Zweitor

$$a[\text{dB}] = 10 \log \frac{P_1}{P_2} = 10 \log D = -20 \log |S_{21}|$$

$$\text{für } R_G = Z_1 \text{ und } R_L = Z_2 \quad (4.69)$$

$$D = \frac{P_1}{P_2}$$

für Z_1 nicht gleich Z_2 gilt:

$$D_{\min} = \frac{2Z_1}{Z_2} - 1 + 2 \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} \left(\frac{Z_1}{Z_2} - 1 \right)} \quad (4.70)$$

Weil diese Netzwerke für unterschiedliche Z_1 und Z_2 dimensioniert werden können, werden sie vielfach auch zur Impedanzanpassung verwendet.

Normalerweise werden die Dämpfungsglieder absorbierend gebaut, d.h. die Herabsetzung der Eingangsleistung geschieht durch Umsetzung in Wärme im Innern des Bauelements.

Reflektierende Dämpfungsglieder, bei denen ein Teil der Eingangsleistung am Eingang reflektiert wird, und für die die obigen Gleichungen ungültig sind, seien hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt. Sie gelangen eher selten zur Anwendung.

Absorbierende Dämpfungsglieder ohne Reflexion ($S_{11} = S_{22} = 0$) sind in der Hochfrequenztechnik universell einsetzbar.

In vielen Anwendungen werden die dämpfungsbestimmenden Widerstände durch PIN-Dioden ersetzt, so dass ein mit einer Spannung einstellbares Dämpfungsglied entsteht.

Wesentliche Kenngrössen der Dämpfungsglieder sind:

- Sollwert der Dämpfung
- maximaler Eingangsreflexionsfaktor
- Frequenzbereich
- maximale Abweichung der Dämpfung vom Sollwert
- Frequenzgang der Dämpfung
- maximale Eingangsleistung
- Steckertyp

4.4.1 PI-Glied

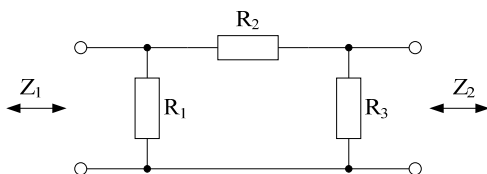


Abbildung 4.55: PI-Glied

Für unsymmetrische PI-Glieder gemäss Abbildung 4.55 gelten bei $Z_1 > Z_2$ folgende Gleichungen:

$$R_1 = \frac{(D-1)Z_1\sqrt{Z_2}}{(D+1)\sqrt{Z_2} - 2\sqrt{DZ_1}} \quad R_2 = \frac{D-1}{2} \sqrt{\frac{Z_1Z_2}{D}}$$

$$R_3 = \frac{(D-1)Z_2\sqrt{Z_1}}{(D+1)\sqrt{Z_1} - 2\sqrt{DZ_2}} \quad (4.71)$$

und für $Z_1 = Z_2$:

$$R_1 = R_3 = Z_1 \frac{\sqrt{D} + 1}{\sqrt{D} - 1} \quad R_2 = \frac{Z_1(D-1)}{2\sqrt{D}} \quad (4.72)$$

4.4.2 T-Glied

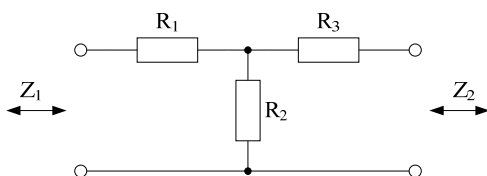


Abbildung 4.56: T-Glied

Für unsymmetrische T-Glieder gemäss Abbildung 4.56 gelten bei $Z_1 > Z_2$ folgende Gleichungen:

$$R_1 = \frac{Z_1(D+1) - 2\sqrt{DZ_1Z_2}}{D-1} \quad R_2 = \frac{2 \cdot \sqrt{D \cdot Z_1Z_2}}{D-1}$$

$$R_3 = \frac{Z_2(D+1) - 2\sqrt{DZ_1Z_2}}{D-1} \tag{4.73}$$

und für $Z_1 = Z_2$:

$$R_1 = R_3 = Z_1 \frac{\sqrt{D}-1}{\sqrt{D}+1} \quad R_2 = \frac{2Z_1\sqrt{D}}{D-1} \tag{4.74}$$

4.4.3 Minimum Loss Pad (MLP)

Der MLP wird häufig zur breitbandigen Impedanzanpassung in Messeinrichtungen verwendet.

Wenn D_{\min} verwendet werden soll, so wird beim T-Glied $R_1 = 0$ und beim PI-Glied $R_3 = \infty$.

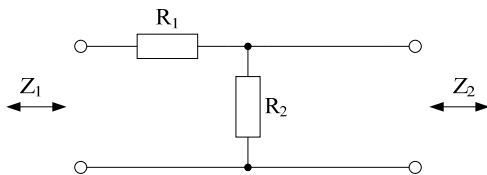


Abbildung 4.57: Minimum Loss Pad

Für $Z_1 > Z_2$:

$$R_1 = Z_1 \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}} \quad R_2 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}} \quad D = \left(\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} - 1} \right)^2 \tag{4.75}$$

4.4.4 Überbrücktes T-Glied

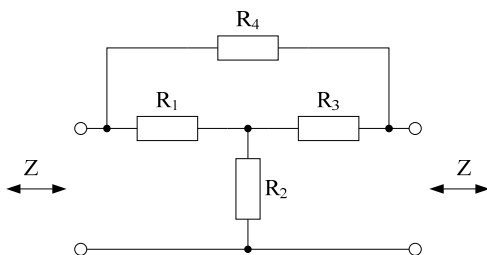


Abbildung 4.58: Überbrücktes T-Glied

$$R_1 = R_2 = Z \quad R_4 = Z(\sqrt{D}-1) \quad R_3 = \frac{Z}{\sqrt{D}-1} \tag{4.76}$$

4.5 Mikrostrip-Filter

Bei Frequenzen über einige 100 MHz ist die Realisation von LC-Filtern auf Grund der kleinen Elementwerte meist nicht möglich. Durch Transformation der konzentrierten Elemente in verteilte Elemente (Leitungen) können die Filter mit Mikrostrips realisiert werden. Allerdings ist dann zu beachten, dass Leitungen ein periodisches Verhalten über die Frequenz aufweisen und damit auch die Filtercharakteristiken ein periodisches Verhalten aufweisen. Diese Eigenschaft wirkt sich zum Beispiel bei einem Tiefpass so aus, dass im Sperrbereich die Dämpfung ab einer bestimmten Frequenz wieder abnimmt und in einen weiteren Durchlassbereich übergeht (Abbildung 4.59).

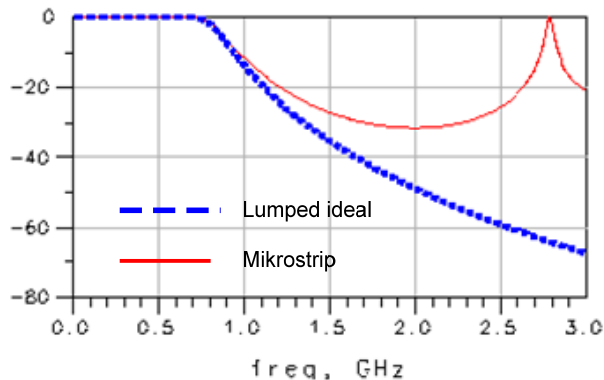


Abbildung 4.59: Amplitudengang des LC-Filters mit idealen Elementen und des Mikrostripfilters

Die Dimensionierung von Mikrostrip-Filtern beginnt mit der exakten Synthese des normierten Tiefpasses mit den normierten Filterelemente (g_0 bis g_{n+1}) und anschließender Impedanz- und Frequenztransformation zu den idealen L- und C-Elementen. Die idealen L und C werden anschliessend in Mikrostrip-Leitungsstücke transformiert. Für diese Transformation können mit vernünftigem analytischem Aufwand nur Approximationen verwendet werden. Die endgültige Lösung mit Berücksichtigung aller Diskontinuitäten erfolgt im CAE-Simulator. Der prizielle Entwurfsablauf ist in Abbildung 4.60 dargestellt.

4.5.1 Synthese des normierten Tiefpasses

Die Filtertheorie ist nicht Bestandteil dieses Kurses und es werden nur die Definitionen und die Resultate der Synthese beidseitig abgeschlossener Butterworth- und Chebyshev-Filter wiederholt.

In der Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik werden zum Teil leicht andere Begriffe und Definitionen verwendet als in der Aktivfiltertechnik.

Filteranwendungen

- Unterdrückung unerwünschter Frequenzen
- Ausfilterung erwünschter Frequenzen
- Trennung oder Summierung verschiedener Frequenzen
- Impulsformung
- Impedanzanpassung

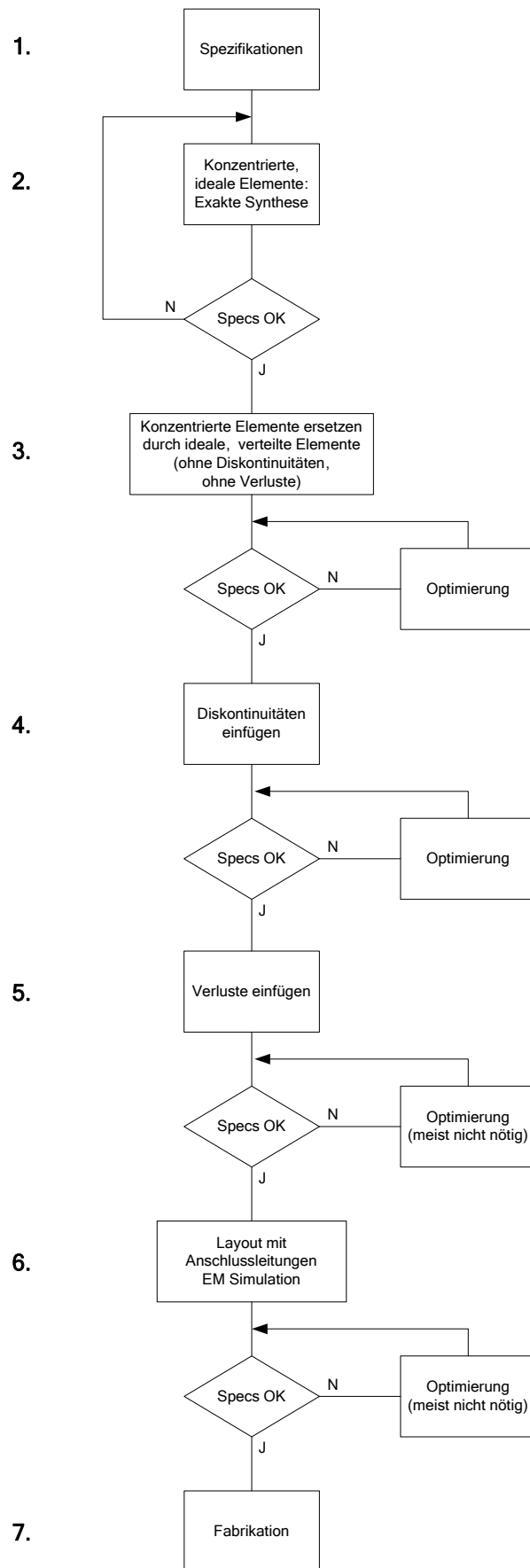


Abbildung 4.60: Designablauf für passive, planare Filter

Filtertypen

- **Tiefpass TP** (Lowpass LP)

Ein idealer Tiefpass weist folgende Dämpfungsfunktion auf

$$A(\omega)/\text{dB} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega \leq \omega_c \\ \infty & \omega_c < \omega \leq \infty \end{cases}$$

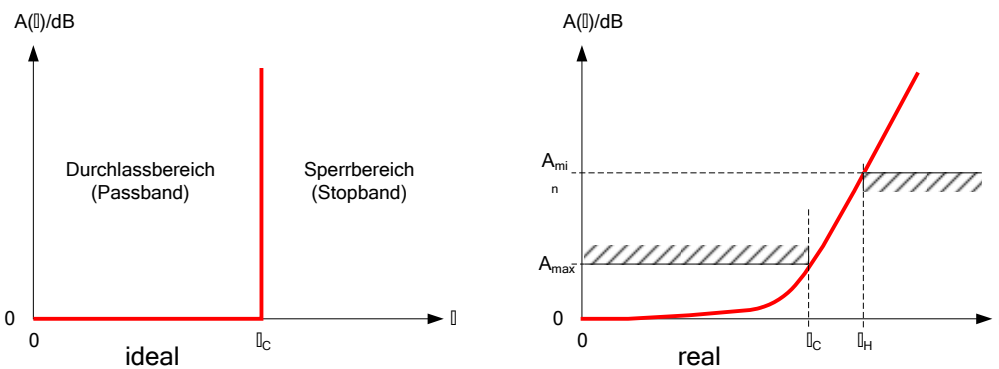


Abbildung 4.61: Dämpfungsfunktion des Tiefpassfilters

Reale Filter haben keinen so idealen Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich.

Der Frequenzbereich von $0 \leq \omega \leq \omega_c$ heisst **Durchlassbereich DB** (Passband)

Der Frequenzbereich von $\omega_H \leq \omega \leq \infty$ heisst **Sperrbereich SB** (Stopband)

Der Frequenzbereich von $\omega_c \leq \omega \leq \omega_H$ heisst **Übergangsbereich ÜB** (Transition)

ω_H ist eine für jede Applikation zu spezifizierende Frequenz oberhalb ω_c .

- **Hochpass HP** (Highpass HP)

Ein idealer Hochpass weist folgende Dämpfungsfunktion auf

$$A(\omega)/\text{dB} = \begin{cases} \infty & 0 \leq \omega \leq \omega_c \\ 0 & \omega_c < \omega \leq \infty \end{cases}$$

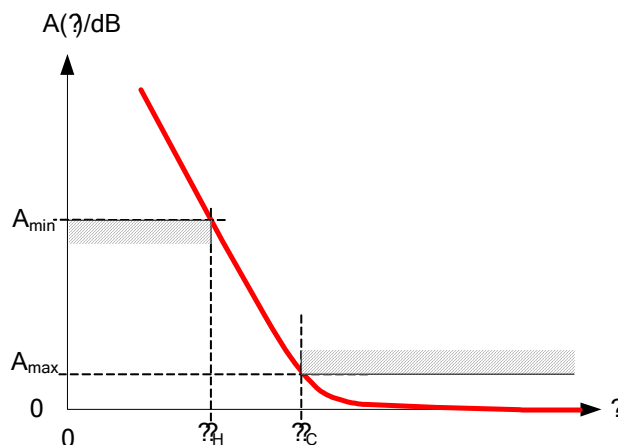


Abbildung 4.62: Dämpfungsfunktion des Hochpassfilters

- **Bandpass BP** (Bandpass BP)

Ein idealer Bandpass weist folgende Dämpfungsfunktion auf

$$A(\omega)/\text{dB} = \begin{cases} \infty & 0 \leq \omega < \omega_a \\ 0 & \omega_a \leq \omega \leq \omega_b \\ \infty & \omega_b < \omega \leq \infty \end{cases}$$

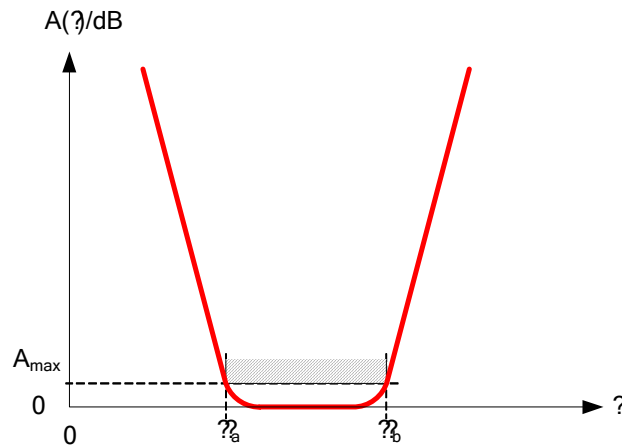


Abbildung 4.63: Dämpfungsfunktion des Bandpassfilters

- **Bandsperr** (Bandstop BS)

Eine ideale Bandsperr weist folgende Dämpfungsfunktion auf

$$A(\omega)/\text{dB} = \begin{cases} 0 & 0 \leq \omega < \omega_a \\ \infty & \omega_a \leq \omega \leq \omega_b \\ 0 & \omega_b < \omega \leq \infty \end{cases}$$

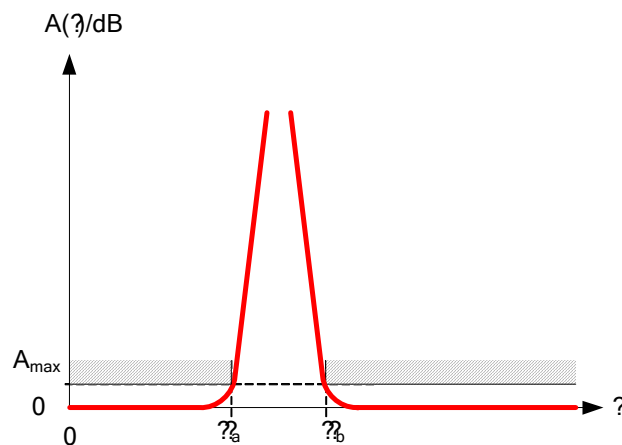


Abbildung 4.64: Dämpfungsfunktion des Bandsperrefilters

Approximationen, Filtercharakteristiken

Die Dämpfungs- oder Übertragungsfunktionen können mit verschiedenen Approximationen an die idealen Filtertypen angenähert werden.

In Hochfrequenzanwendungen werden hauptsächlich

- Kritische Dämpfung
- Butterworth
- Chebyshev

eingesetzt. Die Filterapproximationen Butterworth und Chebyshev werden in folgender Zusammenfassung aufgeführt.

In der Impulstechnik (digitale Modulationen) werden hauptsächlich

- Bessel
- Gauss
- Raised Cosine

eingesetzt. Diese Filterapproximationen werden ebenfalls diskutiert, da sie in digitalen Modulationen sehr häufig zur Anwendung gelangen. Als Hochfrequenzfilter im Spektralbereich werden diese Typen kaum eingesetzt.

Weitere Filterapproximationen für den Spektralbereich sind

- Invers Chebyshev
- Elliptische Filter, Cauer

Für diese Filter sei auf die Spezialliteratur verwiesen. Sie werden hier nicht diskutiert.

Die wichtigsten Eigenschaften der Filter für Hochfrequenzanwendungen:

Filtercharakteristik	Eigenschaften	Vorteile	Nachteile
Kritische Dämpfung	Einfache Kaskadierung mit Verstärkern	Kein Überschwingen der Sprungantwort $h(t)$, gutes Zeitverhalten	Geringe Flankensteilheit im ÜB
Butterworth	Maximal flacher Verlauf im DB, Dämpfung im SB monoton steigend	Gutes Amplitudenverhalten im DB und SB	Geringe Flankensteilheit im ÜB
Chebyshev	Welligkeit im DB, Dämpfung im SB monoton steigend	Gute Flankensteilheit im ÜB	Grosse Gruppenlaufzeitänderung, schlechtes Zeitverhalten
Invers Chebyshev	Maximal flacher Verlauf im DB, Welligkeit im SB	Sehr gute Flankensteilheit im ÜB	Grosse Gruppenlaufzeitänderung, schlechtes Zeitverhalten
Elliptische Filter	Welligkeit im DB und SB	Sehr gute Flankensteilheit im ÜB	Grosse Gruppenlaufzeitänderung, schlechtes Zeitverhalten
Bessel	Impulsformung	Lineare Phase, konstante Gruppenlaufzeit im DB	Geringe Flankensteilheit im ÜB
Gauss	Impulsformung	Konstante Gruppenlaufzeit im DB und SB Kein Überschwingen der Sprungantwort, ISI-arm	Geringe Flankensteilheit im ÜB
Raised Cosine	Nyquist Filter, Impulsformung	ISI-frei	Geringe Flankensteilheit im ÜB

Synthese des Butterworth Tiefpassfilters

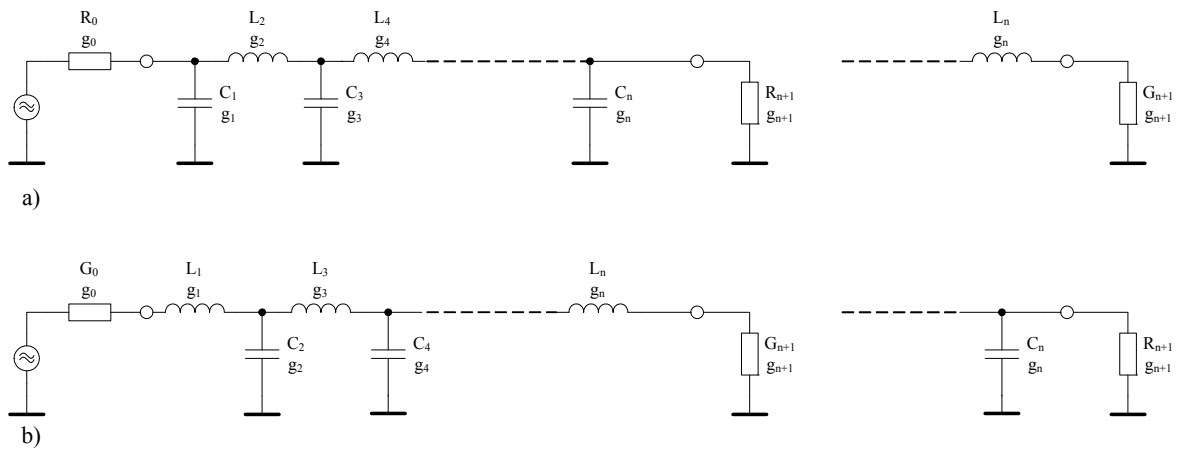


Abbildung 4.65: Schema des normierten Tiefpasses
 a) erstes Element parallel
 b) erstes Element seriell

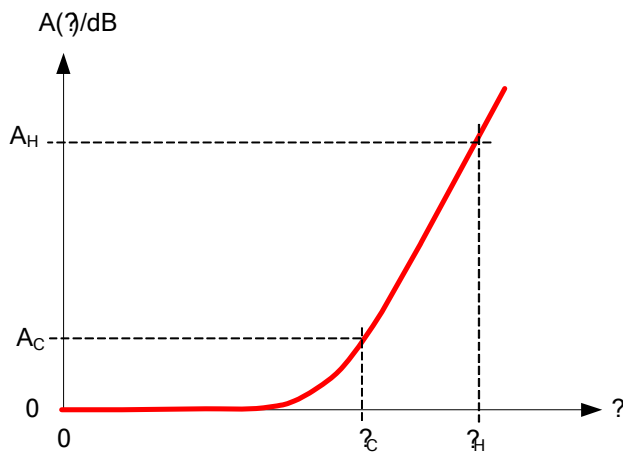


Abbildung 4.66: Dämpfungsfunktion des Butterworth Tiefpasses

$$A(\omega) = 10 \log \left[1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2n} \right] \tag{4.77}$$

$$\epsilon^2 = 10^{\frac{A_c}{10}} - 1 \qquad A_c = 3.01 \text{ dB: } \epsilon^2 = 1 \tag{4.78}$$

$$n = \frac{\log \left[\left(10^{\frac{A_H}{10}} - 1 \right) / \epsilon^2 \right]}{2 \log \left(\frac{\omega_H}{\omega_c} \right)} \tag{4.79}$$

Normierte Elementwerte:

$$g_0 = 1 \qquad g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \qquad k = 1, 2, \dots, n \qquad (4.80)$$

$$g_{n+1} = 1$$

Die Elementwerte sind normiert auf:

$$R' = 1\Omega \quad G' = 1S \quad \omega' = 1$$

Entnormierung:

$$R_k = g_k \left(\frac{R_0}{R'} \right) = g_k R_0 \qquad G_k = g_k \left(\frac{G_0}{G'} \right) = g_k G_0$$

$$L_k = g_k \left(\frac{R_0}{R'} \right) \left(\frac{\omega'}{\omega_c} \right) = g_k R_0 \frac{1}{\omega_c} \qquad C_k = g_k \left(\frac{R'}{R_0} \right) \left(\frac{\omega'}{\omega_c} \right) = g_k \frac{1}{R_0 \omega_c} \qquad (4.81)$$

Synthese des Chebyshev Tiefpassfilters

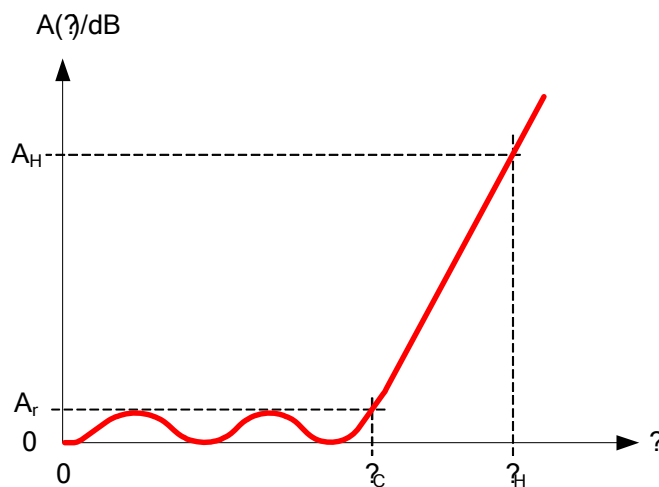


Abbildung 4.67: Dämpfungsfunktion des Chebyshev Tiefpasses

$$\varepsilon^2 = 10^{\frac{A_r}{10}} - 1 \qquad (4.82)$$

Durchlassbereich:

$$A(\omega) = 10 \log \left\{ 1 + \varepsilon^2 \cos^2 \left[n \cdot \cos^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \right\} \qquad \omega \leq \omega_c \qquad (4.83)$$

Bei Chebyshev-Filtern ist die Grenzfrequenz ω_c immer für die Ripple-Dämpfung A_r definiert und nicht für eine Dämpfung von 3 dB wie bei Butterworth-Filtern.

$$RL_{\min} = 20 \log \frac{1}{\sqrt{1 - 10^{-\frac{A_r}{10}}}} \quad A_r = -10 \log \left(1 - \frac{1}{10^{\frac{RL_{\min}}{10}}} \right) \quad (4.84)$$

Sperrbereich:

$$A(\omega) = 10 \log \left\{ 1 + \varepsilon^2 \cosh^2 \left[n \cdot \cosh^{-1} \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right) \right] \right\} \quad \omega \geq \omega_c \quad (4.85)$$

$$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{\frac{A_H}{10}} - 1}{\varepsilon^2}}}{\cosh^{-1} \left(\frac{\omega_H}{\omega_c} \right)} \quad \omega_{3dB} = \omega_c \cosh \left(\frac{\cosh^{-1} \left(\frac{1}{\varepsilon} \right)}{n} \right) \quad (4.86)$$

Eigenschaften:

n gerade: n/2 Frequenzen mit A = 0
 $R_{n+1} \neq R_0$
 $G_{n+1} \neq G_0$

n ungerade: (n+1)/2 Frequenzen mit A = 0
 $R_{n+1} = R_0$
 $G_{n+1} = G_0$

Normierte Elementwerte:

$$g_0 = 1 \quad g_1 = \frac{2a_1}{q}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad k = 2, 3, \dots, n \quad g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ ungerade} \\ \coth^2 \left(\frac{m}{4} \right) & n \text{ gerade} \end{cases} \quad (4.87)$$

$$m = \ln \left(\coth \frac{A_r}{40 \cdot \log e} \right) = \ln \left(\coth \frac{A_r}{17.372} \right) \quad q = \sinh \frac{m}{2n}$$

$$a_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad k = 1, 2, \dots, n \quad b_k = q^2 + \sin^2 \frac{k\pi}{n} \quad (4.88)$$

Die Elementwerte sind normiert auf:

$$R' = 1\Omega \quad G' = 1S \quad \omega' = 1$$

Entnormierung:

$$\begin{aligned} R_k &= g_k \left(\frac{R_0}{R'} \right) = g_k R_0 & G_k &= g_k \left(\frac{G_0}{G'} \right) = g_k G_0 \\ L_k &= g_k \left(\frac{R_0}{R'} \right) \left(\frac{\omega'}{\omega_c} \right) = g_k R_0 \frac{1}{\omega_c} & C_k &= g_k \left(\frac{R'}{R_0} \right) \left(\frac{\omega'}{\omega_c} \right) = g_k \frac{1}{R_0 \omega_c} \end{aligned} \quad (4.89)$$

4.5.2 Mikrostrip Tiefpassfilter

Für die Realisation von Tiefpassfiltern in Mikrostriptechnik gibt es verschiedene Topologien und Approximationsmöglichkeiten. Hier wird eine Lösung mit gezeigt, bei der die Kapazitäten durch niederohmige und die Induktivitäten durch hochohmige Leitungsstücke ersetzt werden (engl. Step Impedance Filter). Bei niederohmigen Leitungen dominiert die Leitungskapazität und bei hochohmigen Leitungen die Leitungsinduktivität. Die Leitungsimpedanzen werden durch die Leiterbreiten der Mikrostripleitungen und die Substrateigenschaften bestimmt. Für die hochohmige Leitung wird eine Leiterbreite gewählt, die mit genügender Genauigkeit hergestellt und realisiert werden kann. Bei der Herstellung im Labor beträgt diese Leiterbreite 0.2 bis 0.3 mm, bei industrieller Herstellung 0.1 bis 0.2 mm. Dies entspricht je nach Substrat Leitungsimpedanzen von ca. 90 bis 150 Ohm. Die Leiterbreite der niederohmigen Leitung sollte so gewählt werden, dass der TEM-Mode gewährt bleibt und nicht andere Moden auftreten können. Dies beschränkt die Leiterbreiten für den unteren GHz-Bereich auf ca. 10 bis 20 mm. (10 bis 30 Ohm). Die Filtereigenschaften im Sperrbereich werden umso besser, je grösser das Impedanzverhältnis gewählt wird.

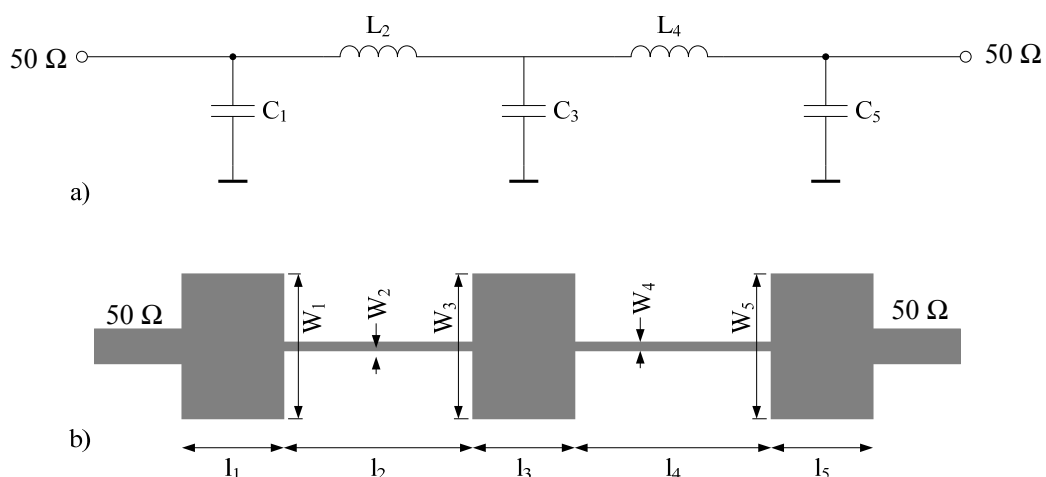


Abbildung 4.68: Tiefpassfilter
a) konzentrierte Elemente
b) Mikrostrip

Mit folgenden Approximationen werden die ungefähren Leitungslängen bestimmt:

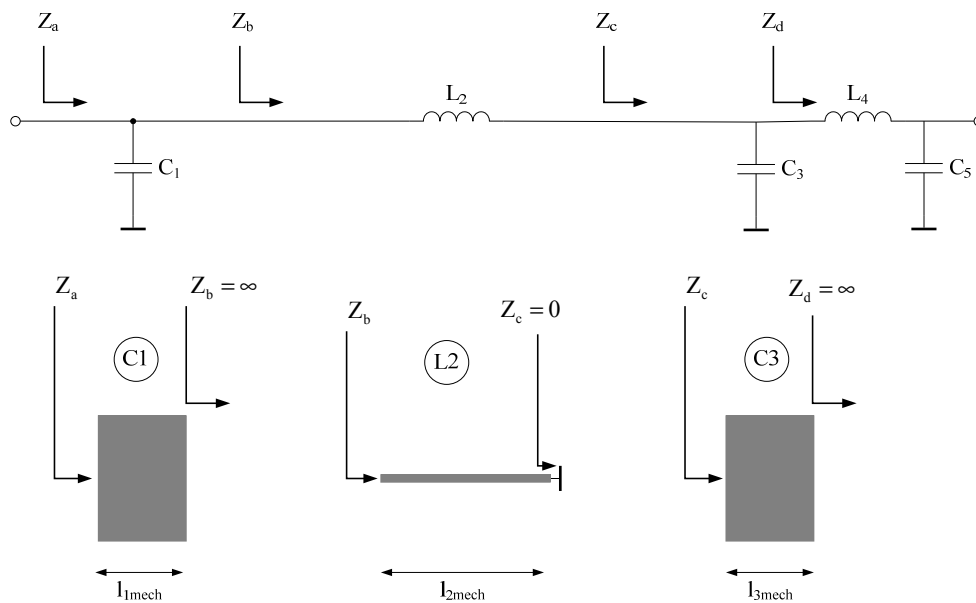


Abbildung 4.69: Approximation der Leitungen

Ersatz der **Kapazität** durch Leitungsstück:

Für hohe Frequenzen gilt: $Z_b \rightarrow \infty$. Damit kann man approximieren: $Z_b|_{f=f_c} \approx \infty$ (Leerlauf)

Dadurch kann C_1 durch ein am Ende leerlaufendes Leitungsstück ersetzt werden und es gilt:

$$Z_a = -jZ_{01} \cot\left(\frac{2\pi l_{1el}}{\lambda}\right) = \frac{1}{j\omega_c C_1} \quad (4.90)$$

Dabei ist:

Z_{01} = Leitungsimpedanz der ersten Leitung

l_{1el} = elektrische Länge der ersten Leitung

λ = Wellenlänge bei f_c

$\omega_c = 2\pi f_c$

Die Auflösung nach l_{1el} ergibt:

$$l_{1el} = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan(\omega_c C_1 Z_{01}) \quad (4.91)$$

Die mechanische Leitungslänge erhält man mit:

$$l_{1mech} = \frac{l_{1el}}{\sqrt{\epsilon_{01}}} \quad (4.92)$$

Ersatz der **Induktivität** durch Leitungsstück:

Für hohe Frequenzen gilt: $Z_c \rightarrow 0$. Damit kann man approximieren: $Z_c|_{f=f_c} \approx 0$ (Kurzschluss)

Dadurch kann L_2 durch ein am Ende kurzgeschlossenes Leitungsstück ersetzt werden und es gilt:

$$Z_b = jZ_{02} \tan\left(\frac{2\pi l_{2el}}{\lambda}\right) = j\omega_c L_2 \quad (4.93)$$

$$l_{2el} = \frac{\lambda}{2\pi} \arctan\left(\frac{\omega_c L_2}{Z_{02}}\right) \quad (4.94)$$

$$l_{2mech} = \frac{l_{2el}}{\sqrt{\epsilon_{02}}} \quad (4.95)$$

Da die beiden Grössen Z_{0i} und ϵ_{0i} von der Leiterbreite und dem Substrat abhängig sind, müssen sie zuerst bestimmt werden. Mit Hilfe des in vielen CAE-Simulatoren integrierten Werkzeuges (ADS: „Linecalc“), oder mit dem in der HTI entwickelten Tool „Line“, das allen Studenten auf den PC's zur Verfügung steht, können diese Grössen bestimmt werden, indem die Leiterbreiten und das Substrat vorgegeben werden. Das entsprechende Tool in MicrowaveOffice erlaubt leider nur die Analyse, nicht aber die Synthese der Leitungen.

Auf die gleiche Art können auch die restlichen Leitungen bestimmt werden.

Praktisches Anwendungsbeispiel: Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz von 1000 MHz.

Die Spezifikationen des Filters:

Filtercharakteristik:		Chebyshev
Ordnungszahl	n	5
Welligkeit im Durchlassbereich (Ripple)	A_r	0.05 dB
entsprechend einer minimalen Rückflussdämpfung von	RL	19.4 dB
Grenzfrequenz	f_c	1000 MHz
Quellen- und Lastimpedanz	Z_o	50 Ω
1. Filterelement		parallel
Planartechnik		Microstrip
Substrat		RO4350, 60 mil ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan \delta = 0.0037$)

Der Entwurfsablauf kann in 7 Schritten gemäss Abbildung 4.60 erfolgen:

- 1.: Filterspezifikation (Pflichtenheft), siehe oben
- 2.: Exakte Synthese der idealen, konzentrierten Elemente (L, C)

Die Synthese mit den Gleichungen (4.82) bis (4.89) ergibt folgende Resultate:

Ordnung, Anzahl Filterelemente: $n = 5$
 Ein- und Ausgangswiderstand: $R(0) = 50 \quad R(n + 1) = 50$
 3dB Grenzfrequenz: $f_{3dB} = 1.064 \times 10^9$

Normierte Elementwerte:

$k =$	$g(k) =$
0	1
1	0.998
2	1.375
3	1.828
4	1.375
5	0.998
6	1

Erstes Element = Parallel $p := 1, 3, \dots, n \quad s := 2, 4, \dots, n$

$p =$	$C(p) =$	$s =$	$L(s) =$
1	$3.178 \cdot 10^{-12}$	2	$10.938 \cdot 10^{-9}$
3	$5.82 \cdot 10^{-12}$	4	$10.938 \cdot 10^{-9}$
5	$3.178 \cdot 10^{-12}$		

Step 2

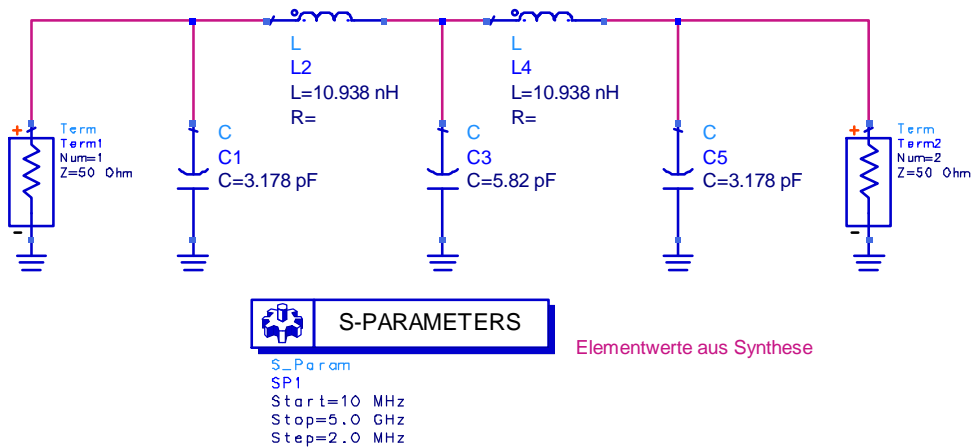


Abbildung 4.70: Tiefpassfilter mit idealen konzentrierten Elementen

Bei Chebyshev-Filtern ist darauf zu achten, dass die Filterordnung n ungerade ist, sonst ist eine Lösung mit $R_0 = R_{n+1}$ nicht möglich.

3.: Konzentrierte Elemente ersetzen durch ideale, verteilte Elemente

- verlustlose Mikrostripleitungen ohne Discontinuitäten
- die Parallel-C's werden ersetzt durch niederohmige Mikrostrip-Leitungen (Wahl Leiterbreite = 15 mm)
- die Serie-L's werden durch hochohmige Mikrostripleitungen ersetzt (Wahl Leiterbreite = 0.3 mm)

Mit LINECALC werden die Leitungsimpedanzen Z_{0i} und das effektiv wirksame ϵ_r für die beiden Leiterbreiten auf dem Substrat RO4350 berechnet:

W mm	Z_0 Ohm	ϵ_{0i}
15	15.02	3.129
0.3	136.96	2.367

Mit den Gleichungen (4.91) bis (4.95) erhält man die approximierten Leitungslängen:

	$l_{1\text{mech}}$	$L_{2\text{mech}}$	$L_{3\text{mech}}$	$L_{4\text{mech}}$	$L_{5\text{mech}}$
Länge	7.865 mm	14.433 mm	13.557 mm	$L_{2\text{mech}}$	$l_{1\text{mech}}$

Die Verwendung verlustloser Mikrostripleitungen ohne Diskontinuitäten ergeben im Simulator bereits brauchbare Resultate ohne grosse Abweichungen von der Schaltung mit konzentrierten, idealen Elementen. Durch Optimierung werden die Leitungslängen verändert, bis der Dämpfungsverlauf im Durchlassbereich möglichst genau dem Dämpfungsverlauf des idealen Filters entspricht. Im Sperrbereich ist die deutliche Abweichung des Dämpfungsverlaufes vom idealen Filter ersichtlich. Die neu gefundenen Längen sind:

	$l_{1\text{mech}}$	$L_{2\text{mech}}$	$L_{3\text{mech}}$	$L_{4\text{mech}}$	$L_{5\text{mech}}$
Länge	8.764 mm	14.608 mm	15.632 mm	$L_{2\text{mech}}$	$l_{1\text{mech}}$

Die in der Optimierung gefundenen Längen können je nach Optimierungsverfahren und Anzahl Optimierungen leicht abweichen.

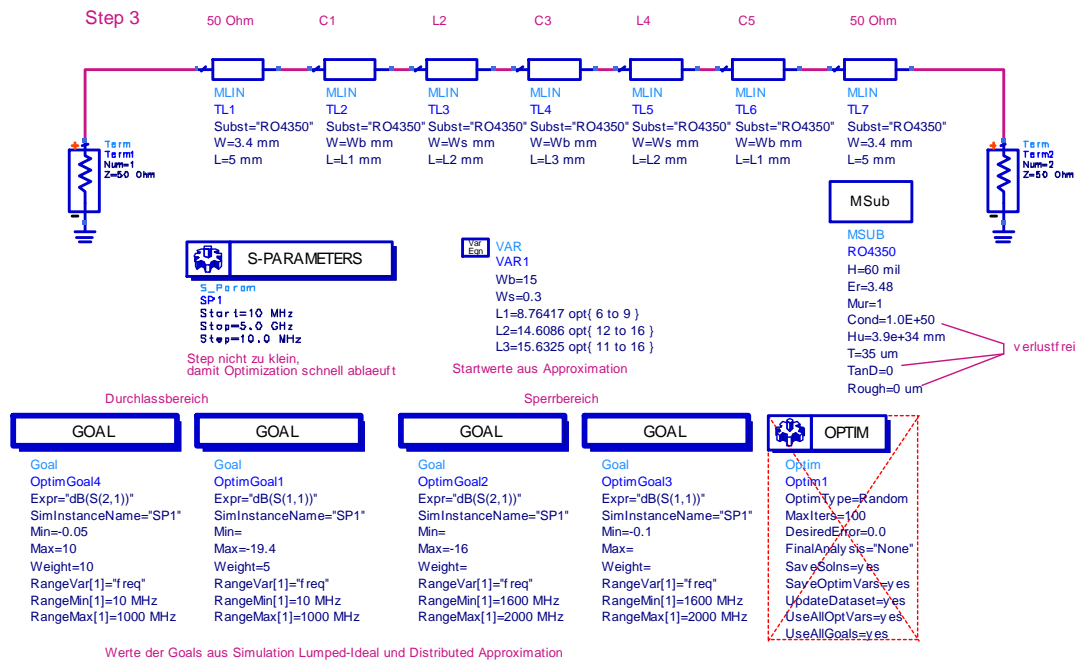


Abbildung 4.71: Tiefpassfilter mit verlustfreien Mikrostripleitungen, ohne Diskontinuitäten

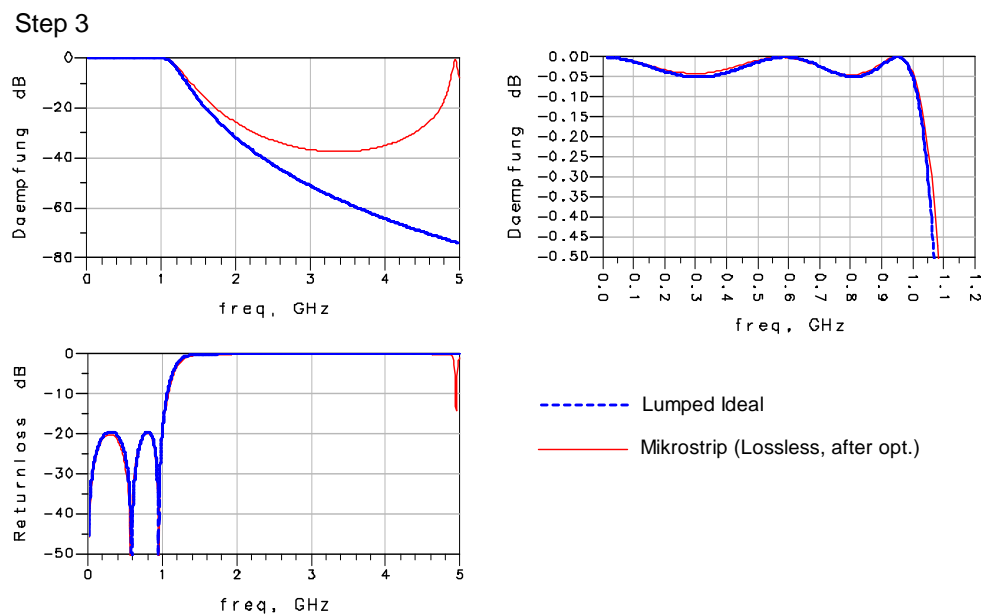


Abbildung 4.72: Simulationsresultat der Schaltung in Abbildung 4.71 nach der Optimierung

4.: Diskontinuitäten einfügen

In diesem Schritt werden sämtliche Diskontinuitäten eingefügt. In diesem Beispiel sind dies die Leiterbreitensprünge (STEP). Mit den unter 3. gefundenen Leitungslängen als Startwerte wird wiederum optimiert bis der Dämpfungsverlauf im

Durchlassbereich möglichst genau dem Dämpfungsverlauf des idealen Filters entspricht. Die neu gefundenen Längen sind:

	$L_{1\text{mech}}$	$L_{2\text{mech}}$	$L_{3\text{mech}}$	$L_{4\text{mech}}$	$L_{5\text{mech}}$
Länge	8.076 mm	13.561 mm	14.459 mm	$L_{2\text{mech}}$	$L_{1\text{mech}}$

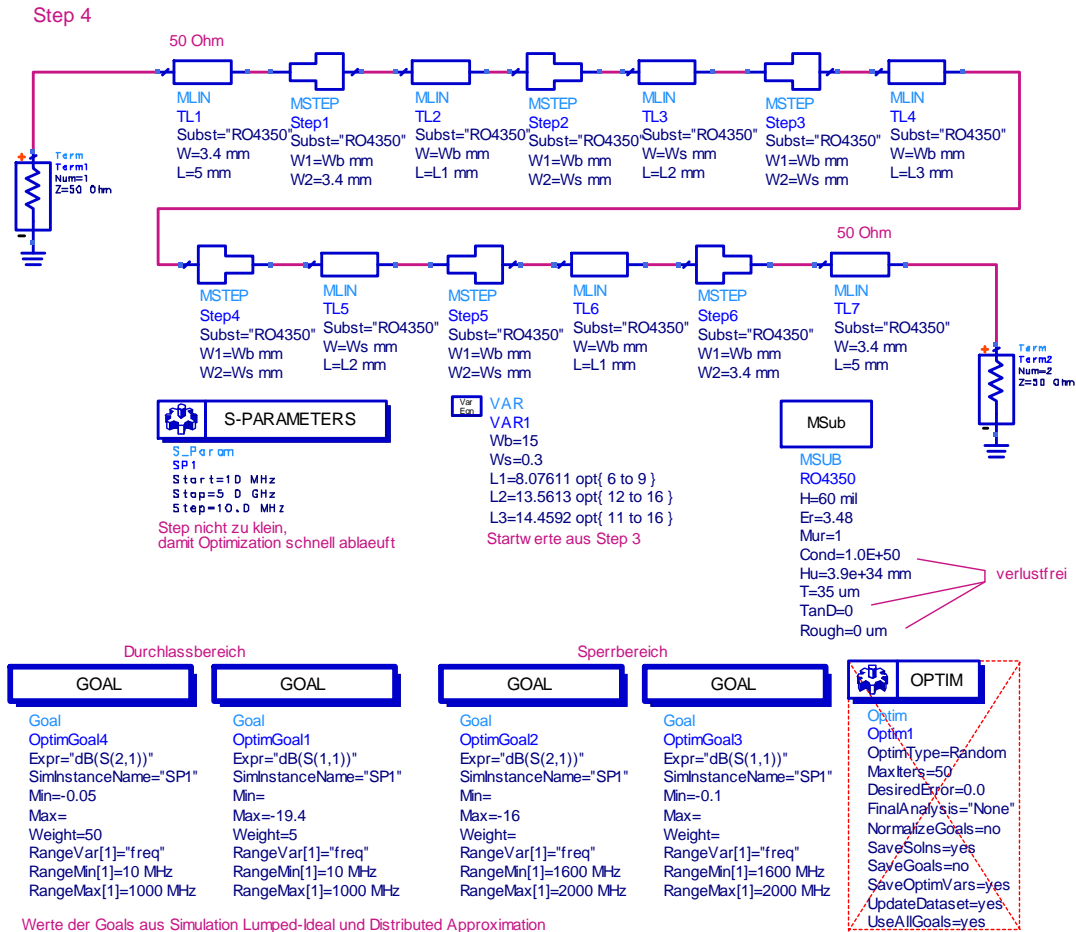


Abbildung 4.73: Tiefpassfilter mit verlustfreien Mikrostripleitungen, mit Diskontinuitäten

5.: Verluste einfügen

Ist man mit dem Resultat aus 4. zufrieden, können die Verluste im Substrat eingefügt werden:

$\tan \delta = 0.0037$ (Tangente des Verlustwinkels des Dielektrikums)

$\text{Cond} = 5.8 \cdot 10^7$ (Leitwert des Kupfers in Siemens/Meter)

$\text{Rough} = 2 \text{ um}$ (Oberflächenrauigkeit des Kupfers)

Die Simulation mit den Abmessungen aus 4. zeigt nun im Durchlassbereich die mit der Frequenz zunehmende Dämpfung. Eine Optimierung ist hier meist nicht mehr nötig, da die Eigenschaften wie Grenzfrequenz und Dämpfungsverlauf im

Sperrbereich durch die Verluste praktisch nicht beeinflusst werden und die durch die Verluste gegebene Frequenzabhängigkeit der Dämpfung im Durchlassbereich nicht verbessert werden kann.

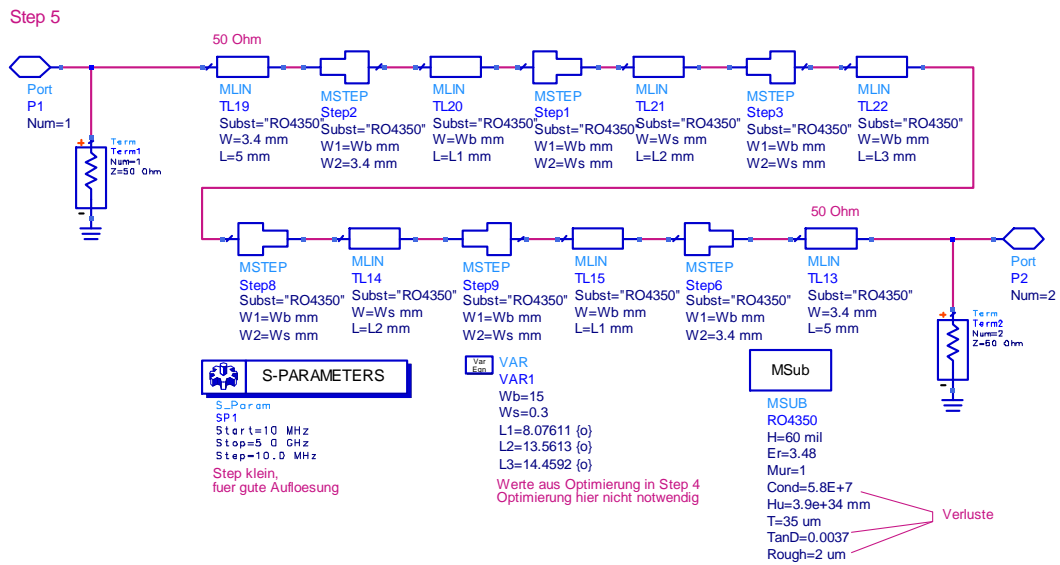


Abbildung 4.74: Tiefpassfilter mit Verlusten und Diskontinuitäten

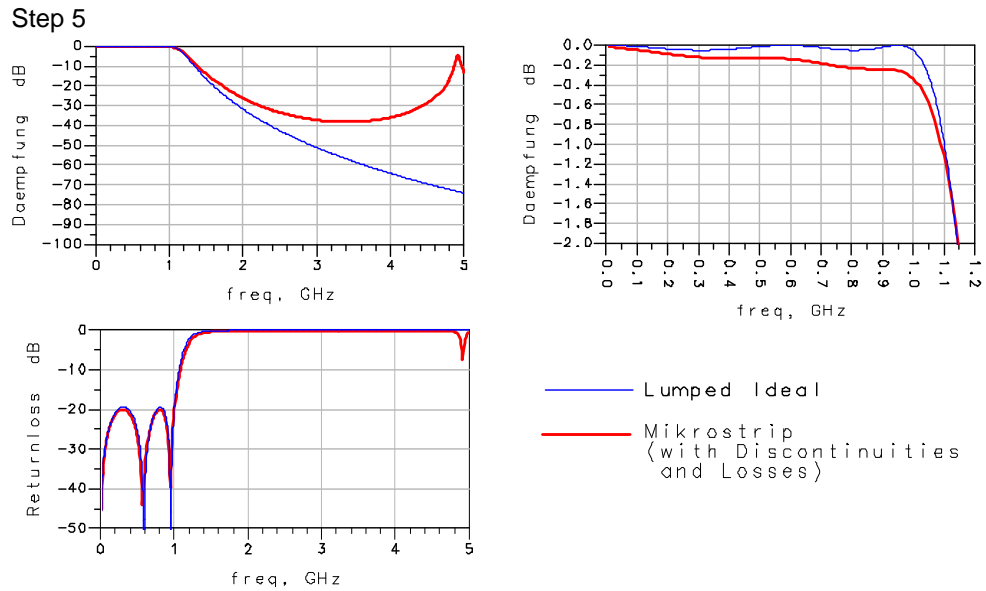


Abbildung 4.75: Simulationsresultat der Schaltung nach Abbildung 4.74

6.: Layout mit Anschlussleitungen, EM-Simulation

Aus dem Schema von 5. kann das Layout generiert werden (automatisch oder manuell). Das Layout sollte für die Herstellung noch mit Beschriftung, Markierung der Print-Ecken und Referenzmass versehen werden. Die Platinenränder sollten mindestens um die grösste Leiterbreite von den Leitungen entfernt sein. Anschliessend kann das Gerberfile für die Maskenherstellung generiert werden.

Mit dem definitiven Layout kann in einer EM-Simulation der Einfluss von Gehäuse, Platinenabmessung, Modellgenauigkeiten in der linearen Simulation, etc. festgestellt werden. Für die EM-Simulation ist zu beachten, dass diese Simulation grosse Ressourcen benötigt und lange dauern kann. Es empfiehlt sich, die Simulation mit grobem Meshing (Aufteilung der Struktur in finite Elemente) und wenigen Frequenzpunkten zu beginnen, um bei feinerem Meshing und mehr Frequenzpunkten die Simulationszeit und den Ressourcenbedarf abschätzen zu können. Die Simulationszeit kann schnell einige Stunden dauern.

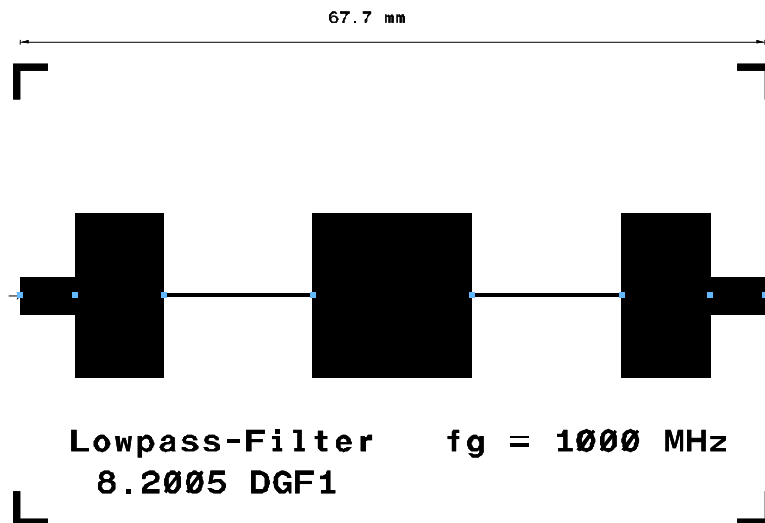


Abbildung 4.76: Layout des Tiefpasses

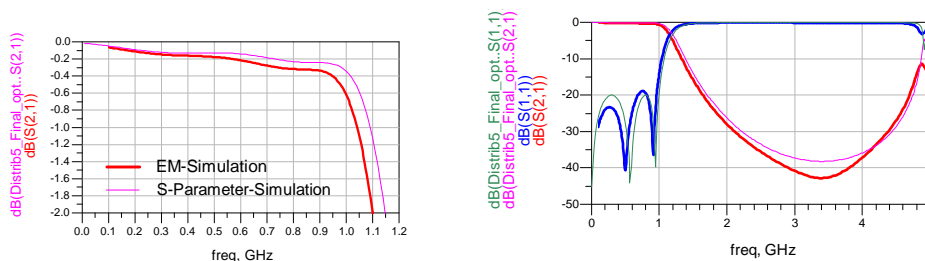


Abbildung 4.77: Vergleich der Simulationsergebnisse EM-Simulation – S-Parameter-Simulation

Die EM-Simulation zeigt eine um 50 MHz nach unten verschobene Grenzfrequenz. Mit einer Optimierung im EM-Simulator könnten Korrekturen angebracht werden. Dies wäre für den Rechner ein Wochenendjob. Wesentlich schneller kann die Korrektur gemacht werden, wenn im S-Parameter-Simulator die Grenzfrequenz um 50 MHz nach oben verschoben wird und so die Leitungslängen neu optimiert werden.

4.5.3 Mikrostrip Bandpassfilter mit gekoppelten Leitungen

Die Theorie der Bandpassfilter mit gekoppelten Leitungen ist zu umfangreich um hier wiedergegeben zu werden. Sie ist in Lit. [6] sehr ausführlich nachzulesen. Hier wird nur ein rezeptartiges Vorgehen zur Dimensionierung von Bandpassfiltern für kleine relative Bandbreiten bis ca. 20% der Mittenfrequenz vorgestellt.

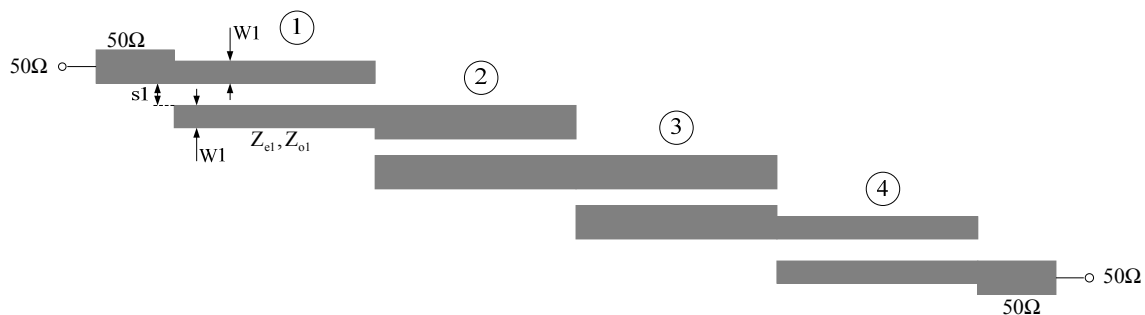


Abbildung 4.78: Bandpassfilter mit gekoppelten Mikrostripleitungen

Vorgehen:

1. Mit Hilfe der Bandpass-Tiefpass-Transformation die Filterordnung und die normierten Elementwerte des normierten Tiefpasses berechnen.
2. Mit den normierten Elementwerten des Tiefpasses die Werte der Admittanzinverter J_i berechnen.
3. Daraus die Even- und Odd-Mode-Impedanzen der gekoppelten Leitungen berechnen.
4. Aus den Even- und Odd-Mode-Impedanzen mit Hilfe eines CAE-Tools (Linecalc oder Line) die Leitungsabmessungen W , s und l bestimmen. Die Länge l der gekoppelten Leitungen muss elektrisch $\lambda/4$ betragen.
5. Mit den Abmessungen aus 4. die Struktur im Simulator optimieren. Dabei kann wieder nach Abbildung 4.60 vorgegangen werden.

1. Berechnung der Filterordnung und der normierten Elementwerte des normierten Tiefpasses

Vorgaben für den gewünschten Bandpass:

Filtertyp	Butterworth ($A_{\max} = 3\text{dB}$) oder Chebyshev ($A_{\max} = A_r$)
Untere Grenzfrequenz	f_1 Hz
Obere Grenzfrequenz	f_2 Hz
Frequenz bei A_H	f_H Hz
Dämpfung bei f_a	A_H dB
Rippel im Durchlassbereich	A_r dB
Quellen- und Lastimpedanz	Z_0 Ohm

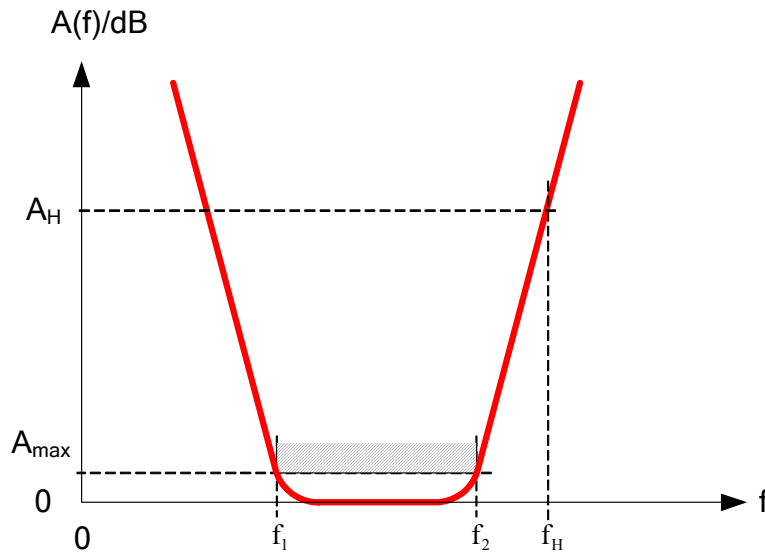


Abbildung 4.79: Bezeichnungen im Bandpass
Bandpass-Tiefpass-Transformation:

$$\begin{aligned} \omega_1 &= 2\pi f_1 & \omega_2 &= 2\pi f_2 & \omega_H &= 2\pi f_H \\ \Omega_H &= \frac{1}{w} \left(\frac{\omega_H}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_H} \right) & \omega_0 &= \sqrt{\omega_1 \cdot \omega_2} & w &= \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \end{aligned} \quad (4.96)$$

Filterordnung und normierte Elementwerte:

Butterworth	Chebyshev	Gl.
$\epsilon^2 = 10^{\frac{A_c}{10}} - 1$ $A_c = 3.01 \text{ dB}: \epsilon^2 = 1$	$\epsilon^2 = 10^{\frac{A_r}{10}} - 1$	(4.97)
$n = \frac{\log \left[\left(10^{\frac{A_H}{10}} - 1 \right) / \epsilon^2 \right]}{2 \log(\Omega_H)}$	$n = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{\frac{A_H}{10}} - 1}{\epsilon^2}}}{\cosh^{-1}(\Omega_H)}$	(4.98)
$g_0 = 1$ $g_k = 2 \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad k = 1, 2, \dots, n$ $g_{n+1} = 1$	$g_0 = 1$ $g_1 = \frac{2a_1}{q}$ $g_k = \frac{4a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}} \quad k = 2, 3, \dots, n$ $g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n \text{ ungerade} \\ \coth^2 \left(\frac{m}{4} \right) & n \text{ gerade} \end{cases}$	(4.99)

	$m = \ln \left(\coth \frac{A_r}{40 \cdot \log e} \right) = \ln \left(\coth \frac{A_r}{17.372} \right)$	
	$q = \sinh \frac{m}{2n}$	
	$a_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad k = 1, 2, \dots, n$	
	$b_k = q^2 + \sin^2 \frac{k\pi}{n}$	

2. Admittanzinverter J_i berechnen

$$J_0 = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi w}{2g_0 g_1}} \quad J_i = \frac{\pi w}{2Z_0 \sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad J_n = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{\pi w}{2g_n g_{n+1}}} \quad i = 1 \dots (n-1) \quad (4.100)$$

3. Even- und Odd-Mode-Impedanzen der gekoppelten Leitungen

$$Z_{e_k} = Z_0 \left[1 + Z_0 J_{k-1} + (Z_0 J_{k-1})^2 \right] \quad k = 1 \dots (n+1) \quad (4.101)$$

$$Z_{o_k} = Z_0 \left[1 - Z_0 J_{k-1} + (Z_0 J_{k-1})^2 \right]$$

Das Filter besteht also aus $n+1$ gekoppelten Leitungen.

Praktisches Anwendungsbeispiel: Bandpassfilter für 1805 – 1880 MHz (Downlink GSM1800)

Spezifikationen:

Filtertyp	Chebyshev ($A_{\max} = A_r$)
Untere Grenzfrequenz	f_1 1805 MHz
Obere Grenzfrequenz	f_2 1880 MHz
Frequenz bei A_H	f_H 1710 MHz
Dämpfung bei f_a	A_H 50 dB
Rippel im Durchlassbereich	A_r 0.1 dB
entsprechend einer minimalen Rückflussdämpfung von	RL 16.4 dB
Quellen- und Lastimpedanz	Z_0 50 Ohm
Substrat	RO4350, 30 mil ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan \delta = 0.0037$)

1. Berechnung der Filterordnung und der normierten Elementwerte des normierten Tiefpasses

Mit den Gleichungen (4.96) bis (4.99) erhält man:

$$k = g(k) =$$

0	1
1	1.147
2	1.371
3	1.975
4	1.371
5	1.147
6	1

2. Admittanzinverter J_i berechnen

Mit den Gleichungen (4.100) erhält man:

$$i = J_i =$$

0	$4.723 \cdot 10^{-3}$
1	$1.02 \cdot 10^{-3}$
2	$7.772 \cdot 10^{-4}$
3	$7.772 \cdot 10^{-4}$
4	$1.02 \cdot 10^{-3}$
5	$4.723 \cdot 10^{-3}$

3. Even- und Odd-Mode-Impedanzen der gekoppelten Leitungen

Mit den Gleichungen (4.101) erhält man:

$$k = Z_{e_k} = Z_{o_k} =$$

1	64.6	40.98
2	52.68	47.58
3	52.02	48.13
4	52.02	48.13
5	52.68	47.58
6	64.6	40.98

4. Leitungsabmessungen W , s und l bestimmen.

k	W mm	S mm	l mm
1	1.455	0.349	25.17
2	1.633	1.885	24.73
3	1.669	2.355	24.74
4	1.669	2.355	24.74
5	1.633	1.885	24.73
6	1.455	0.349	25.17

5. Optimierung im Simulator.

Nach wenigen Optimierungen sind untenstehende Resultate erreicht worden.

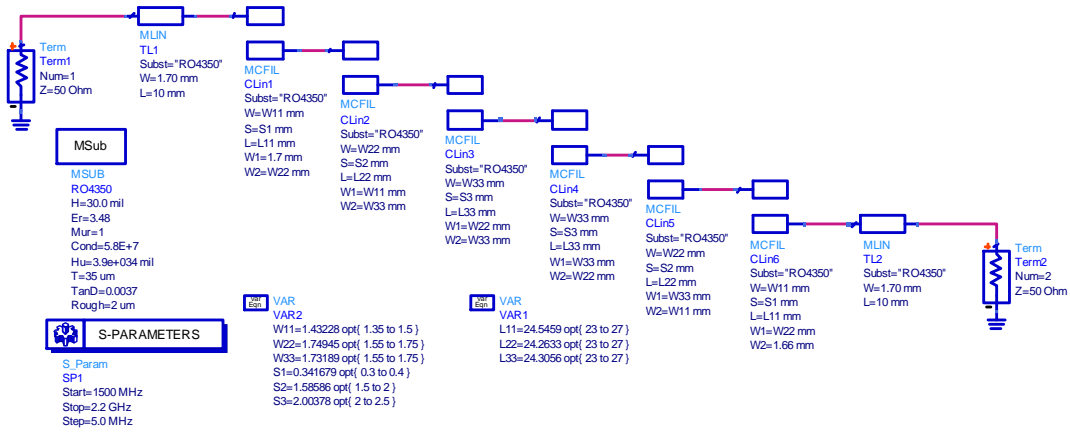


Abbildung 4.80: Schema für die Optimierung in ADS

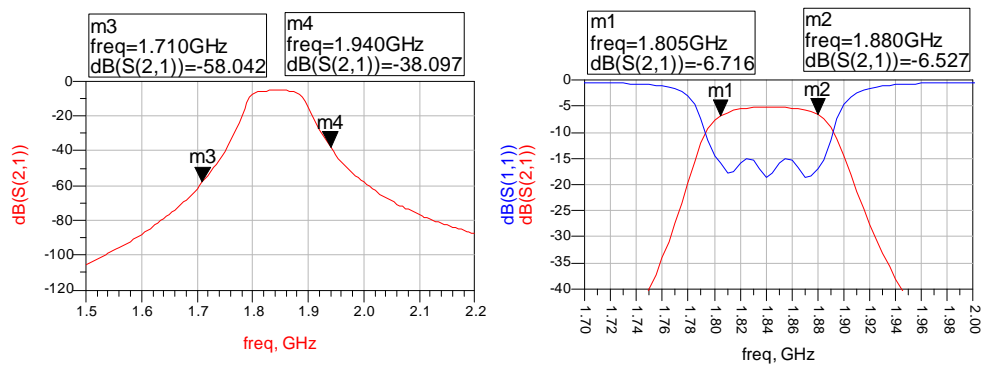


Abbildung 4.81: Simulationsergebnisse nach wenigen Optimierungen

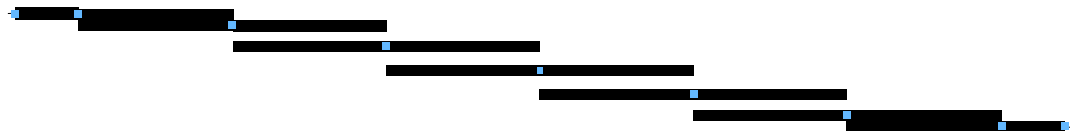


Abbildung 4.82: Layout des Bandpassfilters

Literatur zu Kapitel 4

- [1] Pozar, D.M.: Microwave Engineering, 2nd Edition, Wiley, 1998
0-471-17096-8
- [2] Medley, M.W.: Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design, Artech House, 1993
0-89006-546-2
- [3] Bächtold, W.: Lineare Elemente der Höchsthfrequenztechnik
vdf Verlag der Fachvereine an den schweizerischen
Hochschulen und Techniken AG, 1994
3-7281-2067-7
- [4] Fooks, E.H.: Microwave Engineering using Microstrip Circuits
Prentice Hall, 1990
0-7248-0915-5
- [5] Vendelin, G.D.: Microwave Circuit Design, Using Linear and Nonlinear
Techniques, Wiley-Interscience, N.Y., 1990
0-471-60276-0
- [6] Matthaei, G.;
Young, L.;
Jones, E.M.T.: Microwave Filters, Impedance Matching Networks
and Coupling Structures, 2. Auflage, Artech, 1980
0-89006-0991
- [8] Rizzi, P.A.: Microwave Engineering Passiv Circuits,
Prentice-Hall, N.J., 1988
0-13-586702-9
- [9] Gupta, et al: Computer Aided Design of Microwave Circuits,
Artech House, Inc., MA, 1981
0-890006-106-8
- [10] HP S-Parameter Design
Application Note 154
- [11] Saal, R.: Handbuch zum Filterentwurf, Hüthig, Heidelberg, 1988
3-7785-1558-6
- [12] Cohn, S.B.: Optimum Design of Stepped Transmission-Line
Transformers, IRE Transactions, Microwave Theory
Tech., vol. MTT-3, pp. 16-21, 1955