



Ein Entwurfsverfahren für Filter basierend auf der Koppelmatrixmethode

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
der Fakultät für Ingenieurwissenschaften
der Universität Ulm

von

Raphael Ruf

aus Ostfildern

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel
2. Gutachter: Prof. Dr. Peter Unger
Amtierende Dekanin: Prof. Dr. Tina Seufert
Datum der Promotion: 25.4.2014

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Mikrowellentechnik der Universität Ulm im Rahmen eines Kooperationsprojekts mit der Firma Cassidian.

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Wolfgang Menzel für die fachliche Betreuung und die vielen hilfreichen Anregungen. Herrn Prof. Dr. Peter Unger danke ich für die Übernahme des Koreferats.

Ganz herzlich möchte ich mich des Weiteren bei all meinen Freunden und Kollegen am Institut für Mikrowellentechnik bedanken. Sie sorgten immer für ein freundliches und angenehmes Arbeitsumfeld und boten somit die Grundlage für das Gelingen der Arbeit. Im Speziellen erwähnen möchte ich Herrn Dr.-Ing. Frank Bögelsack, der mir mit seiner Erfahrung in sehr vielen Bereichen zur Seite gestanden ist.

Ausgesprochener Dank gebührt auch den Kollegen des Kooperationspartners Cassidian, die fruchtbaren Diskussionen mit Ihnen haben zu vielen neuen Ideen geführt. Sehr wertvolle Anregungen bekam ich vor allem von Herrn Dr.-Ing. Wilfried Grabherr.

Besonders bedanken möchte ich mich bei meiner Mutter Gudrun, die mich in allen meinen Entscheidungen und Lebensphasen unterstützt und ermuntert hat und somit ihren Teil zu dieser Arbeit beigetragen hat. Das gilt auch für meine liebe Freundin Carolin, bei der ich mich für das mir entgegengebrachte Verständnis und die Rücksichtnahme während der Promotionszeit, vor allem in der „heißen“ Phase, bedanken möchte.

Lindau, 2. Mai 2014

Raphael Ruf

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Thema der Arbeit	1
1.2	Stand der Technik	2
1.3	Inhaltsübersicht	3
2	Grundlagen	5
2.1	Beschreibung des Filterverhaltens durch charakteristische Polynome	5
2.2	Synthese von Filterprototypen	9
2.2.1	Klassische Filterprototypen	11
2.2.2	Der verallgemeinerte Tschebyschow-Prototyp	14
2.3	Der Koppelmatrixansatz	17
2.4	Koppelmatrixsynthese aus den charakteristischen Polynomen	21
2.4.1	Bestimmung der Koppelmatrix durch Optimierung	21
2.4.2	Berechnung der Koppelmatrix durch schrittweise Reduktion der charakteristischen Polynome	22
2.4.3	Berechnung der Koppelmatrix durch Partialbruchzerlegung der Y -Parameter und Orthogonalisierung	22
2.5	Rekonfiguration und Reduktion der Koppelmatrix	26
2.6	Mehrdeutigkeit der Koppelmatrix	30
2.7	Topologien für Mikrowellenfilter	36
2.7.1	Tiefpassfilter	36
2.7.2	Bandpassfilter	38
3	Die Koppelmatrixextraktion	43
3.1	Die Cauchy-Methode	43
3.1.1	Mathematischer Hintergrund	44
3.1.2	Gleichzeitige Modellierung von $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$	47
3.1.3	Modellierung von $K(s)$	48
3.2	Behandlung von Verlusten	50

3.2.1	Verschiebung von Polynomnullstellen	55
3.2.2	Implizite Verlustkompensation	58
3.2.3	Eine neuartige Methode zur Verlustkompensation	61
3.2.4	Anwendung des neuartigen Verfahrens auf gemessene Streuparameterverläufe	65
4	Entwurf von Filtern mit der Koppelmatrixmethode	71
4.1	Entwurfsansätze	71
4.1.1	Entwurfsverfahren ohne Vollwellensimulatoren	71
4.1.2	Entwurfsverfahren mit Vollwellensimulatoren	72
4.1.3	Hybride Optimierungsverfahren	75
4.2	Der Prozess des Filterentwurfs mit der Koppelmatrixmethode .	77
4.2.1	Die Spezifikation	77
4.2.2	Erstellung eines Prototypen und Umsetzung in eine Start- geometrie	79
4.2.3	Optimierung der Startgeometrie	87
5	Anwendung der Koppelmatrixmethode auf Tiefpassfilter	91
5.1	Vorstellung des Verfahrens	91
5.2	Mehrlagen-Tiefpassfilter mit mäanderförmigen Induktivitäten .	95
6	Software-Module	101
6.1	Das Modul FilterSynthesis	102
6.2	Die Programme CMBandpass und CMLowpass	105
6.3	Das Programm CMEvaluator	108
6.4	Das Programm TouchstoneCompare	111
6.5	Das Programm CutTouchstone	113
6.6	Anwendung der Module anhand des Entwurfs eines Bandpassfilters	114
7	Realisierte Filterstrukturen	121
7.1	Ein neuartiger Suspended-Stripline-Resonator	122
7.1.1	Einführung Suspended-Stripline	122
7.1.2	Vorstellung des neuartigen Resonators	123
7.1.3	Entwurf eines Beispielfilters	126
7.2	Tiefpässe mit hoher Weitabsektion	130
7.2.1	Ausbreitung von Hohlleitermoden in Abschirmstrukturen	130

7.2.2	Eine neue Methode zur Unterdrückung von Hohlleitermoden in abgeschirmten Filterstrukturen	132
7.3	Kompakte Filter	135
7.3.1	Verringerung der Ausdehnung von quasi-konzentrierten Bauelementen	135
7.3.2	Änderung der Filter-Abschlussimpedanzen	138
8	Zusammenfassung	145
	Literaturverzeichnis	149

1 Einleitung

1.1 Thema der Arbeit

Filterschaltungen dienen hauptsächlich der gezielten Beeinflussung des Frequenzgangs von elektrischen Signalen. Auf Grund dieser fundamentalen und häufig benötigten Eigenschaft ist das Einsatzgebiet von Filtern enorm breit gefächert, insbesondere im Bereich der Radar- und Kommunikationstechnik kommen sie in großer Stückzahl vor. Zusätzlich befinden sich Filter oft an für die Leistungsfähigkeit des Systems entscheidenden Stellen – beispielsweise in einem Empfänger direkt im Anschluss an die Antenne. Die Qualität der Filter trägt deshalb in großem Maße zur Gesamtleistung von elektronischen Systemen bei, nicht selten stehen die Filter sogar im Fokus von Machbarkeitsstudien zu neuen Systemen.

Die Vielfalt und Breitbandigkeit moderner Kommunikationssysteme bedingt ein immer dichter gedrängtes Frequenzspektrum, was zu stringenteren Anforderungen an die Selektivität der Filter führt. Wird diesem Umstand durch Anwendung der traditionellen Entwurfsmethoden für Filter Rechnung getragen, so führt dies zu Filtern höherer Ordnung und damit größerem Platzbedarf, höheren Kosten und zu einem Anstieg der Einfügedämpfung. Diese Folgen stehen im Widerspruch zu dem allgegenwärtigen Trend zu Miniaturisierung und Erhöhung der Leistungsfähigkeit von Kommunikationssystemen, verbunden mit stetig steigendem Kostendruck. Moderne Entwurfverfahren erlauben die flexible Anpassung der Filter an die gestellten Anforderungen zum Beispiel durch die Verwendung von asymmetrischen Filterfunktionen, wodurch die benötigte Ordnung der Filter reduziert werden kann.

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Untersuchung und Entwicklung eines Entwurfverfahrens für die Synthese und den Abgleich von Filterschaltungen, die hauptsächlich im Mikrowellenbereich (1–300 GHz) arbeiten und meistens durch quasi-konzentrierte oder verteilte Bauelemente realisiert werden. In diesem Frequenzbereich entsteht die Filterfunktion durch geeignete Verkopplungen der Bauelemente über elektrische und magnetische Streufelder.

Die mathematische Beschreibung der Filter erfolgt bei dem vorgestellten Verfahren durch das Zusammenfassen der Koppelfaktoren in einer Matrix, wodurch sich ein unmittelbarer Zusammenhang zwischen der mathematischen Beschreibung und dem physikalischen Aufbau der Filter ergibt.

Die Kernfunktionalität des Entwurfsverfahrens ist die Extraktion der Koppelmatrix aus einer Streuparameterbeschreibung des Filters. Die Streuparameter können ihren Ursprung in der Simulation oder der Vermessung eines Filters haben, wodurch das Verfahren gleichermaßen für den Entwurf (Synthese) und den Abgleich von Filtern geeignet ist. Als weiterer Schritt wird die Koppelmatrixdarstellung des gewünschten Idealverlaufs des Filters berechnet – diese Darstellung wird im Folgenden als Prototyp des Filters bezeichnet.

Die Optimierung des Filters geschieht durch den Vergleich und die Anpassung der extrahierten Koppelmatrix an jene des Prototypen. Die Annäherung der Elemente der beiden Matrizen aneinander führt sukzessive und zielgerichtet zu einer besseren Übereinstimmung der jeweiligen Streuparameterverläufe. Auf Grund des unmittelbaren Zusammenhangs der Matrixeinträge mit der physikalischen Topologie lassen sich die zu ändernden Bauteile des Filters leicht identifizieren.

Im Zuge der Miniaturisierung werden im Mikrowellenbereich zunehmend planare Realisierungen für Filter gewählt. Das führt oft zu unbeabsichtigten Interaktionen der Bestandteile der Filter beim Zusammenschalten. Traditionelle Entwurfsmethoden [1–3] lassen dies unberücksichtigt, was zu teilweise erheblichen Abweichungen von der gewünschten Filtercharakteristik führt. Die Extraktion der Koppelmatrix beim vorgestellten Verfahren erfolgt unter Verwendung der Streuparameter des gesamten Filters und berücksichtigt somit jegliche Interaktion der Bauelemente.

1.2 Stand der Technik

Neben den bereits erwähnten traditionellen Entwurfsverfahren kennt die Literatur zahlreiche weitere Verfahren für den Entwurf und den Abgleich von Filterschaltungen, die an dieser Stelle kurz vorgestellt werden sollen.

In einer Reihe von Arbeiten stellt Dunsmore [4–6] den Abgleich von Filtern anhand einer Zeitbereichsmethode vor. Hierzu wird mit Hilfe eines Netzwerkanalysators der Reflexionsfaktor S_{11} des abzugleichenden Filters gemessen und in den Zeitbereich transformiert. Es ergibt sich ein charakteristischer Verlauf aufeinander folgender Maxima und Minima, aus deren Eigenschaften auf

die Koppelfaktoren und die Resonanzfrequenzen der Filter geschlossen werden kann. Tief ausgeprägte Minima deuten auf korrekt eingestellte Resonatoren hin, zur Einstellung der Koppelfaktoren ist ein perfekt abgestimmtes Filter zum Vergleich notwendig.

Ein ähnlicher Ansatz wird von Ness [7] verfolgt, der statt der Zeitbereichsantwort die messtechnisch einfacher zu bestimmende Gruppenlaufzeit des Reflexionsfaktors S_{11} ¹ verwendet. Aus dem Verlauf dieser Größe lassen sich die Koppelfaktoren und die Resonanzfrequenzen der Resonatoren entnehmen. Das kann entweder durch die Auswertung des Betrages der Gruppenlaufzeit bei der Filtermittelfrequenz oder durch Bestimmung derjenigen Frequenzen erfolgen, bei denen Phasensprünge der Gruppenlaufzeit auftreten. Der große Nachteil dieses Verfahrens ist die Notwendigkeit, einzelne Resonatoren kurzzuschließen, was bei vielen Realisierungsformen von Resonatoren nicht möglich ist. In [8] erweitert Ness die Anwendung seines Verfahrens auf kreuzgekoppelte Filter. Lindner [9] verwendet in seiner Dissertation unter anderem diese Methode zur Ansteuerung eines Industrieroboters zum automatisierten Filterabgleich.

Ein weiteres Syntheseverfahren ist das von Bandler [10] eingeführte Space-Mapping-Verfahren, das durch sich anschließende Arbeiten [11, 12] ergänzt wurde. Ye und Mansour [13] stellen ein Verfahren vor, das auf der Segmentierung der Filtergeometrie beruht. Des Weiteren sind Verfahren bekannt, die wie die vorliegende Arbeit mit der Koppelmatrixmethode arbeiten. Hier sind vor allem die Arbeiten von Bila [14, 15] sowie Peik und Mansour [16] zu nennen. Eine detaillierte Betrachtung aller in diesem Absatz erwähnten Verfahren erfolgt in Kapitel 4 der Arbeit.

1.3 Inhaltsübersicht

Die vorliegende Arbeit ist in acht Kapitel gegliedert. In **Kapitel 2** werden die zum Verständnis der Koppelmatrixmethode benötigten Grundlagen vermittelt. Diese bestehen im Kern aus der Beschreibung von Filtern durch charakteristische Polynome, aus denen die Koppelmatrixdarstellung, die zentrale Beschreibungsart für Filter in dieser Arbeit, hervorgeht. **Kapitel 3** beschäftigt sich mit der Erstellung einer Koppelmatrixdarstellung aus den Streuparameterverläufen eines Filters. Dieser als Koppelmatrixextraktion bezeichnete Schritt ist das we-

¹Der Begriff der Gruppenlaufzeit wird normalerweise mit der Transmission S_{21} in Verbindung gebracht, die Berechnung dieser Größe für den Reflexionsfaktor geschieht analog hierzu: $t_{\text{gr}, S_{11}} = -d(\arg(S_{11}))/d(2\pi f)$.

sentliche Element im Optimierungsprozess und somit entscheidend für dessen Erfolg. Eine besondere Herausforderung für die Koppelmatrixmethode stellen die beispielsweise durch Messungen erhaltenen verlustbehafteten Streuparameterverläufe dar, die ebenfalls in diesem Kapitel behandelt werden. **Kapitel 4** zeigt den Entwurf von Bandpassfiltern mit der Koppelmatrixmethode und zieht Vergleiche mit anderen Entwurfsverfahren. Ein weiteres Thema dieses Kapitels ist die Erstellung eines Filterprototypen anhand der Spezifikation und dessen Umsetzung in eine Startgeometrie. In **Kapitel 5** wird das Verfahren auf die Anwendung für Tiefpassfilter erweitert. Die Vorgehensweise wird anhand eines ausführlichen Beispiels präsentiert. **Kapitel 6** stellt die im Rahmen der Arbeit entstandenen Software-Werkzeuge vor. Nach einer kurzen Einführung der einzelnen Module wird deren Zusammenspiel beim Entwurf eines komplexen, mehrere Transmissionsnullstellen umfassenden Bandpassfilters erläutert. **Kapitel 7** stellt einige der im Rahmen der Arbeit entstandenen neuartigen Filterstrukturen vor. Neben einem Resonator in Suspended-Stripline-Technik werden einige Methoden zur Verbesserung der Weitabselektion und Miniaturisierung von Tiefpassfiltern aufgezeigt. **Kapitel 8** bildet die Zusammenfassung der Arbeit.

2 Grundlagen

Dieses Kapitel vermittelt die zum Verständnis der Arbeit notwendigen Grundlagen. Zunächst wird die Beschreibung von Filtern anhand von charakteristischen Polynomen vorgestellt, aus denen in einem späteren Abschnitt die Koppelmatrixdarstellung, die zentrale Beschreibungsart für Filter in dieser Arbeit, hervorgeht. In weiteren Abschnitten wird auf die Anpassung der Koppelmatrix an vorgegebene Topologien (die sogenannte Rekonfiguration) sowie auf Mehrdeutigkeiten der Koppelmatrixdarstellung eingegangen.

Ein weiterer in dem Kapitel behandelter Aspekt ist die Synthese von Filterprototypen, nach einer kurzen Vorstellung der bekannten Filter-Charakteristiken wird dabei besonders auf den verallgemeinerten Tschebyschow-Prototypen eingegangen. Den Abschluss des Kapitels bildet die Vorstellung der gängigsten Realisierungsformen für Tiefpassfilter und Bandpassfilter im Mikrowellenbereich.

2.1 Beschreibung des Filterverhaltens durch charakteristische Polynome

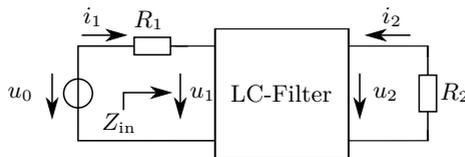


Bild 2.1: LC-Filter mit Beschaltung durch Quelle und Last.

Bild 2.1 zeigt ein LC-Filter mit seiner äußeren Beschaltung durch eine Quelle und eine Last. Die maximale Leistung, die der Quelle entnommen wer-

den kann, beträgt $P_{\max} = |u_0|^2 / 4R_1$, die an die Last R_2 abgegebene Leistung $P_2 = |u_2|^2 / R_2$. Für den Quotienten aus maximal verfügbarer Leistung und an die Last abgegebene Leistung gilt:

$$\begin{aligned} \frac{P_{\max}}{P_2} &= \frac{1}{4} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \left| \frac{u_0}{u_2} \right|^2 \\ R_1 = R_2 : \quad \frac{P_{\max}}{P_2} &= \frac{1}{4} \left| \frac{u_0}{u_2} \right|^2 \end{aligned} \quad (2.1.1)$$

Im Fall von passiven Netzwerken, wie den in dieser Arbeit behandelten Filtern, ist P_2 maximal gleich P_{\max} [17]. Solche Filternetzwerke lassen sich durch die charakteristische Funktion $K(s)$ mit der komplexen Frequenzvariablen s beschreiben:

$$\frac{P_{\max}}{P_2} = 1 + |K(s)|^2 \quad \text{mit: } |K(s)|^2 = \begin{cases} \ll 1 & \text{im Durchlassband} \\ \gg 1 & \text{im Sperrband} \end{cases} \quad (2.1.2)$$

Der eingangsseitige Reflexionsfaktor der Schaltung ist gegeben durch:

$$S_{11}(s) = \pm \frac{\text{reflektierte Welle}}{\text{einfallende Welle}} = \frac{U_r}{U_h} = -\frac{I_r}{I_h} \quad (2.1.3)$$

Das Vorzeichen des Reflexionsfaktors hängt davon ab, ob zur Definition Spannungswellen (positiv) oder Stromwellen (negativ) benutzt werden. Wird der Reflexionsfaktor zur Betrachtung von Leistungen herangezogen, ergibt sich:

$$|S_{11}(s)|^2 = \frac{\text{reflektierte Leistung}}{\text{verfügbare Leistung}} = \frac{P_r}{P_{\max}} \quad (2.1.4)$$

Da es sich bei der betrachteten Filterschaltung um ein verlustloses und zudem passives Netzwerk handelt, muss darüber hinaus die Unitaritätsbedingung gelten:

$$|S_{11}(s)|^2 + |S_{21}(s)|^2 = 1 \quad (2.1.5)$$

Eine gleichwertige Definition des Reflexionsfaktors stammt aus der Leitungstheorie [18, 19]:

$$S_{11}(s) = \frac{Z_{\text{in}}(s) - R_1}{Z_{\text{in}}(s) + R_1} = \frac{z_{\text{in}}(s) - 1}{z_{\text{in}}(s) + 1} \quad \text{mit: } z_{\text{in}}(s) = \frac{Z_{\text{in}}(s)}{R_1} \quad (2.1.6)$$

2.1 Beschreibung des Filterverhaltens durch charakteristische Polynome

Die Größe $Z_{\text{in}}(s)$ stellt die Eingangsimpedanz der Schaltung rechts von R_1 dar. Da es sich dabei um ein LTI-Netzwerk (*linear time invariant*) handelt, können $Z_{\text{in}}(s)$ und $z_{\text{in}}(s)$ als Quotient von zwei Polynomen dargestellt werden [17]:

$$z_{\text{in}}(s) = \frac{n(s)}{d(s)} \quad (2.1.7)$$

Der Eingangsreflexionsfaktor $S_{11}(s)$ der Schaltung wird damit zu:

$$S_{11}(s) = \frac{z_{\text{in}}(s) - 1}{z_{\text{in}}(s) + 1} = \frac{n(s) - d(s)}{n(s) + d(s)} = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (2.1.8)$$

Die Polynome $F(s)$ und $E(s)$ stellen zwei der eingangs erwähnten charakteristischen Polynome dar. Mit ihrer Hilfe ist es möglich, den Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors als Funktion der komplexen Frequenzvariable s vollständig zu beschreiben. Die beiden Polynome haben die folgenden Eigenschaften [20]:

- Da es sich bei den betrachteten Filtern ausschließlich um passive Netzwerke handelt, muss das Nennerpolynom $E(s)$ ein striktes Hurwitz-Polynom sein – alle Nullstellen des Polynoms liegen in der linken Halbebene der komplexen Ebene. Das Polynom hat ausschließlich reelle Koeffizienten
- Die Koeffizienten von $F(s)$ sind bei einer symmetrischen Filterantwort rein reell. Im Fall einer unsymmetrischen Filterantwort alternieren die Koeffizienten mit steigender Potenz von s zwischen rein reell und rein imaginär. Das geht mit der Einschränkung einher, dass die Nullstellen dieses Polynoms auf der imaginären Achse liegen müssen – bei einer symmetrischen Filterantwort als konjugiert komplexe Paare. Ist das Filter von ungerader Ordnung, so ist eine einfache Nullstelle im Ursprung der komplexen Ebene vorhanden.

Die am Filtereingang reflektierte Leistung lässt sich anhand der beiden Polynome folgendermaßen ausdrücken:

$$|S_{11}(s)|^2 = \frac{F(s)F(s)^*}{E(s)E(s)^*} \quad (2.1.9)$$

Das Sternsymbol steht für das jeweils konjugiert komplexe Polynom.¹ Bei einer Beschränkung der Auswertung der Polynome entlang der imaginären Achse

¹ Im Zusammenhang mit konjugiert komplexen Polynomen müssen grundsätzlich drei Fälle unterschieden werden:

($s=j\omega$), vereinfachen sich die Ausdrücke zu $F(s)^*=F(-s)$ und $E(s)^*=E(-s)$. Unter Berücksichtigung der Verlustlosigkeit des Filters (2.1.5) ergeben sich somit für die reflektierte und transmittierte Leistung folgende Ausdrücke:

$$|S_{11}(s)|_{s=j\omega}^2 = \frac{F(s)F(-s)}{E(s)E(-s)} \quad (2.1.10)$$

$$|S_{21}(s)|_{s=j\omega}^2 = \frac{E(s)E(-s) - F(s)F(-s)}{E(s)E(-s)} = \frac{P(s)P(-s)}{E(s)E(-s)} \quad (2.1.11)$$

Das Polynom $P(s)$ ist das letzte der drei charakteristischen Polynome zur Beschreibung des Filterverhaltens. Aus (2.1.11) ergibt sich, dass ein verlustloses Filter bereits durch zwei der drei charakteristischen Polynome vollständig beschrieben ist. Dieser wichtige Zusammenhang, der in der vorliegenden Arbeit häufig Anwendung finden wird, ist als Feldtkeller-Gleichung bekannt:

$$P(s)P(-s) = E(s)E(-s) - F(s)F(-s) \quad (2.1.12)$$

Die Verläufe der Streuparameter eines Filters lassen sich durch die drei Polynome auf die folgende Art und Weise darstellen:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad (2.1.13)$$

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E(s)} \quad (2.1.14)$$

Für die charakteristische Funktion des Filters $K(s)$ ergibt sich mit Hilfe von (2.1.2), (2.1.5), (2.1.13) und (2.1.14):

$$K(s) = \frac{S_{11}(s)}{S_{21}(s)} = \frac{F(s)}{P(s)} \quad (2.1.15)$$

$F(s)^*$: Das Polynom liefert Funktionswerte, die konjugiert komplex zu den Funktionswerten von $F(s)$ sind.

$F^*(s)$: Die Koeffizienten von $F(s)$ werden durch ihre konjugiert komplexen Pendanten ersetzt.

$F(s^*)$: Die Auswertung des Polynoms erfolgt mit dem konjugiert komplexen Pendant der unabhängigen Variablen s .

Allgemein gilt: $F(s)^*=F^*(s^*)$. Sind die Polynomkoeffizienten reell und das Argument imaginär ($s=j\omega$), so vereinfacht sich das zu: $F(s)^*=F(-s)$.

In der Literatur [17, 20] tritt bisweilen auch die Funktion $H(s)$ auf. Dieser als *transducer function* bekannte Polynomquotient entspricht dem Kehrwert von $S_{21}(s)$:

$$H(s) = \frac{1}{S_{21}(s)} = \frac{E(s)}{F(s)} \quad (2.1.16)$$

Für die Synthese von Filtern ist es vorteilhaft mit normierten Polynomen zu arbeiten, und zwar dergestalt, dass die zu den höchsten Potenzen von s gehörenden Koeffizienten zu 1 gewählt werden. In der Literatur [20] werden dazu die beiden Konstanten ε und ε_r eingeführt:

$$S_{11}(s) = \frac{F(s)}{\varepsilon E(s)} \quad (2.1.17)$$

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{\varepsilon_r E(s)} \quad (2.1.18)$$

Bemerkenswert an der Polynomdarstellung ist das gemeinsame Nennerpolynom der Streuparameter. Die Koeffizienten von $P(s)$ alternieren mit steigender Potenz von s zwischen reell und imaginär. Die Nullstellen von $P(s)$ liegen entweder auf der imaginären Achse oder treten als parakonjugierte² Paare auf.

Im ersten Fall kennzeichnen die Nullstellen Frequenzen, bei denen die Transmission null ist. Diese Art von Nullstelle wird als Transmissionsnullstelle bezeichnet und dient zur Verbesserung der Nahbereichsselektion eines Filters.

Im zweiten Fall werden die Nullstellen zur Beeinflussung des Gruppenlaufzeitverhaltens des Filters eingesetzt; typischerweise wird hierbei eine Reduktion der Gruppenlaufzeitvariation an den Grenzen des Durchlassbands angestrebt. In beiden Fällen wird die Weitabselektion des Filters durch die zusätzlichen Nullstellen verschlechtert.

2.2 Synthese von Filterprototypen

Die Hauptaufgabe von elektrischen Filtern ist die Trennung von erwünschten und unerwünschten Frequenzbändern. Es ist daher leicht verständlich, dass die Beschreibung von Filtereigenschaften größtenteils im Frequenzbereich erfolgt. Der Filterentwurf ist ein klassisches Teilgebiet der *Synthese* von elektrischen

²Während ein konjugiert komplexer Ausdruck durch das Vertauschen des Vorzeichens des Imaginärteils erzeugt wird, geschieht dies bei der Parakonjugation durch Vertauschen des Vorzeichens des Realteils.

Netzwerken. Diese Disziplin beschäftigt sich mit dem Auffinden eines elektrischen Netzwerkes, das ein vorgegebenes Eingangssignal beziehungsweise dessen Spektrum in ein vorgegebenes Ausgangssignal überführt. Im Gegensatz dazu beschäftigt sich die *Analyse* von Netzwerken mit der Bestimmung des Ausgangssignals, das durch ein vorgegebenes Netzwerk und einem Eingangssignal erzeugt wird.

Die Analyse eines Netzwerkes liefert ein eindeutiges Ergebnis; jede Kombination aus Eingangssignal und elektrischem Netzwerk liefert genau ein bestimmtes Ausgangssignal. Das trifft nicht auf das Synthese-Problem zu. Abhängig von den gestellten Anforderungen gibt es hierfür entweder keine Lösung oder beliebig viele Lösungen [17].

Bild 2.2 zeigt das Frequenzverhalten eines idealen Tiefpassfilters. Spektralanteile bis zur Grenz- oder Eckkreisfrequenz ω_c des Filters erfahren keine Dämpfung beim Durchgang durch das Netzwerk. Oberhalb von ω_c ist die Dämpfung hingegen unendlich hoch, der Übergang zwischen beiden Bereichen erfolgt instantan. Ein solches Netzwerk ist aus folgenden Gründen physikalisch nicht realisierbar:

- Der unendlich schnelle Anstieg der Dämpfungskurve bei der Eckfrequenz erfordert eine unendliche Anzahl von Bauelementen.
- Ein elektrisches Netzwerk aus LTI-Elementen kann keine verschwindende Dämpfung über einen Frequenzbereich aufweisen, wohl aber für mehrere diskrete Frequenzen.
- Ein Signal kann nicht sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich begrenzt sein [21]. Die harte Forderung nach einer unendlich hohen Dämpfung im Sperrbereich des Filters bedingt eine (zeitlich) unbegrenzte Impulsantwort und somit ein nicht kausales System.

Aus diesen Gründen müssen für die Realisierung von Filtern mehrere Kompromisse eingegangen werden, die durch das in Bild 2.3 dargestellte Toleranzschema vermittelt werden:

- Es existiert ein Übergangsbereich zwischen Durchlass- und Sperrbereich ($\omega_c \leq \omega \leq \omega_s$). Die Breite des Gebiets hängt von der Filterordnung n sowie den beiden Dämpfungswerten α_p und α_s ab.
- Innerhalb des Durchlassbereichs wird eine maximale Dämpfung von α_p zugelassen. Hierin muss auch die endliche Güte der verwendeten realen Bauelemente, die deren Verluste beschreibt, berücksichtigt werden.

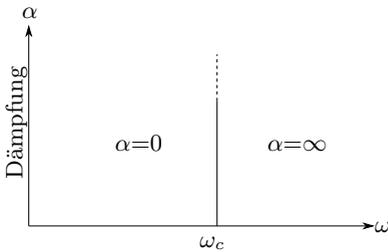


Bild 2.2: Frequenzverhalten eines idealen Tiefpassfilters.

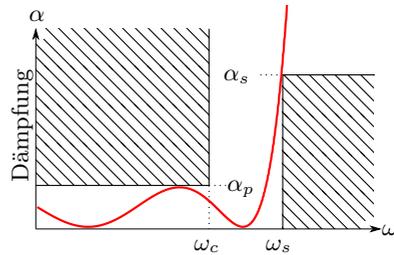


Bild 2.3: Frequenzverhalten eines realen Tiefpassfilters.

- Ab der Frequenz ω_s , die den Beginn des Sperrbereichs markiert, wird eine minimale Dämpfung von α_s gefordert.

Der in Bild 2.3 gezeigte Dämpfungsverlauf eines Filternetzwerks erfüllt das geforderte Toleranzschema. Je nach Anforderung an die Filtereigenschaften stehen verschiedene mathematische Funktionen, Filterprototypen genannt, zur Verfügung, um das Approximationsproblem zu lösen. Diese sind Thema der nächsten beiden Abschnitte.

2.2.1 Klassische Filterprototypen

Unter dem Terminus klassische Filterprototypen werden in dieser Arbeit alle Prototypen zusammengefasst, die nicht zu den verallgemeinerten Tschebyschow-Filtern gehören. Die Literatur kennt eine Vielzahl von Prototypen [22, 23]; die meisten davon sind sogenannte Allpolfilter, die keine Transmissionsnullstellen bei finiten Frequenzen besitzen. Für das charakteristische Polynom $P(s)$ bedeutet das, dass alle Nullstellen im Unendlichen liegen, das Polynom reduziert sich auf eine Konstante.

Oftmals bestimmen Anforderungen an den Dämpfungsverlauf die Auswahl eines Prototypen. Kommt es hingegen auf hohe Impulstreu an, ist die Phasenlinearität, und daraus abgeleitet die Gruppenlaufzeitvariation des Filters, von entscheidender Bedeutung. Im Folgenden werden die wichtigsten klassischen Prototypen kurz vorgestellt, Tabelle 2.1 vergleicht sie hinsichtlich der beiden genannten Eigenschaften.

Filtertyp	Phasenlinearität	Nahbereichsselektion
Butterworth	0	0
Bessel	+	-
Tschebyschow	-	+
Elliptisch	--	++

Tab. 2.1: Vergleich der vorgestellten klassischen Filtertypen hinsichtlich der Eigenschaften Phasenlinearität und Nahbereichsselektion. Das Butterworth-Filter dient als Referenz, + bedeutet besseres Verhalten, - schlechteres Verhalten.

Der Butterworth-Prototyp

Der Filtertyp ist auch als maximal flaches Filter bekannt; die Aussage bezieht sich auf den Dämpfungsverlauf bei $\omega=0$. Diese Forderung führt für ein Filter der Ordnung n unmittelbar zu folgender Form von $K(s)$ [20]:

$$K(s) = \varepsilon s^n \quad (2.2.1)$$

Der Parameter ε bestimmt die maximale Dämpfung im Durchlassband α_p (Bild 2.3), die beim Butterworth-Filter bei der Eckkreisfrequenz ω_c auftritt. Normalerweise wird ε zu 1 gewählt, was einer Dämpfung von 3dB bei der Eckfrequenz entspricht. Da es sich um ein Allpolfilter handelt, folgt für das Polynom $F(s)$ unter Verwendung von (2.1.15):

$$F(s) = \varepsilon s^n \quad (2.2.2)$$

Das noch fehlende Polynom $E(s)$ kann über die Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) bestimmt werden.

Der Bessel-Prototyp

Bessel-Filter kommen zum Einsatz, wenn ein linearer Phasenverlauf und damit einhergehend eine konstante Gruppenlaufzeit im Durchlassband des Filters im Mittelpunkt der Anforderungen stehen. Neben einem möglichst konstanten Amplitudenverlauf im Durchlassband ist das die zweite Bedingung für eine verzerrungsarme Übertragung von Impulsen. Anwendungsgebiete sind beispielsweise die Signalverarbeitungskette eines Pulsradars oder ein Oszilloskopverstärker.

Wie das Butterworth-Filter ist auch das Bessel-Filter ein Allpolfilter. Paarman [22] stellt eine Rekursionsformel vor, mit deren Hilfe die Koeffizienten e_i des Polynoms $E(s)$ für ein Bessel-Filter mit der normierten Verzögerung von 1 berechnet werden können:

$$e_0 = 1, \\ e_{k+1} = \frac{2(n-k)}{(2n-k)(k+1)} e_k \quad k = 0, \dots, (n-1) \quad (2.2.3)$$

Das fehlende Polynom $F(s)$ kann wiederum über die Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) bestimmt werden.

Der Tschebyschow-Prototyp

Das Tschebyschow-Filter ist das am häufigsten verwendete Filter. Das liegt daran, dass es von den bisher vorgestellten Filtern das beste Dämpfungsverhalten während des Übergangs vom Durchlassband zum Stoppband aufweist. Zudem ist sowohl seine rechnerische als auch technische Implementierung deutlich einfacher als jene der elliptischen Filter, die ein noch besseres Dämpfungsverhalten im Übergangsbereich besitzen.

Das verbesserte Verhalten im Übergangsbereich wird durch die Zulassung einer Welligkeit entweder im Durchlassband (Tschebyschow Typ I) oder im Stoppband (Tschebyschow Typ II, auch bekannt als inverses Tschebyschow-Filter) des Dämpfungsverlaufs erreicht. Der weitaus größte Teil der Tschebyschow-Filter sowie alle Filter, die in dieser Arbeit behandelt werden sind vom Typ I, so dass fortan bei Erwähnung eines Tschebyschow-Filters immer dieser Typ gemeint ist.

Das Polynom $F(s)$ des Filtertyps ist ein Tschebyschow-Polynom [24] vom Grad n :

$$F(s) = \varepsilon T_n(s) \quad (2.2.4)$$

Zwischen dem Parameter ε , dem sogenannten *ripple factor* und der minimalen Anpassung im Durchlassband RL (*return loss*), die meistens Teil der Filterspezifikation ist, besteht der Zusammenhang:

$$RL = \sqrt{\frac{1 + \varepsilon^2}{\varepsilon^2}} \quad (2.2.5)$$

Tschebyschow-Polynome vom Grad n können nach folgender Rekursionsformel [20] berechnet werden:

$$\begin{aligned}T_0(s) &= 1, \\T_1(s) &= s, \\T_{n+1}(s) &= 2sT_n(s) - T_{n-1}(s)\end{aligned}\tag{2.2.6}$$

Da das Tschebyschow-Filter ein Allpolfilter ist, gilt $P(s)=1$, und das fehlende Polynom $E(s)$ kann über die Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) bestimmt werden.

Elliptische Filter

Der Filtertyp nutzt Transmissionsnullstellen bei realen Frequenzen, um die Nahbereichsselektion (der Übergangsbereich vom Durchlass- ins Stopband) zu verbessern. Die analytische Berechnung solcher Filter ist komplex, hierzu müssen elliptische Integrale gelöst werden. Aus diesem Grund werden die Filterkoeffizienten meistens aus Tabellenwerken entnommen, z. B. aus Saal [25]. Da die Vorteile von elliptischen Filtern auch von dem im nächsten Abschnitt besprochenen verallgemeinerten Tschebyschow-Prototyp geboten werden, wird dieser Filtertyp hier nicht weiter behandelt.

2.2.2 Der verallgemeinerte Tschebyschow-Prototyp

Der verallgemeinerte Tschebyschow-Prototyp, der erstmalig von Rhodes und Aleyab [26] vorgestellt wurde, ist eine Weiterentwicklung des konventionellen Tschebyschow-Prototyps. Die Neuerung besteht darin, dass die Hinzunahme von Transmissionsnullstellen an beliebig vorgebbaren Frequenzpunkten außerhalb des Durchlassbandes des Filters möglich ist. Die Nullstellen können dabei auf der imaginären Achse liegen oder als parakonjugiert komplexe Paare auftreten.

Im ersten Fall entstehen Transmissionsnullstellen bei reellen Frequenzen. Im zweiten Fall wird maßgeblich der Phasenverlauf von S_{21} und damit die Gruppenlaufzeit des Filters beeinflusst. Somit ist dieser Prototyp sehr flexibel und erlaubt eine bessere Anpassung an die Spezifikation als alle bisher vorgestellten Prototypen.

Beispielsweise können im Fall von Kommunikationssystemen, bei denen Sende- und Empfangsspektrum eng beieinander liegen, die Steilheit der bei-

den aneinandergrenzenden Filterflanken durch Transmissionsnullstellen erhöht werden. Die Anforderungen an die nicht direkt benachbarten Flanken sind meistens weniger streng, so dass eine asymmetrische Filterantwort zur Reduktion der Filterordnung beitragen kann. Dadurch werden die Filter kompakter, günstiger herstellbar und weisen eine geringere Einfügedämpfung auf.

Der mathematische Hintergrund zum verallgemeinerten Tschebyschow-Prototyp ist sehr komplex und kann bei Cameron [20, 27], der einen rekursiven Ansatz zur Bestimmung der charakteristischen Polynome vorschlägt, nachvollzogen werden. Hier sollen lediglich, wie auch schon bei den anderen Prototypen geschehen, die notwendigen Schritte zur Bestimmung der drei Polynome $F(s)$, $E(s)$ und $P(s)$ vorgestellt werden.

Am einfachsten ist die Bestimmung der Koeffizienten des Polynoms $P(s)$, dessen Nullstellen den vorgegebenen Transmissionsnullstellen entsprechen. Die Anzahl der Transmissionsnullstellen n_{tz} darf dabei maximal gleich der Filterordnung n sein. Wegen der Unitaritätsbedingung³ muss das Polynom $P(s)$ mit der imaginären Einheit j multipliziert werden, falls der Ausdruck $n - n_{tz}$ gerade ist.

Der Zähler der charakteristischen Funktion $K(s)$, der nach (2.1.15) mit $F(s)$ identisch ist, lässt sich nach [27] mit den vorgegebenen Transmissionsnullstellen s_i und der Filterordnung n folgendermaßen ausdrücken:

$$\begin{aligned}
 F(s) &= \text{Num}(K(s)) \\
 &= \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^n \left[\left(s - \frac{1}{s_i} \right) + \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}} s' \right] + \prod_{i=1}^n \left[\left(s - \frac{1}{s_i} \right) - \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}} s' \right] \right] \\
 &= \frac{1}{2} \left[\prod_{i=1}^n (c_i + d_i) + \prod_{i=1}^n (c_i - d_i) \right] \tag{2.2.7}
 \end{aligned}$$

³ Im Fall von reziproken Zweitoren umfasst die Unitaritätsbedingung die folgenden drei Gleichungen:

$$\begin{aligned}
 S_{11}(s)S_{11}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* &= 1 \\
 S_{22}(s)S_{22}(s)^* + S_{21}(s)S_{21}(s)^* &= 1 \\
 S_{11}(s)S_{21}(s)^* + S_{21}(s)S_{22}(s)^* &= 0
 \end{aligned}$$

Die drei Gleichungen als Matrixgleichung zusammengefasst ergeben:

$$\mathbf{S} \cdot \mathbf{S}^{*T} = \mathbf{I}$$

$$\text{wobei: } s' = \sqrt{s^2 - 1}, \quad c_i = \left[s - \frac{1}{s_i} \right], \quad d_i = s' \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}}$$

Num() bezeichnet hier den Zähler eines Bruches. Dieser Ausdruck lässt sich durch die Einführung der Polynome $G_n(s)$ und $G'_n(s)$ verkürzen:

$$F(s) = \text{Num}(K(s)) = \frac{1}{2} [G_n(s) + G'_n(s)] \quad (2.2.8)$$

$$\text{mit: } G_n(s) = \prod_{i=1}^n (c_i + d_i) = \prod_{i=1}^n \left[\left(s - \frac{1}{s_i} \right) + \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}} s' \right] \quad (2.2.9)$$

$$\text{und: } G'_n(s) = \prod_{i=1}^n (c_i - d_i) = \prod_{i=1}^n \left[\left(s - \frac{1}{s_i} \right) - \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}} s' \right] \quad (2.2.10)$$

Die Ermittlung von $F(s)$ beginnt mit der Bestimmung von $G_n(s)$ durch Rekursion; hierzu wird das Polynom in zwei Teilpolynome $U_n(s)$ und $V_n(s)$ aufgespalten:

$$G_n(s) = U_n(s) + V_n(s) \quad (2.2.11)$$

Zweck der Aufspaltung ist die Zusammenfassung aller Summanden im Polynom $U_n(s)$, die nur Potenzen der Variable s enthalten. Summanden, die den Term s' enthalten, werden dagegen dem Hilfspolynom $V_n(s)$ zugeordnet. $U_n(s)$ ist somit eine rationale Funktion, ein echtes Polynom in s , während dies für $V_n(s)$ nicht zutrifft, da es den Faktor $s' = \sqrt{s^2 - 1}$ enthält.

Der Rekursionsprozess beginnt mit der Bestimmung des Polynoms $G_1(s)$ unter Verwendung der ersten vorgegebenen Transmissionsnullstelle s_1 :

$$\begin{aligned} G_1(s) &= c_1 + d_1 = \left(s - \frac{1}{s_1} \right) + \sqrt{1 - \frac{1}{s_1^2}} s' \\ &= U_1(s) + V_1(s) \end{aligned} \quad (2.2.12)$$

Die Ermittlung von $G_2(s)$ erfolgt durch die Multiplikation von $G_1(s)$ mit den entsprechenden Termen der zweiten Transmissionsnullstelle s_2 :

$$\begin{aligned} G_2(s) &= U_2(s) + V_2(s) = G_1(s) [c_2 + d_2] \\ &= [U_1(s) + V_1(s)] \left[\left(s - \frac{1}{s_2} \right) + \sqrt{1 - \frac{1}{s_2^2}} s' \right] \end{aligned} \quad (2.2.13)$$

Die beim Ausmultiplizieren der zweiten Zeile entstehenden Summanden werden wieder entsprechend den Teilpolynomen $U_2(s)$ und $V_2(s)$ zugeordnet:

$$U_2(s) = sU_1(s) - \frac{U_1(s)}{s_2} + \sqrt{1 - \frac{1}{s_2^2}} s' V_1(s) \quad (2.2.14)$$

$$V_2(s) = sV_1(s) - \frac{V_1(s)}{s_2} + \sqrt{1 - \frac{1}{s_2^2}} s' U_1(s) \quad (2.2.15)$$

Diese Prozedur wird $(n-1)$ -fach wiederholt, so dass die Polynome am Ende die Ordnung n aufweisen. Ist die Anzahl n_{fz} der Transmissionsnullstellen kleiner als die Filterordnung (das ist der Normalfall), so werden die Polynome $U_n(s)$ und $V_n(s)$ ab dem n_{fz} -ten Rekursionsschritt mit folgendem Faktor multipliziert:

$$\lim_{s_i \rightarrow \infty} \left[\left(s - \frac{1}{s_i} \right) + \sqrt{1 - \frac{1}{s_i^2}} s' \right] = s + s' \quad (2.2.16)$$

Bei analoger Vorgehensweise für das Polynom $G'_n(s) = U'_n(s) + V'_n(s)$ resultiert $U'_n(s) = U_n(s)$ und $V'_n(s) = -V_n(s)$. Hieraus ergibt sich zusammen mit (2.2.8) und (2.2.11):

$$\begin{aligned} F(s) &= \text{Num}(K(s)) = \frac{1}{2} [G_n(s) + G'_n(s)] \\ &= \frac{1}{2} (U_n(s) + U'_n(s)) + (V_n(s) + V'_n(s)) = U_n(s) \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

Somit entspricht das Polynom $U_n(s)$ dem Polynom $F(s)$. Das noch fehlende Polynom $E(s)$ kann wie gehabt über die Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) bestimmt werden.

2.3 Der Koppelmatrixansatz

Die Idee des Koppelmatrixansatzes geht auf Atia und Williams [28] zurück, die diese Darstellung in den siebziger Jahren erstmalig für Hohlleiterfilter gewählt haben. Der Ansatz beschreibt, wie die in Abschnitt 2.1 auf Seite 5 vorgestellten charakteristischen Polynome, das Übertragungsverhalten eines Filters. Die Modellierung erfolgt über die sogenannte Koppelmatrix, die als Einträge die Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren und deren gegenseitige Verkopplungen enthält. Die Angabe zweier zusätzlicher, als externe oder belastete

Güte bekannten Größen beschreibt die Ankopplung des Filters an die Quelle und die Last.

Der große Vorteil des Ansatzes besteht im direkten topologischen Zusammenhang der Koppelmatrix mit dem physikalischen Filter. Jeder Eintrag in der Koppelmatrix ist eindeutig mit einem Bestandteil des Filters verknüpft. Die direkte Zuordnung ermöglicht eine zielgerichtete Beeinflussung des Filterverhaltens durch Veränderung der Filtergeometrie.

Das ist bei der Beschreibung durch Polynome wie auch durch andere Beschreibungsformen nicht möglich. Diese Eigenschaft prädestiniert den Koppelmatrixansatz zur Verwendung sowohl für die Filteroptimierung als auch für den Filterabgleich [13, 14].

Außerdem ermöglicht der Ansatz die Verwendung von Werkzeugen der linearen Algebra, wodurch die Filtersynthese beschleunigt wird. Ähnlichkeitstransformationen ermöglichen darüber hinaus eine einfache Änderung der Filtertopologie.

Um mit dem Konzept der Koppelmatrix vertraut zu werden, eignet sich die Untersuchung eines Ersatzschaltbilds für ein Bandpassfilter aus konzentrierten Bauelementen entsprechend Bild 2.4. Die Verkopplung der Resonatoren erfolgt in diesem Fall über magnetische Streufelder, was im Ersatzschaltbild durch die Gegeninduktivitäten L_{ij} modelliert wird; das stellt jedoch keine notwendige Einschränkung dar, es können ebenso elektrische Streufelder oder eine Kombination aus beiden Feldtypen für die Verkopplung zwischen den Resonatoren herangezogen werden [29]. Das Aufstellen der n Maschengleichungen für die in

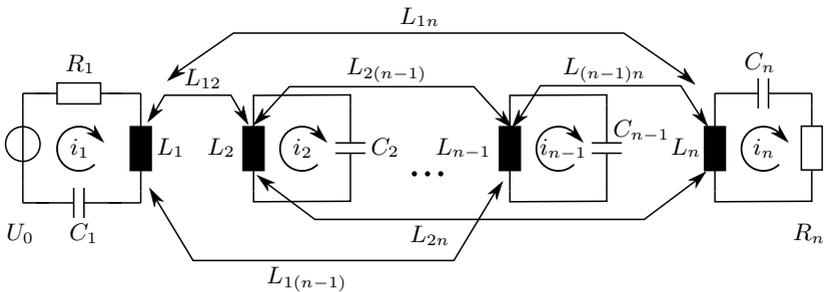


Bild 2.4: Ersatzschaltbild für ein magnetisch gekoppeltes Bandpassfilter.

Bild 2.4 dargestellte Schaltung liefert das Gleichungssystem:

$$\begin{pmatrix} R_1 + p_1 & -j\omega L_{12} & \cdots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & p_2 & \cdots & -j\omega L_{2n} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \cdots & R_n + p_n \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.3.1)$$

$$\text{mit: } p_i = j\omega L_i + \frac{1}{j\omega C_i}$$

Die linke Matrix hat die Dimension einer Impedanz und soll durch Ausklammern des Faktors $\omega_0 L \cdot \text{FBW}$ normiert werden:

$$\omega_0 L \cdot \text{FBW} \begin{pmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} + \Omega & -\frac{j\omega L_{12}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} & \cdots & -\frac{j\omega L_{1n}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} \\ -\frac{j\omega L_{21}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} & \Omega & \cdots & -\frac{j\omega L_{2n}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ -\frac{j\omega L_{n1}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} & -\frac{j\omega L_{n2}}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} & \cdots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot \text{FBW}} + \Omega \end{pmatrix} \quad (2.3.2)$$

Dabei stellt ω_0 die Mittenkreisfrequenz des Filters dar und FBW (*fractional bandwidth*) ist die auf die Mittenfrequenz bezogene Bandbreite des Filters, oft auch als relative Bandbreite bezeichnet. Es wurde vereinfachend angenommen, dass die Induktivitäten L_i und Kapazitäten C_i der Resonatoren alle den gleichen Wert aufweisen, diese Annahme ist jedoch nicht erforderlich, erhöht aber hier die Übersichtlichkeit. Die Größe Ω steht für die normierte Tiefpassfrequenz-Variable und ist gegeben durch:

$$\Omega = j \frac{1}{\text{FBW}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.3.3)$$

Anhand der normierten Impedanzmatrix lassen sich weitere Vereinfachungen treffen:

- Die jeweils ersten Summanden im linken oberen und rechten unteren Matrixelement entsprechen einer reziproken Güte: $R_i/(\omega_0 L) = 1/Q_i$.
- Die in allen Matrixelementen außerhalb der Hauptdiagonalen auftretenden Quotienten der Kreisfrequenz ω und der Filtermittelfrequenz ω_0 sollen als konstant und zu 1 angenommen werden. Dadurch werden die Einträge frequenzunabhängig. Diese Vereinfachung ist nur gültig solange sich der betrachtete Frequenzbereich nicht zu sehr von der Filtermittelfrequenz unterscheidet. Das schränkt die Brauchbarkeit der Koppelmatrixmethode für Filter mit einer relativen Bandbreite bis ca. 20 % ein.
- Die in denselben Matrixelementen auftretenden Quotienten aus Gegeninduktivität L_{ij} und Eigeninduktivität L stellen ein Maß für die Stärke der Verkopplung zwischen den beiden beteiligten Resonatoren i und j dar. Deshalb werden diese Quotienten als Koppelkoeffizienten M_{ij} bezeichnet.

Die so vereinfachte normierte Impedanzmatrix lässt sich als Summe von drei Matrizen schreiben:

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} \frac{1}{Q_1 \cdot \text{FBW}} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \frac{1}{Q_n \cdot \text{FBW}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Omega & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \Omega & \cdots & 0 \\ \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \Omega \end{pmatrix} \\
 & - \frac{j}{\text{FBW}} \begin{pmatrix} 0 & M_{12} & \cdots & M_{1n} \\ M_{21} & 0 & \cdots & M_{2n} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \vdots \\ M_{n1} & M_{n2} & \cdots & 0 \end{pmatrix} \tag{2.3.4}
 \end{aligned}$$

Die erste Matrix (\mathbf{R}) beschreibt die Ankopplung des Filters an die Quelle und an die Last. Da sie nur zwei Einträge enthält, wird meistens auf die explizite

Darstellung als Matrix verzichtet und die beiden von null verschiedenen Werte als Skalare zusammen mit der Koppelmatrix angegeben.

Die zweite Matrix berücksichtigt die vereinfachte Frequenzabhängigkeit des Filters. Bei der Betrachtung des Filterverhaltens über der Frequenz ist dies die einzige der drei Matrizen, die für jeden Frequenzpunkt gesondert ausgewertet werden muss. Da die Frequenzvariable Ω nur auf der Hauptdiagonalen auftritt, wird die Matrix häufig als $\Omega \cdot \mathbf{I}$ geschrieben mit der Einheitsmatrix \mathbf{I} .

Die dritte Matrix enthält die frequenzinvarianten Koppelkoeffizienten der Filterschaltung, weshalb die Bezeichnung Koppelmatrix (\mathbf{M}) naheliegend ist. Da Filter im Normalfall ausschließlich reziproke Bauelemente enthalten ist die Koppelmatrix symmetrisch. Diese Matrix kann zusammen mit den beiden Einträgen der Matrix \mathbf{R} als Bauplan für das Filter verstanden werden. Sie spielt in der vorliegenden Arbeit die zentrale Rolle.

2.4 Koppelmatrixsynthese aus den charakteristischen Polynomen

Dieser Abschnitt befasst sich mit der Berechnung eines Koppelmatrixmodells für ein Filter, für das bereits ein Modell aus charakteristischen Polynomen vorliegt. Die Literatur kennt hierzu drei Methoden, deren Kerngedanken im Folgenden kurz vorgestellt werden. Das letzte Verfahren wird in dieser Arbeit angewendet und deshalb detaillierter besprochen.

2.4.1 Bestimmung der Koppelmatrix durch Optimierung

Eine zu einem vorgegebenen Streuparameterverlauf passende Koppelmatrix kann nach Atia [30] und Amari [31] durch Optimierung gewonnen werden. Beide Autoren verwenden das Gradientenverfahren mit den Koppelmatrixeinträgen als unabhängigen Variablen. Die zu minimierende Kostenfunktion wird durch die Pol- und Nullstellen der charakteristischen Filterfunktion $K(s)$ definiert.

Der Ansatz von Atia [30] ist auf symmetrische Filterantworten beschränkt und liefert eine im Allgemeinen vollbesetzte Koppelmatrix, die anschließend durch Ähnlichkeitstransformationen (siehe Abschnitt 2.5 auf Seite 26) auf die gewünschte Form gebracht werden muss. Das Verfahren von Amari [31] hingegen erlaubt auch unsymmetrische Filterantworten.

Des Weiteren kann eine Topologiematrix vorgegeben werden, die das explizite Nullsetzen von Koppelmatrixeinträgen oder die Festlegung derer Vorzeichen erlaubt. Diese beiden Verfahren benötigen nicht zwangsweise die charakteristischen Polynome zur Bestimmung der Koppelmatrix, numerisch vorliegende Streuparameterverläufe sind ausreichend.

2.4.2 Berechnung der Koppelmatrix durch schrittweise Reduktion der charakteristischen Polynome

Bei dieser durch Cameron [20, 32] vorgestellten Methode werden durch schrittweise Extraktion von Komponenten die Grade der Polynome reduziert, die das Filter beschreiben. Die zu extrahierenden Komponenten sind zum einen parallelgeschaltete Kondensatoren, die die Resonatoren des Filters im Tiefpassbereich beschreiben. Zum anderen werden Immitanz-Inverter extrahiert, wobei Inverter zwischen konsekutiven und nicht konsekutiven Resonatoren unterschieden werden müssen.

Die Prozedur ist beendet, wenn alle beteiligten Polynome zu Konstanten reduziert wurden; das Ersatzschaltbild aus gekoppelten Parallelresonatoren hat dann seine vollständige Form erreicht. Das Verfahren benötigt die Darstellung der Filterfunktion in Form von $ABCD$ -Parametern, die sich leicht aus den in Abschnitt 2.1 auf Seite 5 vorgestellten charakteristischen Polynomen bestimmen lassen [20].

Die Reihenfolge der Elemente, die extrahiert werden sollen, muss vorgegeben werden – das Verfahren ist somit gut einsetzbar für die Synthese eines Filters, wenn dessen Topologie bereits bekannt ist. Insbesondere bei planaren Filtern treten jedoch häufig parasitäre Kopplungen zwischen Resonatoren auf, deren Existenz nicht vorausgesehen werden kann, die aber trotzdem in einem Koppelmatrixmodell berücksichtigt werden sollten. Für die Modellierung solcher Filter ist das Verfahren nicht geeignet.

2.4.3 Berechnung der Koppelmatrix durch Partialbruchzerlegung der Y -Parameter und Orthogonalisierung

Diese Methode geht auf Atia und Williams [30, 33] zurück. Cameron [27] erweiterte den Anwendungsbereich auf asymmetrische Filterantworten. Die Ermittlung des Koppelmatrixmodells geschieht durch den Vergleich der Y -Parameter

mit Bestandteilen der Koppelmatrix. Durch einen Orthogonalisierungsprozess wird anschließend die vollständige Koppelmatrix bestimmt.

Zunächst muss eine Umwandlung der die Streuparameter beschreibenden charakteristischen Polynome in Y -Parameter beschreibende Polynome vorgenommen werden. Dies erfolgt geschickterweise über den Umweg der $ABCD$ -Parameter-Darstellung [20].

Bild 2.5 zeigt die Messvorschrift zur Bestimmung der Y -Parameter eines Zweitors. Der Stimulus erfolgt durch eine Spannungsquelle, alle anderen Tore sind mit Kurzschlüssen versehen. Die beiden Y -Parameter $Y_{21}(s)$ und $Y_{22}(s)$

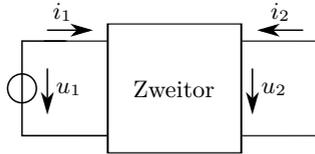


Bild 2.5: Beschaltung eines Zweitors zur Ermittlung der Y -Parameter.

lassen sich nach folgender Vorschrift bestimmen:

$$Y_{21}(s) = \left. \frac{i_2}{u_1} \right|_{u_2=0} \quad \text{und} \quad Y_{22}(s) = \left. \frac{i_2}{u_2} \right|_{u_1=0} \quad (2.4.1)$$

Auflösen von (2.3.1) nach dem Stromvektor liefert:

$$(i_1 \ i_2 \ \dots \ i_n)^T = (\mathbf{jM} + s\mathbf{I} + \mathbf{R})^{-1} \cdot (U_0 \ 0 \ \dots \ 0)^T \quad (2.4.2)$$

Vorteilhaft an dieser Darstellung ist, dass in dem Spannungsvektor lediglich ein Eintrag ungleich null vorhanden ist. Das vereinfacht die Bestimmung des Stroms i_n beträchtlich:

$$i_{n,Y_{21}(s)} = (\mathbf{jM} + s\mathbf{I} + \mathbf{R})_{n1}^{-1} \cdot U_0 \quad (2.4.3)$$

Der Index $n1$ selektiert das betreffende Element aus der in den Klammern stehenden Matrix, in diesem Fall das Element in der letzten Zeile und der ersten Spalte. Für die Bestimmung von $Y_{22}(s)$ muss die äußere Beschaltung in

Bild 2.5 vertauscht werden:

$$i_{n,Y_{22}(s)} = (j\mathbf{M} + s\mathbf{I} + \mathbf{R})_{nn}^{-1} \cdot U_0 \quad (2.4.4)$$

Die Bestimmung von $Y_{21}(s)$ und $Y_{22}(s)$ erfolgt unter den Randbedingungen $s=j\omega$ und $\mathbf{R}=\mathbf{0}$ (bedingt durch die Messvorschrift der Y -Parameter) und ergibt:

$$Y_{21}(s) = \left. \frac{i_n}{u_1} \right|_{u_2=0} = j(-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I})_{n1}^{-1} \quad (2.4.5)$$

$$Y_{22}(s) = \left. \frac{i_n}{u_2} \right|_{u_1=0} = j(-\mathbf{M} - \omega\mathbf{I})_{nn}^{-1} \quad (2.4.6)$$

Damit ist ein wichtiger Zusammenhang zwischen der Koppelmatrix und den Y -Parametern geschaffen worden. In dieser Form ist der Zusammenhang allerdings zunächst nutzlos, da aus den beiden Elementen der inversen Koppelmatrix nicht direkt auf deren Aufbau geschlossen werden kann. Somit sind weitere Umformungen notwendig.

Im Abschnitt 2.3 auf Seite 17 wurde gezeigt, dass alle Elemente der Koppelmatrix rein reell und die Einträge bezüglich der Hauptdiagonalen symmetrisch sind. Aus diesen beiden Eigenschaften lässt sich ableiten, dass alle Eigenwerte λ_i der Matrix \mathbf{M} ebenfalls reell sind [34] und sie folgendermaßen zerlegt werden kann:

$$-\mathbf{M} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^T \quad (2.4.7)$$

Hierbei stellt $\mathbf{\Lambda}$ eine Diagonalmatrix dar, deren Hauptdiagonale mit den Eigenwerten λ_i der Koppelmatrix \mathbf{M} besetzt ist. Die Transformationsmatrix \mathbf{T} besteht aus n zueinander orthogonalen Zeilenvektoren. Einsetzen der Zerlegung (2.4.7) in (2.4.5) und (2.4.6) führt zu:

$$Y_{21}(s) = j \left(\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega\mathbf{I} \right)_{n1}^{-1} \quad (2.4.8)$$

$$Y_{22}(s) = j \left(\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega\mathbf{I} \right)_{nn}^{-1} \quad (2.4.9)$$

Die rechten Seiten dieser beiden Gleichungen stellen inverse Eigenwertprobleme dar [35] und lassen sich allgemein folgenderweise umformen:

$$\left(\mathbf{T} \cdot \mathbf{\Lambda} \cdot \mathbf{T}^t - \omega \mathbf{I} \right)_{ij}^{-1} = \sum_{k=1}^n \frac{T_{ik} \cdot T_{jk}}{\omega - \lambda_k} \quad (2.4.10)$$

Im konkreten Fall führt das zu folgenden Ausdrücken:

$$Y_{21}(s) = j \sum_{k=1}^n \frac{T_{nk} \cdot T_{1k}}{\omega - \lambda_k} = j \sum_{k=1}^n \frac{r_{21k}}{\omega - \lambda_k} \quad (2.4.11)$$

$$Y_{22}(s) = j \sum_{k=1}^n \frac{T_{nk}^2}{\omega - \lambda_k} = j \sum_{k=1}^n \frac{r_{22k}}{\omega - \lambda_k} \quad (2.4.12)$$

Das stellt eine Partialbruchzerlegung der beiden Y -Parameter $Y_{21}(s)$ und $Y_{22}(s)$ dar. Die Polstellen der Partialbrüche liefern dabei die Eigenwerte λ_i der Koppelmatrix. Durch den Vergleich der Residuen r_{21k} von $Y_{21}(s)$ und r_{22k} von $Y_{22}(s)$ in der Partialbruchdarstellung lässt sich der jeweils erste und letzte Zeilenvektor der Transformationsmatrix \mathbf{T} folgendermaßen bestimmen:

$$T_{nk} = \sqrt{r_{22k}}, \quad T_{1k} = \frac{r_{21k}}{T_{nk}} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}} \quad k = 1 \dots n \quad (2.4.13)$$

Zur Bestimmung der Koppelmatrix nach (2.4.7) müssen die verbleibenden $n-2$ Zeilen der Matrix \mathbf{T} gefunden werden. Da die Zeilen von \mathbf{T} orthogonal zueinander sind, lassen sich die fehlenden Zeilen durch ein Orthogonalisierungsverfahren aus den beiden nach (2.4.13) bestimmten Zeilen ermitteln.

Auf Grund seiner Einfachheit bietet sich das Gram-Schmidt-Verfahren [34] an. Bei dem Verfahren müssen die bereits vorhandenen Zeilenvektoren \mathbf{T}_1 und \mathbf{T}_n zu einer vollständigen Basis aus n voneinander linear unabhängigen Vektoren erweitert werden. Diese Aufgabe kann durch Raten gelöst werden, wozu ein einfaches Muster genutzt wird, das lineare Unabhängigkeit der geratenen Vektoren sicherstellt. Die Vektoren sind dann meistens auch von \mathbf{T}_1 und \mathbf{T}_n linear unabhängig, was durch eine Rangbestimmung der Basis-Matrix sicherzustellen ist. Aus dieser Basis erzeugt das Gram-Schmidt-Verfahren schließlich die Matrix \mathbf{T} mit n zueinander orthogonalen Zeilenvektoren.

Die einzelnen Zeilenvektoren werden beim Gram-Schmidt-Verfahren rekursiv ermittelt, wodurch sich numerische Fehler kumulieren. Das führt dazu, dass

insbesondere die letzten Zeilenvektoren nicht mehr vollständig orthogonal zu ihren Vorgängern sind, wodurch die Berechnung der Koppelmatrix fehlerhaft wird.

Untersuchungen haben gezeigt, dass unter Verwendung von Matlab [36] auf einem 32-Bit-Rechner ausreichend genaue Ergebnisse für Filtergrade bis etwa 21 erreicht werden. Zur Beurteilung der Qualität der Orthogonalität der Matrix \mathbf{T} werden aus deren Zeilenvektoren nacheinander Skalarprodukte gebildet und deren Werte aufsummiert. Unterschreitet das Ergebnis eine vorgegebene Schranke, gilt die Matrix als brauchbar. Ein alternatives, im Gegensatz zum Gram-Schmidt-Verfahren numerisch stabiles Orthogonalisierungsverfahren ist die Householder-Transformation [37].

2.5 Rekonfiguration und Reduktion der Koppelmatrix

Das Resultat einer Koppelmatrixsynthese, wie sie im letzten Abschnitt beschrieben wurde, ist im Allgemeinen eine vollbesetzte Matrix. Eine direkte Umsetzung einer solchen Matrix in ein physikalisches Filter ist wenig sinnvoll, da jeder einzelne Resonator mit jedem verbleibendem anderen Resonator verkopelt werden muss. Dadurch ergeben sich komplexe geometrische Abhängigkeiten zwischen den Resonatoren, denen ab einer gewissen Filterordnung nicht mehr Rechnung zu tragen ist. Im Interesse einer einfachen Realisierbarkeit des Filters wird daher versucht, möglichst viele Einträge der Koppelmatrix zu null zu setzen, was in diesem Zusammenhang als Reduktion der Koppelmatrix bezeichnet wird.

Oft lassen sich bestimmte technische Realisierungsformen von Resonatoren nur unter Einhaltung einer bestimmten Topologie zusammenschalten. Das trifft zum Beispiel auf das von Williams [38] vorgestellte *dual-mode-cavity-Filter* zu. Jener Filtertyp nutzt die beiden degenerierten Moden beispielsweise zweier Rundhohlleiter-Resonatoren zur Realisierung eines vierpoligen Filters mit Transmissionsnullstellen aus. Diese Technik reduziert den Platzbedarf des Filters erheblich, sie schränkt allerdings die möglichen Verkopplungen der beteiligten Resonatoren ein. Ein weiteres Beispiel für diese Problematik sind die von Hong vorgestellten *open-loop*-Resonatoren [39], die in einem späteren Teil der Arbeit (Abschnitt 6.6 auf Seite 114) in einem Beispielfilter Verwendung finden.

Oft ist auch die Art der Verkopplung (magnetisch oder elektrisch) der Resonatoren durch deren technische Umsetzung vorgegeben, oder eine bestimmte Art der Verkopplung ist einfacher zu realisieren. Beispielsweise ist bei Hohllei-

terfiltern die Realisierung von elektrischen Kopplungen durch Sonden deutlich aufwändiger als die magnetische Kopplung durch induktive Blenden. Rekonfiguration der Koppelmatrix bedeutet, die zur Realisierung eines Filters notwendigen Kopplungen an Positionen zu verlegen, die eine einfache oder vorteilhafte technische Umsetzung des Filters erlauben. Darüber hinaus ist unter Rekonfiguration die Einflussnahme auf die Vorzeichen der Kopplungen zu verstehen.

Bild 2.6 zeigt eine Visualisierung der Koppelmatrixdarstellung, fortan als Koppelschema bezeichnet. Die in Form von schwarzen Kreisen dargestellten Resonatoren sind in der Koppelmatrix als Elemente M_{ii} enthalten. Verkopplungen zwischen den Resonatoren finden sich als Einträge M_{ij} wieder, wobei zwischen Hauptkopplungen und Kreuzkopplungen unterschieden wird. Hauptkopplungen bestehen zwischen jedem Paar von konsekutiven Resonatoren und sind für die Filterfunktion obligatorisch. Kreuzkopplungen werden zur Realisierung von Transmissionsnullstellen eingesetzt. Die Anzahl der Einträge in der Koppelmatrix mit Ausnahme der Elemente der Hauptdiagonalen, die ungleich null sind, wird also maßgeblich durch die Anzahl der Transmissionsnullstellen des Filters bestimmt. Allpolfilter kommen mit den wenigsten Verkopplungen aus, sie benötigen nur die Hauptkopplungen.

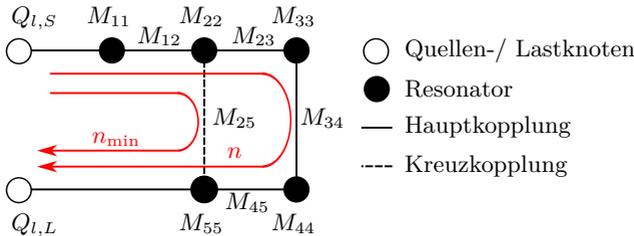


Bild 2.6: Koppelschema eines Beispielfilters zur Erklärung der *minimaler Pfad-Regel*.

Zur Bestimmung der mit einer Topologie maximal erreichbaren Transmissionsnullstellen n_{tz} kann die *minimaler Pfad-Regel* [20] herangezogen werden:

$$n_{tz} = n - n_{\min} \quad (2.5.1)$$

Die Größe n beschreibt die Filterordnung, also die Anzahl der Resonatoren, die mit der Länge des Pfades von der Quelle zur Last, der ausschließlich entlang der Hauptkopplungen verläuft, identisch ist. Der kürzest mögliche Pfad durch das Filter führt an n_{\min} Resonatoren entlang, im Beispiel von Bild 2.6 über die Hauptkopplung M_{12} und die Kreuzkopplung M_{25} . Die Beispieltopologie kann somit maximal $n_{\text{tz}}=2$ Transmissionsnullstellen realisieren.

Eine andere Möglichkeit zur Bestimmung der maximalen Anzahl von Transmissionsnullstellen, die sich zur Umsetzung mit einem Rechner anbietet, stammt von Amari [40]. Er definiert eine Topologiematrix \mathbf{P} , die aus der Koppelmatrix folgendermaßen aufgebaut wird:

$$P_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{falls } M_{ij} \neq 0 \\ 0 & \text{falls } M_{ij} = 0 \\ 1 & \text{falls } i = j \end{cases} \quad (2.5.2)$$

Nach Amari ergibt sich die Anzahl der maximal mit dieser Topologie realisierbaren Transmissionsnullstellen aus:

$$n_{\text{tz}} = n - k - 1 \quad (2.5.3)$$

Die Größe k ist die kleinste positive ganze Zahl, für die der Skalar $(\mathbf{P}^k)_{n1}$ ungleich null ist.

Die Rekonfiguration und Reduktion der Koppelmatrix kann durch Ähnlichkeitstransformationen erreicht werden. Dies sind Operationen, die die Topologie der Koppelmatrix verändern, das Übertragungsverhalten der zugehörigen Filterfunktion, das durch die Eigenwerte und Eigenvektoren der Koppelmatrix bestimmt wird, aber unberührt lassen. Eine geeignete Transformation stellt die Givens-Rotation [35] dar, die durch folgende Rechenvorschrift ausgeführt wird:

$$\mathbf{M} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{M}_0 \cdot \mathbf{G}^T \quad (2.5.4)$$

Dabei entsprechen die Matrizen \mathbf{M}_0 und \mathbf{M} der Koppelmatrix vor und nach der Givens-Rotation. Die Givens-Matrix \mathbf{G} hat folgenden Aufbau:

$$\mathbf{G}(i,k,\theta) = \begin{matrix} & & i & & k & & \\ & & \downarrow & & \downarrow & & \\ i \rightarrow & \left(\begin{array}{cccccc} 1 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cos \theta & \cdots & \sin \theta & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ k \rightarrow & \left(\begin{array}{cccccc} 0 & \cdots & -\sin \theta & \cdots & \cos \theta & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & \cdots & 0 & \cdots & 1 \end{array} \right) & (2.5.5) \end{matrix}$$

Die Givens-Rotation wird unter anderem durch die Ganzzahlen i und k spezifiziert. Diese spannen über den jeweiligen Zeilen und Spalten ein Doppelkreuz innerhalb der Givens-Matrix auf. Sämtliche Elemente der Matrix \mathbf{M}_0 , die von dem Kreuz überdeckt werden, erfahren durch die Givens-Rotation eine Wertänderung.

Durch geeignete Wahl des Drehwinkels θ kann pro Givens-Rotation ein Element sowie dessen bezüglich der Hauptdiagonale symmetrischer Partner der Koppelmatrix zu null gesetzt werden [20]. Die Reduktion oder Rekonfiguration erfolgt durch eine Sequenz von Rotationen, wobei darauf zu achten ist, dass bereits zu null transformierte Einträge durch nachfolgende Transformationen nicht wieder von null verschiedene Werte erhalten.

Zur Zeit existiert noch kein Algorithmus, der die Rekonfiguration auf eine vollständig arbiträre Form der Koppelmatrix erlaubt. Zur Verfügung stehen allerdings Algorithmen, die die Umwandlung auf bestimmte kanonische Topologien erlauben. Im Folgenden werden die bekanntesten dieser Topologien vorgestellt, weitere finden sich in der Literatur [20, 41].

Die bekannteste Form ist die in Bild 2.7a dargestellte *Folded-Canonical*-Form. Sie findet als Zwischentopologie für eine weitere Rekonfiguration Anwendung (z. B. auf die *Cul-de-sac*-Form), kann aber auch direkt zur Realisierung von Filtern verwendet werden. Ist eine direkte Verkopplung zwischen dem Quell- und Lastknoten möglich, kann die *Folded-Canonical*-Form nach der minimaler Pfad-Regel n , ansonsten maximal $n-2$ Transmissionsnullstellen realisieren.

Die in Bild 2.7b gezeigte *Wheel-* oder *Arrow-*Form (die Einträge ungleich null in der Koppelmatrix bilden das Muster eines nach rechts unten orientierten Pfeils) wird meistens nur als Zwischentopologie für eine weitere Rekonfiguration auf *Cascaded-Triplets* und *Cascaded-Quadruplets* eingesetzt. Eine direkte Realisierung ist aufgrund der multiplen Kopplungen an den Lastknoten schwierig.

Die schräg verlaufenden Kreuzkopplungen bei der *Folded-Canonical-*Form, z. B. zwischen Resonator 4 und 6 in Bild 2.7a, sind in der Praxis oftmals schwer zu realisieren. Auch kann es auf Grund der engen Nachbarschaft von Quell- und Lastknoten bei dieser Topologie zu einer unbefriedigenden Entkopplung zwischen Quelle und Last kommen, was zu einer schlechten Weitabselektion des Filters führt. Das trifft insbesondere auf *dual-mode-*Filter zu, bei denen die Ein- und Auskopplung am selben Resonator erfolgt.

Aus jenem Grund wurden weitere Topologien entwickelt [41], die ohne derartige Kreuzkopplungen auskommen und eine räumliche Trennung von Ein- und Ausgang ermöglichen. Als Beispiele hierfür sind die *Inline-Propagating-*Form (Bild 2.7c) und die *Cul-de-sac-*Form (Bild 2.7d) zu nennen. Diese Topologien haben allerdings den Nachteil, dass sie weniger Transmissionsnullstellen als die *Folded-Canonical-* oder die *Wheel-*Form realisieren können.

Eine weitere beliebte Vorgehensweise ist die Verwendung einer Art Baukasten für die Filtertopologie. Als Bausteine finden hierfür sogenannte *Triplets*, bestehend aus drei Resonatoren mit einer Kreuzkopplung, und *Quadruplets*, die aus vier Resonatoren bestehen, Verwendung. Pro *Triplet* kann eine Transmissionsnullstelle und pro *Quadruplet* können zwei Transmissionsnullstellen erzeugt werden. Die Rekonfiguration auf diese Form erfolgt über den Zwischenschritt der *Wheel-*Form [20]. Bild 2.7e zeigt ein Beispiel für eine Filtertopologie, die aus zwei *Triplets* und einem *Quadruplet* aufgebaut wurde.

2.6 Mehrdeutigkeit der Koppelmatrix

Die Darstellung einer Filterantwort in Form der Koppelmatrix ist mehrdeutig, d. h. zur Beschreibung einer bestimmten Filterantwort existieren mehrere verschiedene Koppelmatrizen. Die verschiedenen Varianten unterscheiden sich durch die Vorzeichen der Haupt- und Kreuzkopplungen und sind bedingt durch die Mehrdeutigkeit der Phasenfunktion der Streuparameterverläufe. Aus physikalischer Sicht unterscheidet das Vorzeichen einer Kopplung, ob der dominante

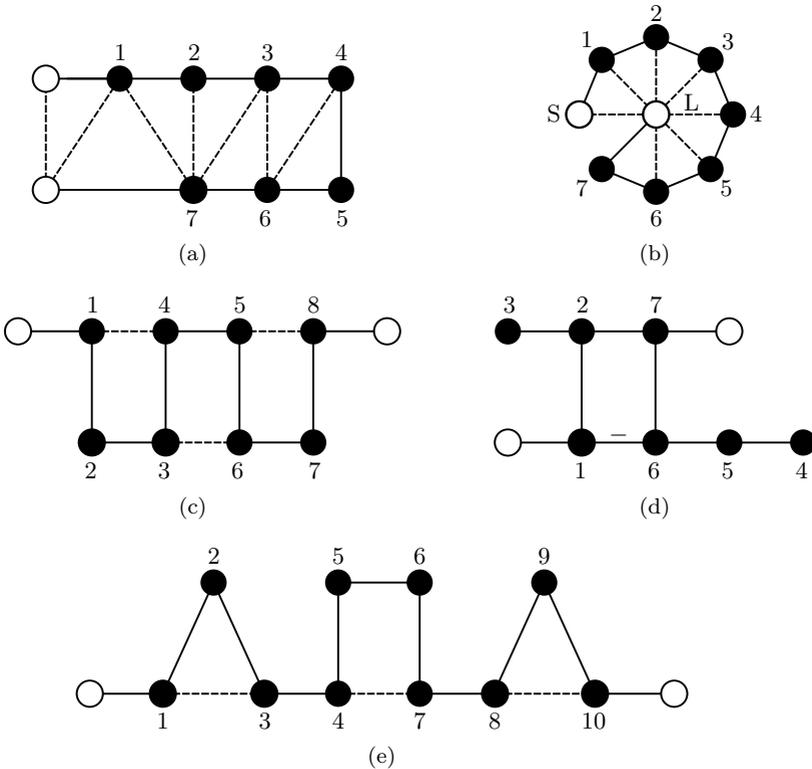


Bild 2.7: Koppelschemata einiger kanonischer Topologien: (a) *Folded-Canonical-Form*, (b) *Wheel- oder Arrow-Form*, (c) *Inline-Propagating-Form* und (d) *Cul-de-sac-Form* (Beachte das negative Vorzeichen der Koppelung M_{16}). (e) Beispiel für eine Topologie bestehend aus zwei *Triplets* und einem *Quadruplet*.

Koppelmechanismus induktiver oder kapazitiver Natur ist, wobei die Zuordnung willkürlich erfolgen kann [29].

Die Vorzeichen der Koppelfaktoren spielen lediglich in den Bereichen eines kreuzgekoppelten Filters eine Rolle, in denen eine Mehrwegeausbreitung des Signals möglich ist. Dort entscheiden die Vorzeichen über Auftreten und Lage von Transmissionsnullstellen. Wird hingegen das Vorzeichen eines Kop-

pelfaktors, der nicht Bestandteil eines Mehrwegpfades ist, geändert, resultiert hieraus lediglich eine Phasenverschiebung von S_{21} um 180° , was in den meisten Fällen belanglos ist.

Treten also in der Koppelmatrix eines Allpolfilters unterschiedliche Vorzeichen der Koppelfaktoren auf, können diese ignoriert beziehungsweise durch ein einheitliches Vorzeichen ersetzt und das Filter entsprechend ausschließlich durch induktive oder kapazitive Verkopplungen realisiert werden.

Um das Zustandekommen von Transmissionsnullstellen in kreuzgekoppelten Filtern verstehen zu können, ist es notwendig, sich mit den Phasenbeziehungen der verwendeten Bauteile in einem resonatorgekoppelten Filter vertraut zu machen [42]. Bild 2.8 zeigt die drei in einem solchen Filter vorkommenden Bausteine, die im Folgenden hinsichtlich ihres Phasenverlaufs von S_{21} betrachtet werden sollen. Es wird dabei davon ausgegangen, dass die negativen Bestandteile der Koppellelemente bereits in die anschließenden Resonatoren integriert wurden.

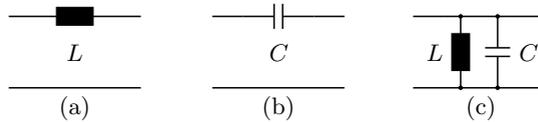


Bild 2.8: Bausteine, die in einem resonatorgekoppelten Filter zur Anwendung kommen. (a) induktive Kopplung, (b) kapazitive Kopplung und (c) Parallelresonator.

Für die Serieninduktivität berechnet sich $S_{21,L}$ und dessen Phasenverlauf zu [18]:

$$S_{21,L} = \frac{2}{2 + \frac{j\omega L}{Z_0}} \quad (2.6.1)$$

$$\arg(S_{21,L}) = -\arctan\left(\frac{\omega L}{2Z_0}\right) \quad (2.6.2)$$

Der Phasenverlauf nach (2.6.2) liefert ausschließlich negative Werte. In der Umgebung der Mittenfrequenz des Bandpassfilters gilt üblicherweise $\omega L \geq 2Z_0$, im Folgenden wird daher vereinfachend angenommen: $\arg(S_{21,L}) \approx -90^\circ$.

Für die Serienkapazität berechnet sich $S_{21,C}$ und dessen Phasenverlauf analog:

$$S_{21,C} = \frac{2}{2 + \frac{1}{j\omega CZ_0}} \quad (2.6.3)$$

$$\arg(S_{21,C}) = \arctan\left(\frac{1}{2\omega CZ_0}\right) \quad (2.6.4)$$

Der Phasenverlauf nach (2.6.4) liefert ausschließlich positive Werte. In der Umgebung der Mittenfrequenz des Bandpassfilters gilt üblicherweise $2\omega CZ_0 \leq 1$, im Folgenden wird daher vereinfachend angenommen: $\arg(S_{21,C}) \approx +90^\circ$.

$S_{21,LC}$ des Parallelresonators sowie der zugehörige Phasenverlauf ergeben sich zu:

$$S_{21,LC} = \frac{1}{1 + \frac{(1 - \omega^2 LC)Z_0}{j2\omega L}} \quad (2.6.5)$$

$$\arg(S_{21,LC}) = \arctan\left(\frac{(1 - \omega^2 LC)Z_0}{2\omega L}\right) \quad (2.6.6)$$

Der Phasenverlauf nach (2.6.6) weist bei der Resonanzfrequenz $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ einen Nulldurchgang auf. Für die folgenden Betrachtungen wird vereinfachend angenommen:

$$\arg(S_{21,LC}) = \begin{cases} +90^\circ & \text{falls } f < f_0 \\ 0^\circ & \text{falls } f = f_0 \\ -90^\circ & \text{falls } f > f_0 \end{cases} \quad (2.6.7)$$

Mit diesen Vereinfachungen lässt sich nach [42] die Entstehung von Transmissionsnullstellen anhand des Koppeldiagramms erklären. Damit im Sinne des Koppelmatrixansatzes eine Transmissionsnullstelle bei einer bestimmten Frequenz zu Stande kommt, sind mindestens zwei Signalwege innerhalb des Filters und die Erfüllung der beiden folgenden Bedingungen erforderlich:

- Beide Signalpfade müssen bei der Frequenz der Transmissionsnullstelle die gleiche Dämpfung aufweisen.
- Der Phasenunterschied der beiden Signale muss bei dieser Frequenz 180° betragen.

Als einfaches Beispiel soll das Koppelschema nach Bild 2.9a gewählt werden, das nach Bild 2.9b eine Transmissionsnullstelle unterhalb des Durchlassbandes erzeugt, falls alle Kopplungen ein positives Vorzeichen aufweisen. Positiven Koppelfaktoren wird in diesem Fall willkürlich eine kapazitive Kopplung zugeordnet. Die parallelen Signalpfade führen über die Kreuzkopplung M_{24} , sowie über die Hauptkopplungen M_{23} und M_{34} und den Resonator M_{33} . Tabelle 2.2 zeigt die Phasenbeiträge der beiden Pfade unter- und oberhalb der Filtermittenfrequenz.

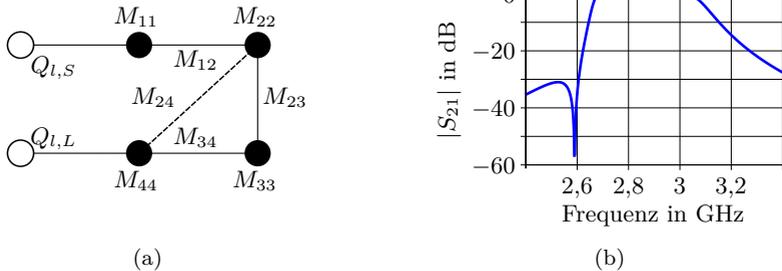


Bild 2.9: (a) Koppeltopologie zur Erzeugung einer Transmissionsnullstelle unterhalb des Durchlassbandes. (b) Der von der Koppeltopologie erzeugte Transmissionsverlauf $|S_{21}|$.

Unterhalb der Mittenfrequenz beträgt die Phasenverschiebung der beiden Pfade zueinander 180° , so dass die Bedingung für eine Transmissionsnullstelle erfüllt ist. Oberhalb von f_0 trifft das nicht zu, da beide Pfade in Phase sind. Die genaue Lage der Nullstelle wird vom Dämpfungsverlauf der beiden Pfade bestimmt.

Die Einfügedämpfung des Resonators M_{33} steigt mit größer werdender Abweichung von f_0 in beide Richtungen rasch an, dagegen kann die Variation des

Pfad	$\arg(S_{21}(f < f_0))$	$\arg(S_{21}(f > f_0))$
M_{24}	$+90^\circ$	$+90^\circ$
$M_{23} \rightarrow M_{33} \rightarrow M_{34}$	$+90^\circ + 90^\circ + 90^\circ = +270^\circ$	$+90^\circ - 90^\circ + 90^\circ = +90^\circ$

Tab. 2.2: Phasenbeiträge der beiden parallelen Signalpfade in Bild 2.9a auf der vorherigen Seite unter- und oberhalb der Filtermittenfrequenz.

Dämpfungsverlaufs der Kopplungen vernachlässigt werden. Aus diesem Grund ist leicht einzusehen, dass die Transmissionsnullstelle umso näher an das Durchlassband rückt, je größer die Kreuzkopplung M_{24} gewählt wird.

Bei einer Änderung des Vorzeichens von M_{24} , was in dem Beispiel der Realisierung als induktive Kopplung entspräche, wäre nach den Ergebnissen aus Tabelle 2.2 die Bedingung für eine Transmissionsnullstelle oberhalb von f_0 erfüllt.

Es soll an dieser Stelle nicht unerwähnt bleiben, dass der oben beschriebene Mechanismus der Mehrwegeausbreitung nicht die einzige Möglichkeit zur Entstehung von Transmissionsnullstellen ist. Das gilt insbesondere für verteilte Strukturen, wie sie im Mikrowellenbereich oft eingesetzt werden:

- Neben reinen induktiven oder kapazitiven Kopplungen ist auch die Überlagerung beider Mechanismen möglich. In Anlehnung an Bild 2.8 wird die Mischkopplung als Parallelschaltung einer Induktivität und einer Kapazität modelliert. Erreicht der resultierende Parallelresonanzkreis seine Resonanzfrequenz, erfolgt eine Unterbrechung der Signalkette, eine Transmissionsnullstelle ist entstanden.
- Durch die Ankopplung eines verteilten Resonators an die Speiseleitung wird der Resonator zweigeteilt, wobei typischerweise mindestens ein leerlaufendes Leitungsstück entsteht. Entspricht die Wellenlänge des Signals einem Viertel der Länge eines der Leitungsstücke, wird der Leerlauf in einen Kurzschluss am Speisepunkt des Filters transformiert, wodurch ebenfalls eine Transmissionsnullstelle entsteht. Typischerweise treten jene Art Nullstellen bei Interdigital-Bandpassfiltern auf. Je größer dabei die belastete Güte Q_l ist, umso näher rückt die Transmissionsnullstelle an das Durchlassband. Auf Grund der Periodizität dieser Transformation treten weitere Transmissionsnullstelle bei höheren Frequenzen auf.

Der in dieser Arbeit vorgestellte Koppelmatrixansatz unterscheidet nicht nach der Ursache der Entstehung einer Transmissionsnullstelle, die Modellierung erfolgt stets nach dem Prinzip der parallelen Signalwege. Entstand die Transmissionsnullstelle auf eine andere Art, ist eine Identifikation anhand der Koppelmatrix unmöglich. Da eine Unterdrückung solcher parasitärer Nullstellen prinzipiell sehr schwierig ist, wird in Abschnitt 6.6 eine alternative Vorgehensweise vorgeschlagen.

2.7 Topologien für Mikrowellenfilter

2.7.1 Tiefpassfilter

Ausgangspunkt für jede Filtersynthese ist ein Tiefpassprototyp mit der normierten Eckkreisfrequenz $\Omega_c=1 \text{ rad/s}$ und der normierten Abschlussimpedanz $g_0=1 \Omega$. Bild 2.10 zeigt einen entsprechenden Prototypen für ein Filter 3. Ordnung. Die Filterkoeffizienten g_1 bis g_3 , die durch die Filterordnung, die minimale Anpassung im Durchlassband und die gewählte Charakteristik (z. B. Tschebyschow, Butterworth) festgelegt werden, entsprechen den Bauteilwerten in Henry und Farad für die obige Normierung.

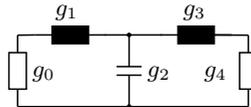


Bild 2.10: Normierter Tiefpassprototyp 3. Ordnung beginnend mit einer Induktivität.

Um die Bauteilwerte an das gewünschte Impedanzniveau und die Eckfrequenz anzupassen, wird die folgende Skalierung durchgeführt [29]:

$$L_i = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \gamma_0 g_i \quad \text{und} \quad C_i = \left(\frac{\Omega_c}{\omega_c} \right) \frac{g_i}{\gamma_0} \quad (2.7.1)$$

Die Variable $\gamma_0=Z_0/g_0$ bezeichnet den Impedanzskalierungsfaktor, Z_0 und ω_c die gewünschte Abschlussimpedanz respektive Eckkreisfrequenz des Filters.

Da die zu realisierenden Bauelementwerte umgekehrt proportional zur Eckfrequenz sind, scheidet im Mikrowellenbereich die Verwendung von konzentrierten Bauelementen aus, da verfügbare Bauelementwerte normalerweise um Größenordnungen zu groß sind und innerhalb der Normreihen dieser Bauelemente nur wenige Zwischenwerte zur Verfügung stehen. Des Weiteren weisen konzentrierte Bauelemente zu hohe parasitäre Elemente und insbesondere die Induktivitäten zu niedrige Güten in diesem Frequenzbereich auf.

Deshalb werden im Mikrowellenbereich meistens quasi-konzentrierte Bauelemente für die Realisierung von Tiefpassfiltern verwendet. Die Literatur kennt zahlreiche Ausführungen solcher Bauelemente [43], deren Abmessungen kleiner als $\lambda/20$ sein sollten. Bild 2.11 zeigt einfache Realisierungsformen für eine Parallelkapazität und eine Serieninduktivität, die jeweils aus einem Stück Leitung bestehen.

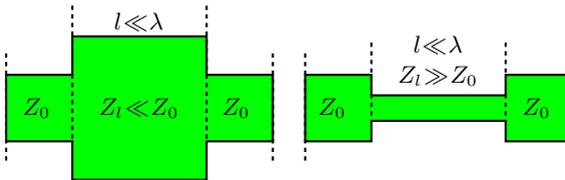


Bild 2.11: Zwei einfache Beispiele für quasi-konzentrierte Bauelemente aus Leitungsstücken: Parallelkapazität (links) und Serieninduktivität (rechts).

Neben einer möglichst kurzen Länge l der Bauelemente ist ein hoher Impedanzsprung beim Übergang der Speiseleitung auf das quasi-konzentrierte Bauelement vorteilhaft. In diesem Fall betragen die Werte der realisierten Bauelemente nach [18] näherungsweise:

$$L \approx \frac{Z_l \cdot l}{v_{\text{ph}}} \quad \text{für: } Z_l \gg Z_0 \quad (2.7.2)$$

$$C \approx \frac{l}{Z_l \cdot v_{\text{ph}}} \quad \text{für: } Z_l \ll Z_0 \quad (2.7.3)$$

Eine präzisere Bestimmung der Bauelementwerte kann mit einem Vollwellensimulator erfolgen. So bietet beispielsweise Sonnet em [44] die Möglichkeit, aus simulierten Streuparametern ein Π -Ersatzschaltbild, bestehend aus zwei Kapazitäten und einer Induktivität für verschiedene Frequenzbereiche zu berechnen. Durch einen Vergleich der Größenordnung des jeweiligen parasitären Elements kann eine Abschätzung der Qualität des realisierten quasi-konzentrierten Bauelements erfolgen.

Diese Vorgehensweise liefert bisweilen Filtergeometrien mit akzeptablem Übertragungsverhalten. Trotzdem ergeben sich durch die Verschaltung der einzelnen Bauelemente parasitäre Wechselwirkungen, die das Filterverhalten negativ beeinflussen. Aus diesem Grund wird in Kapitel 5 ein neuartiges Verfahren vorgestellt, mit dessen Hilfe das Übertragungsverhalten von Tiefpassfiltern optimiert werden kann.

2.7.2 Bandpassfilter

Die Realisierung von Bandpassfiltern beginnt ebenfalls mit der Wahl eines geeigneten Tiefpassprototyps. Dieser wird anschließend folgender Frequenztransformation unterworfen [29]:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{\text{FBW}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.7.4)$$

Dabei ist FBW (*fractional bandwidth*) die relative Filterbandbreite und ω_0 die Filtermittenfrequenz. Diese Größen sind durch die untere (ω_l) und die obere (ω_u) Eckkreisfrequenz des Bandpassfilters definiert:

$$\text{FBW} = \frac{\omega_u - \omega_l}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_l \omega_u} \quad (2.7.5)$$

Durch (2.7.4) werden die Induktivitäten des Tiefpassprototyps in Serienschwingkreise mit den Werten transformiert:

$$L_s = \left(\frac{\Omega_c}{\text{FBW} \omega_0} \right) \gamma_0 g, \quad C_s = \frac{1}{\omega_0^2 L_s} \quad (2.7.6)$$

Die Kapazitäten des Tiefpassprototyps werden in Parallelschwingkreise transformiert:

$$C_p = \left(\frac{\Omega_c}{\text{FBW } \omega_0} \right) \frac{g}{\gamma_0}, \quad L_p = \frac{1}{\omega_0^2 C_p} \quad (2.7.7)$$

Bandpassfilter können im Mikrowellenbereich entweder durch quasi-konzentrierte oder verteilte Resonatoren realisiert werden. In beiden Fällen ist eine Umsetzung der eben beschriebenen Struktur, mit Serien- und Parallelresonatoren schwierig. Darüber hinaus ist bei dieser Topologie das zu realisierende Bauelementwertespektrum sehr hoch, insbesondere falls das Filter eine kleine relative Bandbreite aufweist.

Als Ausweg bietet sich die Verwendung von Immitanz-Invertern (Sammelbegriff für Impedanz- und Admittanz-Inverter) an, fortan als Inverter bezeichnet. Mathematisch lässt sich die Inverterfunktion folgendermaßen beschreiben:

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (2.7.8)$$

Die Größe Z_1 ist die Eingangsimpedanz der Kettenschaltung aus dem Inverter mit der Inverter-Konstanten K und der Impedanz Z_2 . Der Koppelmatrixansatz weist eine enge Verwandtschaft zu der Invertertechnik auf – die Konstanten K sind identisch mit den Koppelkoeffizienten M_{ij} .

Idealerweise gilt (2.7.8) für alle Frequenzen; praktisch realisierbare Inverter erfüllen ihre Funktion hingegen streng genommen nur bei einer Frequenz; näherungsweise sind sie innerhalb einer bestimmten Bandbreite um jene Frequenz herum einsetzbar.

Durch beidseitige Beschaltung beispielsweise aller Serienschwingkreise des nach (2.7.6) und (2.7.7) berechneten Bandpassfilters mit Invertern lassen sich diese in Parallelschwingkreise transformieren. Somit ist nur noch ein Resonantortyp zu realisieren und alle Bauelementwerte liegen in einer ähnlichen Größenordnung.

Der einfachste und bekannteste Inverter ist die $\lambda/4$ lange Leitung. Die Literatur kennt viele weitere Invertertypen [29], von denen einige exemplarisch in Bild 2.12 vorgestellt werden. Allen Invertern ist gemeinsam, dass sie teils physikalisch nicht realisierbare Komponenten in Form von negativen Reaktanzen oder Leitungen mit einer negativen elektrischen Länge beinhalten.

In Verschaltung mit den Resonatoren eines Bandpassfilters können die Inverter realisiert werden. Beispielsweise kann die negative elektrische Leitungslänge von der elektrischen Länge des angrenzenden Resonators subtrahiert werden.

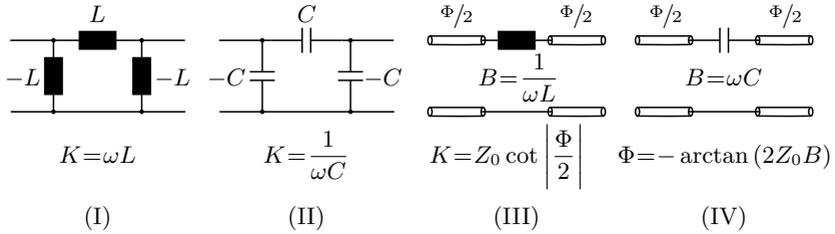


Bild 2.12: Eine Auswahl an Invertern. Die Varianten I und II eignen sich für die Verwendung mit Bandpassfiltern mit konzentrierten und quasi-konzentrierten Resonatoren, die Varianten III und IV für Bandpassfilter mit verteilten Resonatoren.

Problematisch ist diese Vorgehensweise an den beiden Enden des Filters, da hier keine Reaktanzen oder Leitungen vorhanden sind.

Eine Lösung für das Problem wird von Rosenbaum [45] vorgeschlagen. Statt eines Inverters wird zur Impedanzanpassung des Filters ein L-Glied verwendet, das beispielsweise durch Weglassen des jeweils ersten Bauelements der Inverter aus Bild 2.12 realisiert werden kann. Die Impedanzanpassung ist durch diese Vereinfachung noch schmalbandiger als bei der Verwendung von Invertern. Bei Filtern mit kleiner Bandbreite lässt sich trotzdem eine ausreichende Anpassung über das Durchlassband des Filters erzielen; als Anpassfrequenz wird die Filtermittenfrequenz gewählt.

Die Auswahl der Inverter hat einen großen Einfluss auf die Symmetrie des Durchlassbandes [46]. Um dies zu illustrieren, soll der Transmissionsverlauf von drei unterschiedlichen Filtertopologien miteinander verglichen werden, siehe Bild 2.13. Alle Filter weisen eine Mittenfrequenz von 1 GHz, eine Bandbreite von 100 MHz, und eine minimale Anpassung im Durchlassband von 20 dB auf und sind von 3. Ordnung.

Filtertyp (a) verwendet eine Kombination von Parallel- und Serienschwingkreisen, Filter (b) und (c) hingegen beinhalten Inverter und Parallelschwingkreise. Während bei Filter (b) ausschließlich kapazitive Inverter vom Typ (II) aus Bild 2.12 zum Einsatz kommen, sind bei Filter (c) die Ankopplungen des Filters an die Speiseleitungen durch induktive Inverter vom Typ (I) aus Bild 2.12 realisiert.

Bild 2.13d zeigt den Transmissionsverlauf der Filter. Alle drei Kurven weisen einen asymmetrischen Verlauf auf – bei der Filtervariante (b) ist dieser jedoch ausgeprägter, dies da die Reaktanz der kapazitiven Inverter mit steigenden Frequenzen abnimmt, wodurch die Weitabselektion des Filters oberhalb des Durchlassbands leidet, aber unterhalb des Durchlassbands verbessert wird. Induktive Inverter weisen das gegenteilige Verhalten auf. Im Interesse einer möglichst symmetrischen Filterantwort ist es also vorteilhaft, beide Invertertypen zu verwenden – wie im Fall von Filter (c).

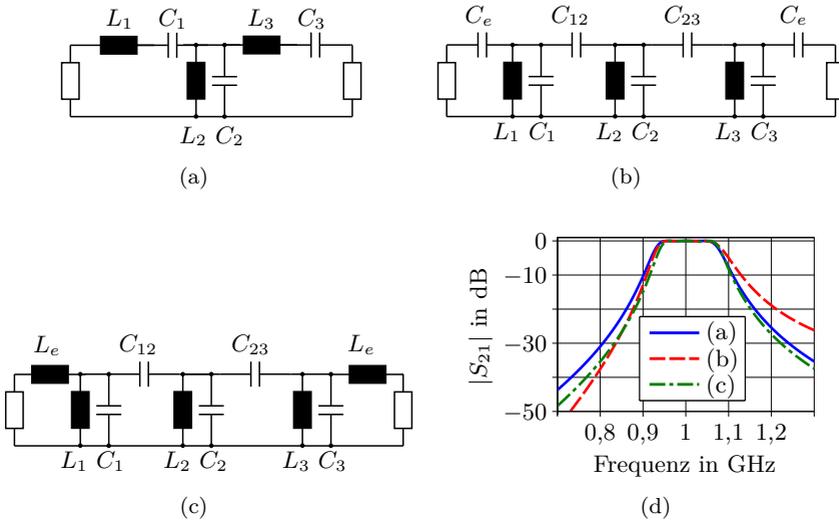


Bild 2.13: (a) Serien-Parallel-Resonanzkreis-Filter, (b) Top-Coupled-C-Filter mit kapazitiver Ankopplung, (c) Top-Coupled-C-Filter mit induktiver Ankopplung und (d) Transmissionsverlauf der Filter (a)–(c).

3 Die Koppelmatrixextraktion

Kapitel 4 beschreibt die Vorgehensweise für die Optimierung eines Filters nach der Koppelmatrixmethode. Dort wird ersichtlich, dass die Koppelmatrixextraktion das zentrale Element im Optimierungsprozess ist; somit spiegelt sich die Genauigkeit dieses Arbeitsschrittes in der Genauigkeit des gesamten Optimierungsprozesses wieder. Das Ziel des aktuellen Kapitels ist es, die Gewinnung einer Koppelmatrixdarstellung aus den Streuparameterverläufen eines Filters zu erläutern. Diese Streuparameter können ihren Ursprung in Berechnungen, Simulationen oder Messungen haben.

Nach Ermittlung eines Polynommodells für die Streuparameter $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ aus den drei Polynomen $F(s)$, $P(s)$ und $E(s)$ wird die in Abschnitt 2.4.3 auf Seite 22 vorgestellte Methode angewendet um daraus eine Koppelmatrixdarstellung zu gewinnen. Diese wird anschließend durch Ähnlichkeitstransformationen auf eine der in Abschnitt 2.5 auf Seite 26 gezeigten kanonischen Formen gebracht.

Zur Bestimmung des Polynommodells wird in dieser Arbeit die sogenannte Cauchy-Methode verwendet, die im nächsten Abschnitt erläutert wird. Der zweite Teil des Kapitels beschäftigt sich mit der Behandlung von Verlusten.

3.1 Die Cauchy-Methode

Die Cauchy-Methode [47] wurde von dem französischen Mathematiker Augustin Louis Cauchy vorgestellt. Im Prinzip handelt es sich dabei um eine Abwandlung der Methode der kleinsten Quadrate (*method of least squares* [48]) nach Carl Friedrich Gauß, jedoch mit dem Unterschied, dass bei dieser Methode ein Quotient aus zwei Polynomen statt eines einzelnen Polynoms als Approximationsfunktion verwendet wird.

Im Bereich der Modellierung von Systemen findet die Cauchy-Methode ein breites Anwendungsfeld. In der Hochfrequenztechnik wurde die Methode vor allem durch die Arbeitsgruppen von Sarkar und Palma [49–52] vorgebracht. Auch Macchiarella [53–55] hat wichtige Beiträge zu diesem Thema geleistet.

In dieser Arbeit wird die Cauchy-Methode herangezogen, um aus numerisch punktweise vorliegenden Streuparametern über der Frequenz ein analytisches Modell aus einem oder zwei Polynomquotienten zu bestimmen. Die für die Berechnung zur Verfügung stehenden Daten decken im Allgemeinen den für das Modell geforderten Frequenzbereich ab – das bestimmte Modell kann deshalb als eine Interpolation verstanden werden.

Die Cauchy-Methode kann aber auch zur Extrapolation von Daten [56, 57] eingesetzt werden. Das ist dann von Vorteil, wenn gemessene oder simulierte Daten nur aus einem kleinen Frequenzbereich vorliegen, aber ein breitbandiges Modell für die Daten gewünscht ist. Beispielsweise ist die akkurate Messung des Stoppband-Verhaltens von Filtern auf Grund des kleinen Signal-zu-Rausch-Verhältnisses oft problematisch.

Bei vielen Vollwellensimulatoren steigt der Rechenaufwand mit steigender Frequenz – hier wirkt der Einsatz eines extrapolierenden Cauchy-Modells Ressourcen sparend.

3.1.1 Mathematischer Hintergrund

Der Grundgedanke der Cauchy-Methode ist einfach: Der Verlauf einer komplexen Funktion $B(s)$ wird durch das Modell eines Polynomquotienten $\tilde{B}(s)$ angenähert:

$$\tilde{B}(s) = \frac{\sum_{k=0}^{n_z} a_k \cdot s^k}{\sum_{k=0}^{n_n} b_k \cdot s^k} \approx B(s) \quad (3.1.1)$$

Die Aufgabe besteht in der Bestimmung der Koeffizienten a_k und b_k des Zähler- und Nennerpolynoms. Zu diesem Zweck wird (3.1.1) umgestellt, und dem anzunähernden Kurvenverlauf $B(s)$ werden m Punkte entnommen. Für jeden entnommenen Punkt lässt sich eine Gleichung der folgenden Art aufstellen:

$$\sum_{k=0}^{n_z} a_k \cdot s_i^k - B(s_i) \cdot \sum_{k=0}^{n_n} b_k \cdot s_i^k = 0 \quad i = 1, \dots, m \quad (3.1.2)$$

Es entsteht ein homogenes Gleichungssystem mit m Gleichungen und n_z+n_n Unbekannten. In Matrixschreibweise ergibt sich für das Gleichungssystem:

$$\left[\mathbf{V}_{n_z} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}_{n_n} \right] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.1.3)$$

Die Notation $[\mathbf{A} \ \mathbf{B}]$ steht für ein horizontales, also spaltenweises, Aneinanderfügen der Matrizen \mathbf{A} und \mathbf{B} ; eine notwendige Voraussetzung hierfür ist, dass beide Matrizen die gleiche Anzahl Zeilen besitzen. Analog dazu bedeutet die Notation $[\mathbf{A} \ \mathbf{B}]^T$ ein vertikales, also zeilenweises Aneinanderfügen der Matrizen, wobei deren Spaltenanzahl gleich sein muss. Weiter sind $\mathbf{a}=(a_0, \dots, a_{n_z})^T$ und $\mathbf{b}=(b_0, \dots, b_{n_n})^T$ die gesuchten Polynomkoeffizienten, $\mathbf{B}=\text{diag}\{B(s_i)\}_{i=1, \dots, m}$ eine quadratische Matrix, die die entnommenen Punkte auf ihrer Hauptdiagonalen aufweist, und \mathbf{V}_g eine Vandermonde-Matrix [51]:

$$\mathbf{V}_g = \begin{pmatrix} 1 & s_1 & s_1^2 & \cdots & s_1^g \\ 1 & s_2 & s_2^2 & \cdots & s_2^g \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & s_m & s_m^2 & \cdots & s_m^g \end{pmatrix} \in \mathbb{C}^{m \times (g+1)} \quad (3.1.4)$$

Es existieren verschiedene Möglichkeiten [35] den Lösungsvektor von (3.1.3) zu bestimmen. Die Anzahl der entnommenen Punkte muss mindestens der Anzahl der Unbekannten entsprechen, nur in diesem Fall ergibt sich ein eindeutig zu lösendes Gleichungssystem. Insbesondere bei gemessenen Daten ist es jedoch sinnvoll, deutlich mehr Punkte als Unbekannte zur Bestimmung der Koeffizienten heranzuziehen. Das hieraus resultierende überbestimmte Gleichungssystem kann beispielsweise mit der Methode der kleinsten Quadrate [48] gelöst werden.

Ein für den vorliegenden Anwendungsfall günstigeres Lösungsverfahren stellt nach [57] die Verwendung der Methode der totalen kleinsten Quadrate (TLS, *total least squares* [58]) dar. Dies deshalb, da die Matrix \mathbf{B} Messfehler beziehungsweise simulatorische Ungenauigkeiten enthält. Der linke Teil, \mathbf{V}_{n_z} , enthält lediglich die zugehörigen Frequenzwerte.

Zur Lösung des Systems nach [58] wird zunächst eine QR -Zerlegung [34] der ersten (n_z+1) -Spalten der Systemmatrix \mathbf{M} durchgeführt, relevant für die weitere Vorgehensweise ist anschließend nur die Matrix \mathbf{R} :

$$\mathbf{R} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{11} & \mathbf{R}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{a} \\ \mathbf{b} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.1.5)$$

Durch die vorgeschlagene Partitionierung von \mathbf{R} lässt sich das Gleichungssystem (3.1.5) in zwei kleinere Systeme zerlegen:

$$\mathbf{R}_{22} \cdot \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (3.1.6)$$

$$\mathbf{R}_{11} \cdot \mathbf{a} = -\mathbf{R}_{12} \cdot \mathbf{b} \quad (3.1.7)$$

\mathbf{R}_{11} ist eine obere Dreiecksmatrix. Sie und \mathbf{R}_{12} sind im Gegensatz zu \mathbf{R}_{22} nicht von Messfehlern oder anderen Ungenauigkeiten betroffen. Es kann gezeigt werden [58], dass in diesem Fall das TLS-Verfahren die optimale Lösung für das Gleichungssystem (3.1.6) ist. Die Lösung wird anschließend in (3.1.7) eingesetzt und das Gleichungssystem durch das Verfahren der kleinsten Quadrate gelöst, wodurch die Koeffizienten des Zählerpolynoms von (3.1.1) gewonnen werden.

Die zentrale Operation des TLS-Verfahrens ist eine *Singulärwertzerlegung* (SVD, *singular value decomposition* [35]) der Matrix \mathbf{R}_{22} :

$$\mathbf{R}_{22} \cdot \mathbf{b} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Sigma} \cdot \mathbf{V}^H \cdot \mathbf{b} = \mathbf{0} \quad (3.1.8)$$

Die Matrizen \mathbf{U} und \mathbf{V} sind unitär und die Matrix $\mathbf{\Sigma}$ enthält die Singulärwerte der Systemmatrix \mathbf{M} . Die Spalten von \mathbf{U} enthalten die Eigenvektoren des Matrizenproduktes $\mathbf{M} \cdot \mathbf{M}^H$, die Spalten von \mathbf{V} jene von $\mathbf{M}^H \cdot \mathbf{M}$.

Nach [58] ist die Lösung von (3.1.6) proportional zur letzten Spalte der Matrix \mathbf{V} :

$$\mathbf{b} = \mathbf{V}_{n_n+1} \quad (3.1.9)$$

Neben der eigentlichen Lösung des betreffenden Gleichungssystems lassen sich mit Hilfe des TLS-Verfahrens durch Betrachten der Singulärwerte weitere Aussagen über die Eigenschaften des Cauchy-Modells treffen [57]:

- Die Anzahl aller Singulärwerte ungleich null entspricht dem Rang der Systemmatrix \mathbf{M} , somit kann eine Einschätzung erfolgen, ob die gewählte Ordnung des Modells den Daten angemessen ist. Im Fall der Anwendung des Verfahrens auf Filter ist die Systemordnung jedoch bereits durch die Ordnung des Filters und die Anzahl seiner Transmissionsnullstellen festgelegt.

- Durch die Verteilung der Singulärwerte lässt sich feststellen, ob die vorliegenden Daten überhaupt für eine Polynom-Approximation geeignet sind. Hierzu ist das Verhältnis aus größtem und kleinstem Singulärwert zu bilden. Ist dieser Quotient größer als das Signal-zu-Rausch-Verhältnis der simulierten oder gemessenen Daten, kann die Cauchy-Methode angewendet werden.

3.1.2 Gleichzeitige Modellierung von $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$

Wie in Abschnitt 2.1 auf Seite 5 gezeigt wurde, besteht das Modell für $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ aus den drei Polynomen $F(s)$, $P(s)$ und $E(s)$ mit der Eigenschaft, dass beide Polynomquotienten das gleiche Nennerpolynom $E(s)$ aufweisen. Diese Besonderheit ist bei der Anwendung der Cauchy-Methode zu berücksichtigen. Deshalb wird in diesem Abschnitt eine von Lamperez et al. [49] vorgeschlagene Erweiterung des Verfahrens aus dem letzten Abschnitt präsentiert.

Der Grad der Polynome $F(s)$ und $E(s)$ entspricht der Filterordnung n , $P(s)$ besitzt den Grad n_{fz} entsprechend der Anzahl der Transmissionsnullstellen. Die beiden Quotienten $\tilde{S}_{11}(s)$ und $\tilde{S}_{21}(s)$, die den Verlauf der Streuparameter $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ approximieren sollen, lassen sich ausdrücken als:

$$\tilde{S}_{11}(s) = \frac{\sum_{k=0}^n f_k \cdot s^k}{\sum_{k=0}^n e_k \cdot s^k} \approx S_{11}(s) \quad \text{und:} \quad \tilde{S}_{21}(s) = \frac{\sum_{k=0}^{n_{fz}} p_k \cdot s^k}{\sum_{k=0}^n e_k \cdot s^k} \approx S_{21}(s) \quad (3.1.10)$$

Die Skalare f_k , e_k und p_k stehen dabei für die Koeffizienten der Polynome $F(s)$, $E(s)$ und $P(s)$. Die Anzahl der aus $S_{11}(s)$ entnommenen Punkte beträgt $m_{S_{11}}$, jene der aus $S_{21}(s)$ entnommenen Punkte $m_{S_{21}}$. In Matrixschreibweise lauten die beiden Gleichungssysteme:

$$\begin{aligned} [\mathbf{V}_{S_{11}} - \mathbf{S}_{11} \cdot \mathbf{V}_{S_{11}}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} &= \mathbf{0} \\ [\mathbf{V}_{n_{fz}} - \mathbf{S}_{21} \cdot \mathbf{V}_{S_{21}}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (3.1.11)$$

Dabei ist:

$$\mathbf{f} = (f_0, \dots, f_{n_z-1})^T, \quad \mathbf{e} = (e_0, \dots, e_{n_n-1})^T, \quad \mathbf{p} = (p_0, \dots, p_{n_n-1})^T,$$

$$\mathbf{S}_{11} = \text{diag}\{S_{11}(s_i)\}_{i=1, \dots, m_{S_{11}}} \quad \text{und} \quad \mathbf{S}_{21} = \text{diag}\{S_{21}(s_i)\}_{i=1, \dots, m_{S_{21}}}$$

Die beiden Gleichungssysteme (3.1.11) lassen sich zu dem nachfolgend dargestellten System zusammenfassen:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{S_{11}} & \mathbf{0}_{m_{S_{11}} \times (n_{f_z}+1)} & -\mathbf{S}_{11} \cdot \mathbf{V}_{S_{11}} \\ \mathbf{0}_{m_{S_{21}} \times (n+1)} & \mathbf{V}_{n_{f_z}} & -\mathbf{S}_{21} \cdot \mathbf{V}_{S_{21}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{p} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{p} \\ \mathbf{e} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.1.12)$$

Die in (3.1.12) enthaltenen Teilmatrizen und -vektoren haben, so weit nicht bereits dort angegeben, folgende Dimensionen:

$$\begin{array}{lll} \mathbf{S}_{11} \in \mathbb{C}^{m_{S_{11}} \times m_{S_{11}}} & \mathbf{S}_{21} \in \mathbb{C}^{m_{S_{21}} \times m_{S_{21}}} & \mathbf{V}_{S_{11}} \in \mathbb{C}^{m_{S_{11}} \times (n+1)} \\ \mathbf{V}_{S_{21}} \in \mathbb{C}^{m_{S_{21}} \times (n+1)} & \mathbf{V}_{n_{f_z}} \in \mathbb{C}^{m_{S_{21}} \times (n_{f_z}+1)} & \mathbf{f} \in \mathbb{C}^{(n+1) \times 1} \\ \mathbf{e} \in \mathbb{C}^{(n+1) \times 1} & \mathbf{p} \in \mathbb{C}^{(n_{f_z}+1) \times 1} & \mathbf{M} \in \mathbb{C}^{(m_{S_{11}}+m_{S_{21}}) \times (2n+n_{f_z}+3)} \end{array}$$

Strukturell unterscheidet sich das Gleichungssystem (3.1.12) nicht von (3.1.3), es kann daher auf die gleiche Art und Weise gelöst werden.

3.1.3 Modellierung von $K(s)$

Die im letzten Abschnitt vorgestellte Methode zur Lösung eines kombinierten Gleichungssystems, das die Koeffizienten aller drei charakteristischen Polynome gleichzeitig liefert, weist folgende Nachteile auf:

- Es müssen Datenpunkte aus dem Verlauf von $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ entnommen werden. Für den Benutzer eines teilautomatisierten Programms zur Koppelmatrixextraktion stellt das einen erhöhten Aufwand dar, zudem muss der Benutzer die Entscheidung treffen, wie viele Punkte aus den jeweiligen Streuparameterverläufen zu entnehmen sind und bei welchen Frequenzen die Entnahme erfolgen soll.

Als Kompromisslösung kommt die Auswahl von Punkten bei gleichen Frequenzen in Frage. Dies stellt auf Grund der unterschiedlichen Koeffizientenanzahl, durch die $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ bestimmt werden, keine sinnvolle Lösung dar.

- Die gleichzeitige Berücksichtigung aller Koeffizienten in einem Gleichungssystem wie in (3.1.12) bedeutet einen höheren rechnerischen Aufwand als das für (3.1.3) der Fall ist. Außerdem bedingt eine höhere Systemordnung eine erhöhte Anfälligkeit gegenüber numerischen Rundungsfehlern und erhöhte Anforderungen an die Konditionszahl der Systemmatrix.
- Bei den in der vorliegenden Arbeit betrachteten Filtern handelt es sich um passive Zweitore, die die Bedingung $|S_{11}(s)|^2 + |S_{21}(s)|^2 \leq 1$ für alle $s=j\omega$ erfüllen. Der in Abschnitt 2.4.3 auf Seite 22 vorgestellte Algorithmus der Koppelmatrixmethode benötigt eine passive Beschreibung des Filters. Die Cauchy-Methode in ihrer bisher beschriebenen Form generiert jedoch keine inhärent passiven Modelle. Sowohl Macchiarella und Traina [53] als auch Adve et al. [57] liefern Lösungsansätze hierfür.

In dieser Arbeit wird ein anderer Weg zur Ermittlung des Polynommodells beschritten. Statt wie nach (3.1.12) mit einem Schritt das gesamte Polynomtripler zu bestimmen, wird zunächst ein Modell für die charakteristische Filterfunktion $K(s)$ erstellt. Nach (2.1.15) auf Seite 8 kann die Funktion durch die punktweise Division von $S_{11}(s)$ durch $S_{21}(s)$ bestimmt werden. Durch Anwendung der Cauchy-Methode auf $K(s)$ wird der Polynomquotient $F(s)/P(s)$ gewonnen.

Das fehlende Polynom $E(s)$ wird nach der Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) auf Seite 8 bestimmt. Diese Vorgehensweise vermeidet die weiter oben genannten Nachteile:

- Bei der Koppelmatrixextraktion müssen nur noch Datenpunkte aus dem Verlauf von $K(s)$ entnommen werden, eine Entscheidung bezüglich der Aufteilung der Punkte entfällt.
- Die Anzahl der Unbekannten im Gleichungssystem reduziert sich von $2n+n_{tz}+3$ auf $n+n_{tz}+2$.
- Da das Polynom $E(s)$ durch die Feldtkeller-Gleichung berechnet wird, entsteht ein inhärent passives Modell, das darüber hinaus verlustlos ist.

Die Approximationsfunktion $\tilde{K}(s)$ hat die Form:

$$\tilde{K}(s) = \frac{\sum_{k=0}^n f_k \cdot s^k}{\sum_{k=0}^{n_{fz}} p_k \cdot s^k} \approx K(s) \quad (3.1.13)$$

Das Gleichungssystem zur Bestimmung der Koeffizienten von $\tilde{K}(s)$ lautet in Matrixschreibweise:

$$[\mathbf{V}_{K_z} - \mathbf{K} \cdot \mathbf{V}_{K_n}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{f} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix} = \mathbf{0} \quad (3.1.14)$$

Die in (3.1.14) enthaltenen Teilmatrizen und -vektoren haben folgende Dimensionen, wobei m_K die Anzahl der aus $K(s)$ entnommenen Punkte darstellt:

$$\begin{aligned} \mathbf{K} &\in \mathbb{C}^{m_K \times m_K} & \mathbf{V}_{K_z} &\in \mathbb{C}^{m_K \times (n+1)} & \mathbf{V}_{K_n} &\in \mathbb{C}^{m_K \times (n_{fz}+1)} \\ \mathbf{f} &\in \mathbb{C}^{(n+1) \times 1} & \mathbf{p} &\in \mathbb{C}^{(n_{fz}+1) \times 1} & \mathbf{M} &\in \mathbb{C}^{m_K \times (n+n_{fz}+2)} \end{aligned}$$

Strukturell unterscheidet sich das Gleichungssystem (3.1.14) nicht von (3.1.3), es kann daher auf die gleiche Art und Weise gelöst werden.

3.2 Behandlung von Verlusten

Die in der Arbeit vorgestellte Methode zur Filteroptimierung eignet sich gleichermaßen zur Synthese, also den Entwurf von Filtern wie zum Abgleich und zur Diagnose bereits realisierter Filter. Die beiden Anwendungsgebiete unterscheiden sich lediglich im Ursprung der Streuparameterverläufe, auf die die Koppelmatrixextraktion angewendet wird. Im Fall der Synthese stammen diese von einem elektromagnetischen Simulationsprogramm, meist von einem Vollwellensimulator. Im Rahmen dieser Arbeit wurde hierzu am häufigsten das Programm Sonnet em [44] eingesetzt, seltener die Programme CST Microwave Studio [59] und Agilent Momentum [60].

Als Verlustmechanismen berücksichtigen die Simulatoren dielektrische Verluste durch Angabe des Verlustwinkels $\tan \delta$ für die betreffenden Materialien sowie Metallisierungsverluste durch die Angabe der Leitfähigkeit der verwendeten Metalle. Im Fall eines nicht vollständig abgeschirmten Simulationsgebiets kommen zusätzlich Verluste durch Abstrahlung hinzu.

Während des Entwurfs eines Filters wird wegen des deutlich reduzierten Zeit- und Speicheraufwands normalerweise auf die Berücksichtigung von Verlustmechanismen verzichtet. Eine Abschätzung der zu erwartenden Verluste erfolgt durch einen zusätzlichen Simulationslauf nach erfolgreicher Optimierung des Filters.

Die Koppelmatrixdarstellung nach Bild 2.4 auf Seite 18 enthält außer den Quell- und Lastwiderständen keine dissipativen Elemente und ist somit nicht in der Lage, im Filter entstehende Verluste zu modellieren. Bei der bisher beschriebenen Methode für die Koppelmatrixextraktion kommt es daher zu fehlerhaften Ergebnissen, falls die zugrunde gelegten Streuparameter zu einem verlustbehafteten Filter gehören. In der Literatur existieren zwei Lösungsansätze für das Problem:

- Der Koppelmatrixansatz wird dergestalt erweitert, dass eine Berücksichtigung von Verlusten direkt in der Koppelmatrixdarstellung möglich ist. Dieser Ansatz wird von Mirafteb und Yu [61–63] verfolgt. Die Autoren erweitern hierfür die Resonatoren des Modells durch eine Resistanz; zusätzlich erlauben sie resistive Verkopplungen zwischen den Resonatoren. Die resistiven Anteile bewirken imaginäre Anteile in der Koppelmatrix, so dass sie komplexwertig wird.
- Durch verschiedene Verfahren wird versucht, die in den Streuparameterverläufen enthaltenen Verluste zu reduzieren oder im Idealfall ganz zu eliminieren. Anschließend kann der gewohnte Algorithmus zur Koppelmatrixextraktion eingesetzt werden. Neben der Verlustreduzierung ist die Kunst bei diesen Verfahren, die nicht durch die Verluste bestimmten Aspekte der Filterantwort möglichst wenig zu verfälschen. Eine weit verbreitete Methode [20, 53, 64] arbeitet mit der Verschiebung der Nullstellen der charakteristischen Polynome in der komplexen Ebene. Dabei müssen alle beteiligten Resonatoren die gleiche unbelastete Güte Q_{ul} aufweisen, was für den Großteil der Bandpassfilter sicherlich zutreffend ist. Eine Methode, die nicht dieser Beschränkung unterliegt, wird von Guyette et al. [65, 66] vorgeschlagen. Macchiarella [55] schlägt eine angepasste Bandpass-Tiefpass-Transformation zur Verlustreduzierung vor, diese entspricht im Wesentlichen der Verschiebung der Nullstellen der charakteristischen Polynome.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden verschiedene Ansätze aus der zweiten Kategorie hinsichtlich ihrer Eignung für ein teilautomatisiertes Pro-

gramm untersucht. Letztlich erwies sich eine Kombination aus einer Verschiebung der Nullstellen des Polynoms $E(s)$ und der Frequenztransformation nach Macchiarella [55] als geeignetes Mittel, um auch Bandpassfilter mit hoher Einfügedämpfung dem Koppelmatrixansatz zugänglich zu machen.

Die Wirksamkeit der Ansätze soll durch Anwendung auf ein Beispielfilter erprobt werden, wodurch gleichzeitig ein Vergleich der Leistungsfähigkeit der einzelnen Methoden ermöglicht wird. Am aussagekräftigsten wäre eine solche Studie sicherlich durch Verwendung von Streuparameterdaten eines gemessenen Filters. Das hat allerdings den großen Nachteil, dass kein verlustloses Filter als Referenzobjekt zur Verfügung steht. Ein solches Referenzfilter ist jedoch wichtig, um die Leistungsfähigkeit der untersuchten Verfahren beurteilen zu können.

Deshalb wird bei der Studie auf ein Modell eines Filters zurückgegriffen, das mit Sonnet em [44] simuliert wurde. Durch eine Simulation mit verlustlosen Medien lässt sich hiermit auf einfache Weise ein Referenzfilter erzeugen. Die verlustbehafteten Modelle entstehen durch Hinzufügen von dielektrischen und Metallisierungsverlusten. Um die sonstigen Filtereigenschaften gegenüber dem Referenzfilter möglichst wenig zu verzerren, wird das sogenannte *planar-normal*-Metallmodell von Sonnet gewählt, bei dem, genau wie im Fall von verlustloser Metallisierung, eine unendlich dünne Metallisierung angenommen wird.

Bild 3.1a zeigt das für diese Studie verwendete Filter. Es handelt sich dabei um ein open-loop-Resonator-Bandpassfilter 5. Ordnung, dessen Entwurf in Abschnitt 6.6 auf Seite 114 vorgestellt wird. Durch die gegenüberliegenden leerlaufenden Enden der Resonatoren 2 und 5 wird ein Transmissionsnullstellenpaar erzeugt dessen Frequenzen bei 2,589 GHz und 3,072 GHz liegen. Neben der verlustlosen Version des Filters sollen zwei weitere, unterschiedlich stark verlustbehaftete Varianten untersucht werden. Bild 3.1b zeigt die Streuparameter der drei Filtervarianten.

Tabelle 3.1 fasst die verlustrelevanten Daten der drei Filter zusammen. Die ersten beiden Spalten, der Verlustwinkel $\tan \delta$ und die Leitfähigkeit von Kupfer κ_{Cu} , sind die im Vollwellensimulator eingegebenen Größen für die Verlustberücksichtigung. Das Filter (i) stellt die verlustlose Variante dar, für das Filter (ii) wurden möglichst realitätsnahe Werte angenommen. Diese stammen aus dem Datenblatt des verwendeten Substrates (RO3010 [67]), der Wert für die Leitfähigkeit κ_{Cu} , der auf Grund eigener Erfahrungen zur Berücksichtigung der Oberflächenrauigkeit um ca. 10 % verringert wurde, aus [68]. Für das Filter (iii) wurden beide Verlustmechanismen stark überbetont, um eine hohe Ein-

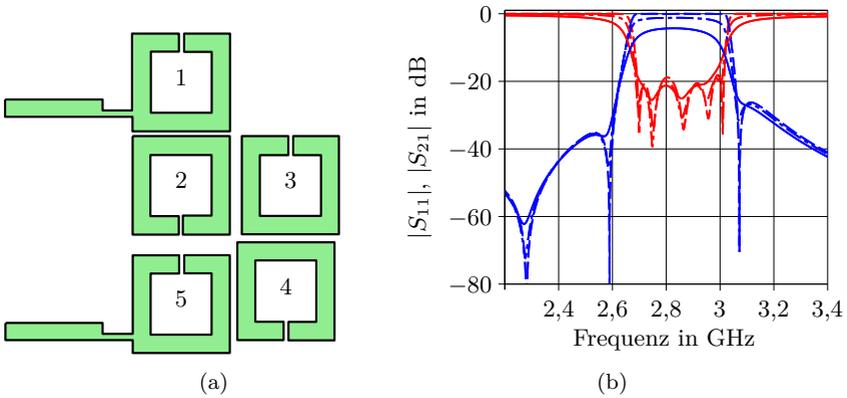


Bild 3.1: (a) Aufsicht auf ein Bandpassfilter 5. Ordnung zur Beurteilung der verschiedenen Methoden zur Verlustkompensation. (b) Streuparameter der drei Filtervarianten. Filter (i): $-\cdot-$ $|S_{21}|$, $-\cdot-$ $|S_{11}|$; Filter (ii): $-\cdot-$ $|S_{21}|$, $-\cdot-$ $|S_{11}|$; Filter (iii): $-$ $|S_{21}|$, $-$ $|S_{11}|$. Siehe hierzu Tabelle 3.1.

fügedämpfung zu erhalten, was eine Belastungsprobe für die zu untersuchenden Verfahren darstellt.

	$\tan \delta$	κ_{Cu} in S/m	Q_{ul}	IL in dB
Filter (i)	0	∞	∞	0
Filter (ii)	0,0023	$5 \cdot 10^7$	190	1,19
Filter (iii)	0,015	$1,75 \cdot 10^7$	52	4,3

Tab. 3.1: Verlustrelevante Daten für die drei Bandpassfilter. Die Größe IL (*insertion loss*) bezeichnet die Einfügedämpfung des Filters. Siehe hierzu Bild 3.1.

Die in Tabelle 3.1 angegebenen Einfügedämpfungen der Filter wurden jeweils bei der Mittenfrequenz aus Bild 3.1b ermittelt. Die Angabe der unbe-

lasteten Güte Q_{ul} für einen einzelnen Resonator ist ein Vorgriff auf den Abschnitt 3.2.3 auf Seite 61 – sie fällt dort als Nebenergebnis ab.

Bild 3.2 zeigt das in dieser Studie zu Grunde gelegte Koppelschema und ist für alle drei Filtervarianten identisch. Neben den obligatorischen Hauptkopplungen sind die beiden Kreuzkopplungen M_{25} und M_{24} vorhanden. Mit Hilfe des Moduls CMBandpass (Abschnitt 6.2 auf Seite 105) wurde eine Koppelmatrixextraktion aus den Streuparameterverläufen des verlustlosen Filters (i) erzeugt, die Ergebnisse sind in Tabelle 3.2 zu sehen.

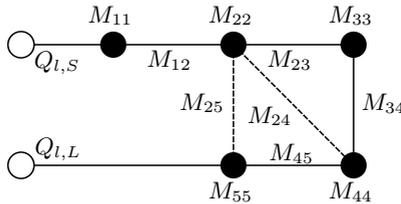


Bild 3.2: Das in der Studie für das Filter aus Bild 3.1 verwendete Koppelschema.

$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$
1,024	-0,837	-0,562	-0,732	0,811	0,982

M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	M_{25}	M_{24}
-0,029	-0,015	0,229	-0,085	-0,023	-0,215	-0,130

Tab. 3.2: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung für das verlustlose Filter (i).
Siehe hierzu Bild 3.1 und Tabelle 3.1

In den folgenden Abschnitten werden die beiden zur Reduzierung der Verluste untersuchten Verfahren vorgestellt und auf die zwei verlustbehafteten Filtervarianten (ii) und (iii) angewendet; die daraus gewonnenen Streuparameterverläufe werden anschließend einer Koppelmatrixextraktion unterzogen.

3.2.1 Verschiebung von Polynomnullstellen

Eine Möglichkeit die Verluste im Polynommodell zu reduzieren, besteht in der Umkehrung des Grundgedankens der Vorverzerrungs-Technik (*predistortion technique*) [64], deren eigentliches Anwendungsgebiet die Filtersynthese ist. Dabei ist man sich bereits bei jenem Entwicklungsschritt bewusst, dass der später erzielte Verlauf der Filterkurve vom Verlauf des verlustlosen Prototypen abweichen wird. Besonders ausgeprägt sind die Abweichungen beim Übergang vom Durchlass- ins Sperrband, sie äußern sich als Verrundungen der Transmissionskurve an diesen Stellen.

Dem versucht die Vorverzerrungs-Technik durch Berücksichtigung der Verluste bereits im Prototypen entgegenzuwirken. Die Methode geht implizit von identischen unbelasteten Güten Q_{ul} der beteiligten Resonatoren aus. Die Verlustberücksichtigung erfolgt durch eine Substitution der komplexen Frequenzvariablen s nach folgender Vorschrift:

$$s \rightarrow s + \Delta \quad \text{mit:} \quad \Delta = \frac{1}{Q_{ul} \text{FBW}} \quad (3.2.1)$$

Mit FBW ist wiederum die relative Filterbandbreite gemeint. Alternativ kann die Substitution von s als eine Verschiebung der Nullstellen der beiden Polynome $E(s)$ und $F(s)$ um den Betrag Δ zu negativ reellen Werten verstanden werden. Dieser Sachverhalt ist in Bild 3.3 illustriert.

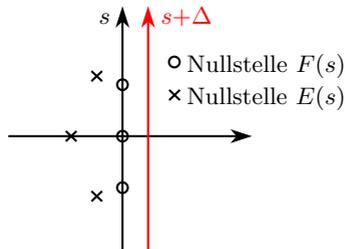


Bild 3.3: Anwendung der Vorverzerrungs-Technik an einem Tschebyschow-Filter 3. Ordnung. Die Substitution von s durch $s + \Delta$ ist äquivalent zu einer Verschiebung der Nullstellen nach links.

Der Grundgedanke der Vorverzerrungs-Technik ist also die Berücksichtigung von Verlusten durch Verschiebung der Nullstellen der Polynome $E(s)$ und $F(s)$. Demnach muss sich durch Verschiebung der Nullstellen in die entgegengesetzte Richtung eine Verlustkompensation einer verlustbehafteten Filterantwort erreichen lassen.

Weist das betrachtete Filter Transmissionsnullstellen auf, stellt sich die Frage, ob die Nullstellen des Polynoms $P(s)$ ebenfalls verschoben werden sollen. In Abschnitt 2.1 auf Seite 5 wurde gezeigt, dass die Koeffizienten von $P(s)$ mit steigender Potenz von s zwischen reellen und imaginären Werten wechseln müssen. Diese Bedingung für die Realisierbarkeit des Filters würde durch die Nullstellenverschiebung verletzt werden.

Für die Verlustkompensation spielt das Polynom $P(s)$ allerdings eine untergeordnete Rolle [64], da bei einem Bandpassfilter Verluste überwiegend aus Feldüberhöhungen resultieren, die ihrerseits aus der Resonanzbedingung, die jedoch nur innerhalb des Durchlassbandes ansatzweise erfüllt ist, entstehen.

Im Sperrband des Filters wird der Großteil der Leistung zur Quelle zurück reflektiert, die dabei entstehenden Verluste sind in der Regel vernachlässigbar. Die Transmissionsnullstellen, die durch $P(s)$ beschrieben werden, liegen im Normalfall ebenfalls im Sperrband. Im Rahmen der Verlustkompensation kann das Polynom $P(s)$ daher näherungsweise unverändert gelassen werden.

Um die notwendige Verschiebung Δ zu bestimmen, ist nach (3.2.1) neben der relativen Bandbreite FBW die unbelastete Güte Q_{ul} notwendig, die auf zwei verschiedene Arten bestimmt werden kann. Die Simulation eines einzelnen, lose an zwei Speiseleitungen gekoppelten Resonators ergibt einen glockenförmigen Verlauf von $|S_{21}|$ um die Resonanzfrequenz f_0 . Zusammen mit der Bandbreite f_{3dB} , innerhalb derer $|S_{21}|$ um 3 dB abgefallen ist, kann Q_{ul} nach Hong [29] folgendermaßen bestimmt werden:

$$Q_{ul} = \frac{f_0}{f_{3dB}} \quad (3.2.2)$$

Cohn [69] schlägt eine Näherungsformel vor, mit deren Hilfe sich die Einfügedämpfung IL (*insertion loss*) in dB des Filters aus der relativen Bandbreite FBW, den Filterkoeffizienten g_i und den unbelasteten Güten $Q_{ul,i}$ der Einzelresonatoren bestimmen lässt:

$$IL = 4,343 \frac{1}{\text{FBW}} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_{ul,i}} \text{ dB} \quad (3.2.3)$$

Unter der Annahme gleicher unbelasteter Güten für alle Resonatoren lässt sich diese Gleichung umformen zu:

$$Q_{\text{ul}} = 4,343 \frac{1}{\text{FBW} \cdot IL} \sum_{i=1}^n g_i \quad \text{mit: } Q_{\text{ul},i} = Q_{\text{ul}} \forall i \quad (3.2.4)$$

Für die beiden verlustbehafteten Filter (ii) und (iii) wurden beide Methoden für die Bestimmung eines einheitlichen Q_{ul} herangezogen, die Ergebnisse sind in Tabelle 3.3 zusammengefasst.

	Methode nach Hong [29]		Methode nach Cohn [69]	
	Q_{ul}	Verschiebung Δ	Q_{ul}	Verschiebung Δ
(ii)	182	$48,2 \cdot 10^{-3}$	208	$42,2 \cdot 10^{-3}$
(iii)	48	$182,8 \cdot 10^{-3}$	57	$153,9 \cdot 10^{-3}$

Tab. 3.3: Abschätzung der unbelasteten Resonatorgüten sowie der entsprechenden Verschiebungsfaktoren Δ der Polynomnullstellen für die beiden Filtervarianten (ii) und (iii) nach Hong und Cohn.

Die Methode nach Hong ist bei stark verlustbehafteten Resonatoren problematisch, da in diesem Fall die Speiseleitungen für eine deutliche Resonanzausprägung näher an den Resonator gebracht werden müssen. Wegen der daraus resultierenden steigenden Belastung des Resonators durch die Speiseleitungen (Q_i , *loaded quality factor*) wird die unbelastete Güte zu kleineren Werten hin verfälscht.

Die Methode nach Cohn stellt eine Näherungsformel dar. Darüber hinaus werden nach (3.2.3) die Filterkoeffizienten g_i benötigt, die streng genommen nur für Allpolfilter existieren, was für das betrachtete Filter aber nicht zutrifft. Für die Berechnungen in Tabelle 3.3 wurde näherungsweise ein Tschebyschow-Filter 5. Ordnung mit einer minimalen Anpassung von 20 dB im Durchlassband zu Grunde gelegt.

3.2.2 Implizite Verlustkompensation

Viele Autoren [64, 70, 71] vertreten die Meinung, dass bei einer Modellierung des Filterverhaltens durch charakteristische Polynome die Verlusthaftigkeit eines Filters hauptsächlich durch das Polynom $E(s)$ beschrieben wird. $F(s)$ und $P(s)$ hingegen beschreiben die Nullstellen von $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$, deren Lage nach [71] praktisch unabhängig von der Einfügedämpfung des Filters im Durchlassband ist.

Das in dieser Arbeit verwendete Extraktionsverfahren für die Koppelmatrix modelliert im ersten Schritt die Funktion $K(s)$ (Abschnitt 3.1.3 auf Seite 48), die nach (2.1.15) aus dem Quotienten der Polynome $F(s)$ und $P(s)$ besteht. In einem weiteren Schritt wird $E(s)$ durch Verwendung der Feldtkeller-Gleichung (2.1.12) auf Seite 8 bestimmt. Da die Feldtkeller-Gleichung auf der Annahme von Verlustlosigkeit beruht, entsteht durch das Verfahren mit den Annahmen aus [71] gewissermaßen eine implizite Verlustkompensation. Die Wirksamkeit der Vorgehensweise soll in diesem Abschnitt durch Untersuchung der in Tabelle 3.1 gezeigten Filtervarianten bewertet werden.

Zu diesem Zweck werden die beiden verlustbehafteten Streuparameterverläufe der Filter (ii) und (iii) direkt einer Koppelmatrixextraktion unterzogen und die Ergebnisse mit der Extraktion der verlustlosen Filtervariante (i) (Tabelle 3.2) verglichen. Tabelle 3.4 zeigt diesen Vergleich für die Filtervariante (ii).

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$	
(ii)	1,166	-0,769	-0,538	-0,747	0,867	0,883	
(i)	1,024	-0,837	-0,562	-0,732	0,811	0,982	
	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	M_{25}	M_{24}
(ii)	-0,067	-0,049	0,188	-0,100	0,003	-0,226	-0,120
(i)	-0,029	-0,015	0,229	-0,085	-0,023	-0,215	-0,130

Tab. 3.4: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung für das Filter (ii) nach impliziter Verlustkompensation im Vergleich mit der extrahierten Koppelmatrixdarstellung für das verlustlose Filter (i).

Es ergeben sich insgesamt moderate Abweichungen zur Koppelmatrixdarstellung des verlustfreien Filters (i). Besonders auffallend ist der große Unterschied zwischen den beiden externen Güten $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ beim verlustbehafteten Filter, die nach Vorgabe des Prototyps identisch sein sollten. Die Abweichung ist keinesfalls physikalisch erklärbar und muss deshalb als systematischer Fehler der Koppelmatrixextraktion einer nicht hinreichend verlustkompensierten Filterantwort angesehen werden.

Das in diesem Beispiel verwendete Filter weist auf Grund der nicht symmetrischen Lage der Transmissionsnullstelle keine Symmetrie der Koppelkoeffizienten auf. Deshalb fällt es schwer, die weiteren Abweichungen der in Tabelle 3.4 beschriebenen Koppelmatrixdarstellungen zu klassifizieren.

Eine weitere Untersuchung eines symmetrischen Filters hat jedoch gezeigt, dass sich im Fall der Extraktion einer Koppelmatrix aus einer verlustbehafteten Filterantwort die oben beobachtete Asymmetrie zwischen $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ auch bei den Hauptkopplungen zeigt – Einträge, die auf Grund der Symmetrie des Filters identisch sein sollten, weichen erheblich voneinander ab. Es konnte darüber hinaus beobachtet werden, dass diese Asymmetrie der Einträge zur Filtermitte hin abnimmt.

Tabelle 3.5 zeigt die extrahierte Koppelmatrixdarstellung für die Filtervariante (iii), die nach Tabelle 3.1 noch höhere Verluste als die Variante (ii) aufweist. Erwartungsgemäß sind die Abweichungen zum verlustlosen Filter (i) und insbesondere die Asymmetrie zwischen $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ noch deutlicher ausgeprägt.

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$	
(iii)	1,617	-0,632	-0,488	-0,818	1,083	0,634	
(i)	1,024	-0,837	-0,562	-0,732	0,811	0,982	
	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	M_{25}	M_{24}
(iii)	-0,105	-0,080	0,087	-0,080	0,018	-0,275	-0,063
(i)	-0,029	-0,015	0,229	-0,085	-0,023	-0,215	-0,130

Tab. 3.5: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung für das Filter (iii) nach impliziter Verlustkompensation im Vergleich mit der extrahierten Koppelmatrixdarstellung für das verlustlose Filter (i).

Bild 3.4 vergleicht die Streuparameter der beiden durch die implizite Verlustkompensation bestimmten Koppelmatrixdarstellungen der Filtervarianten (ii) und (iii) mit den Streuparametern des verlustlosen Filters (i). Die Variante (iii) weist besonders hohe Abweichungen zum verlustlosen Fall auf, auch zeigen beide verlustbehafteten Varianten eine schlechte Reproduktion der Transmissionsnullstellen.

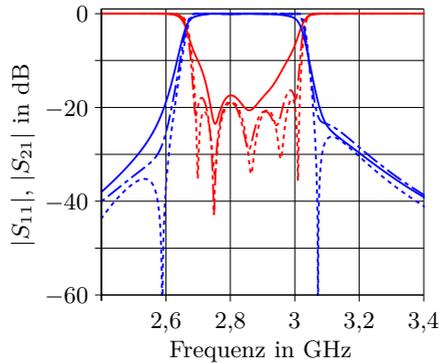


Bild 3.4: Vergleich der Streuparameter des Filters (i) ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) mit den Streuparametern der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.4 ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) und den Streuparametern der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.5 ($\text{—} |S_{21}|$, $\text{—} |S_{11}|$).

Aus den Ergebnissen ist zu folgern, dass die Methode der impliziten Verlustkompensation bestenfalls für Filter mit sehr geringen Verlusten angewendet werden kann. Als Kriterium zur Anwendbarkeit der Methode kann der Grad der Asymmetrie der beiden externen Gütefaktoren $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ herangezogen werden.

3.2.3 Eine neuartige Methode zur Verlustkompensation

In diesem Abschnitt wird eine neuartige Methode zur Verlustkompensation vorgestellt, die sich für Filter mit hoher Einfügedämpfung eignet. Um sie mit der im letzten Abschnitt vorgestellten Methode der impliziten Verlustkompensation vergleichen zu können, wird sie auf dieselben Filtervarianten (siehe Tabelle 3.1) angewendet.

Das Verfahren benötigt pro Optimierungs- beziehungsweise Abgleichdurchlauf zwei Koppelmatrixextraktionen und läuft nach den folgenden Schritten ab:

- Zunächst wird in gewohnter Weise eine Koppelmatrixextraktion aus den verlustbehafteten Streuparameterverläufen durchgeführt. Die Polynome $F(s)$ und $P(s)$ werden hierbei direkt aus dem Verlauf von $K(s)$ ermittelt und stellen somit ein geeignetes Modell für das verlustbehaftete Filterverhalten dar.

Die Annahme von Verlustlosigkeit bei der Bestimmung des Polynoms $E(s)$ führt jedoch zu erheblichen Abweichungen bei Filtern, die hohe Verluste im Durchlassband aufweisen. Dieser Sachverhalt lässt sich anhand der Beispiele des letzten Abschnitts nachvollziehen.

- Das Polynom $E(s)$ wird im nächsten Schritt dergestalt angepasst, dass sich ein möglichst übereinstimmender Verlauf zwischen der verlustbehafteten gemessenen oder simulierten Filterantwort und den Streuparameterverläufen des Polynommodells ergibt.

Das wird dadurch erreicht, dass die Nullstellen von $E(s)$, analog zur Vorverzerrungs-Technik [64], in der komplexen Ebene entlang der reellen Achse nach links verschoben werden. Der Betrag der Verschiebung wird nach (3.2.1) bestimmt, ein geeigneter Startwert für Q_{ul} kann mit der Methode von Cohn (Abschnitt 3.2.1 auf Seite 55) bestimmt werden.

- Anschließend erfolgt eine Verfeinerung von Q_{ul} und damit der Verschiebung Δ . Das geschieht durch Vergleichen der Streuparameter des Polynommodells mit der gemessenen oder simulierten Filterantwort. Weist das Polynommodell eine höhere Einfügedämpfung auf, muss Q_{ul} erhöht werden und umgekehrt. Durch diese Vorgehensweise, die während eines Filterabgleichs nur einmal durchgeführt werden muss, ergeben sich die in Tabelle 3.1 angegebenen Werte für die unbelasteten Güten Q_{ul} .

- Das durch die bisherigen Schritte bestimmte Polynomtripel bildet ein Modell für das verlustbehaftete Filter. Die Auswertung der Polynome, die ein Bandpassfilter beschreiben erfolgt normalerweise durch die Bandpass-Tiefpass-Transformation (2.7.4) auf Seite 38. Stattdessen schlägt Macchiarella [55] eine erweiterte Transformation zur Verlustreduzierung vor:

$$\Omega = \frac{\Omega_c}{\text{FBW}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) - j \frac{1}{Q_{\text{ul}} \text{FBW}} \quad (3.2.5)$$

Der Imaginärteil dieser Transformation entspricht dem von der Predistortion-Technik bekannten Verschiebungsfaktor Δ und wurde bereits im vorhergehenden Schritt bestimmt. Die Auswertung nach (3.2.5) entspricht der in Abschnitt 3.2.1 auf Seite 55 geschilderten Verschiebung der Polynomnullstellen. Als Resultat ergibt sich eine stark verlustreduzierte Darstellung des Filterverhaltens, aus der mit der in Abschnitt 3.2.2 auf Seite 58 gezeigten Vorgehensweise eine Koppelmatrix extrahiert werden kann. Das stellt den letzten Schritt der neuartigen Methode zur Verlustkompensation dar.

Im Folgenden soll die gerade erläuterte Methode auf die in Bild 3.1 auf Seite 53 vorgestellten Beispielfilter angewendet werden. Tabelle 3.6 zeigt das Ergebnis für die Variante (ii) des Beispielfilters und weist eine gute Übereinstimmung mit der Koppelmatrix der verlustlosen Variante (i) des Filters auf.

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$
(ii)	1,034	-0,829	-0,562	-0,729	0,809	0,988
(i)	1,024	-0,837	-0,562	-0,732	0,811	0,982

	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	M_{25}	M_{24}
(ii)	-0,063	-0,048	0,188	-0,106	0	-0,212	-0,124
(i)	-0,029	-0,015	0,229	-0,085	-0,023	-0,215	-0,130

Tab. 3.6: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung für das Filter (ii) nach der Verlustkompensation mit der neuartigen Methode im Vergleich mit der extrahierten Koppelmatrixdarstellung für das verlustlose Filter (i).

Die betragsmäßig größten Abweichungen ergeben sich bei den Resonanzfrequenzen der Resonatoren M_{ii} , die mit Ausnahme von M_{55} kleinere Werte als die verlustlose Filtervariante aufweisen. Obwohl diese Abweichungen relativ gering ausfallen, lässt sich bei genauer Betrachtung der Filterantworten in Bild 3.1b auf Seite 53 feststellen, dass die Antwort der Variante (ii) gegenüber (i) einen leichten Versatz zu tieferen Frequenzen aufweist.

Es ergibt sich also bereits bei der Simulation der beiden Filter mit Sonnet um eine geringfügige Frequenzverschiebung. Diese tritt auch, wie in Bild 3.5 gezeigt ist, beim Vergleich der Streuparameter der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.6 mit der der Antwort der Filter (i) auf.

Tabelle 3.7 zeigt die Ergebnisse der Verlustreduzierung für die Filtervariante (iii). Die extrahierte Koppelmatrix zeigt ähnliche Abweichungen zur verlustlosen Variante (i) wie das im letzten Absatz diskutierte Ergebnis für die Variante (ii): erwartungsgemäß fallen jene zahlenmäßig etwas größer aus. Zudem ist im Vergleich zu den Varianten (i) und (ii) eine leichte Asymmetrie der Einträge $Q_{i,S}$ und $Q_{i,L}$ zu erkennen, was nach den Beobachtungen aus Abschnitt 3.2.2 ein Anzeichen für eine ungenügende Verlustreduktion ist.

	$Q_{i,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{i,L}$	
(iii)	1,030	-0,826	-0,566	-0,747	0,845	0,919	
(i)	1,024	-0,837	-0,562	-0,732	0,811	0,982	
	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	M_{25}	M_{24}
(iii)	-0,104	-0,082	0,095	-0,099	0,019	-0,218	-0,092
(i)	-0,029	-0,015	0,229	-0,085	-0,023	-0,215	-0,130

Tab. 3.7: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung für das Filter (iii) nach der Verlustkompensation mit der neuartigen Methode im Vergleich mit der extrahierten Koppelmatrixdarstellung für das verlustlose Filter (i).

Der Vergleich der Streuparameter von Filter (i) und der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.7 ist ebenfalls in Bild 3.5 gezeigt. Ein marginaler Versatz der Filterkurve zu kleineren Frequenzen ist auch hier zu beobachten, dieser ist aber ebenfalls bereits bei den Simulationsergebnissen in Bild 3.1b vorhanden.

Insgesamt betrachtet liefert die neuartige Methode zur Verlustreduktion am gezeigten Beispiel sehr gute Ergebnisse. In Abschnitt 3.2.4 wird das Verfahren auf gemessene Streuparameterverläufe eines Filters angewendet, um seine Eignung für den Filterabgleich zu untersuchen.

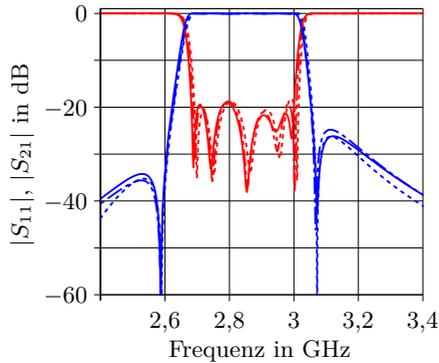


Bild 3.5: Vergleich der Streuparameter des Filters (i) ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) mit den Streuparametern der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.6 ($-- |S_{21}|$, $-- |S_{11}|$) und den Streuparametern der Koppelmatrixdarstellung aus Tabelle 3.7 ($— |S_{21}|$, $— |S_{11}|$).

Zum Abschluss dieses Abschnitts soll auf eine kleine Unzulänglichkeit bei den hier vollzogenen Vergleichen der drei Filtervarianten hingewiesen werden. Der verwendete Vollwellensimulator Sonnet em [44] arbeitet im Gegensatz zu beispielsweise Agilent Momentum [60] mit einem lateral abgeschlossenen Simulationsgebiet, dessen Grenzen durch elektrische Wände gebildet werden, die im vorliegenden Fall auch für die Abschirmung nach oben und unten verwendet werden. Diese Wände bleiben auch im Fall der verlustbehafteten Simulationen perfekte elektrische Leiter.

Dadurch ergeben sich für die einzelnen Filtervarianten unterschiedliche Voraussetzungen für eine Mehrwegeausbreitung. Das in Mikrostreifenleitungstechnik aufgebaute Filter weist typischerweise ein weitreichendes Feldbild auf [72],

so dass Interaktionen mit der Berandung des Simulationsgebiets nicht auszuschließen sind. Bild 3.6 zeigt zwei mögliche Pfade zur Energieübertragung durch das Beispielfilter. Die Mehrwegeausbreitung kann vor allem die Lage der Transmissionsnullstellen beeinflussen.

In Bild 3.5 ist zu erkennen, dass obwohl die Streuparameter der Filtervariante (iii) einen Frequenzversatz zu tieferen Frequenzen haben, die Lage der Transmissionsnullstelle oberhalb des Durchlassbandes dennoch deckungsgleich mit jener Transmissionsnullstelle der Variante (i) ist. Das steht im Einklang mit der leicht abweichenden Kreuzkopplung M_{24} der beiden Varianten (iii) und (i) in Tabelle 3.7.

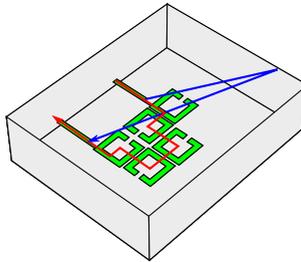


Bild 3.6: Dreidimensionale Ansicht des Beispielfilters mit zwei möglichen Pfaden zur Energieübertragung: entlang der Hauptkopplungen des Filters (rot) und durch Reflexion an den Gehäusewänden (blau).

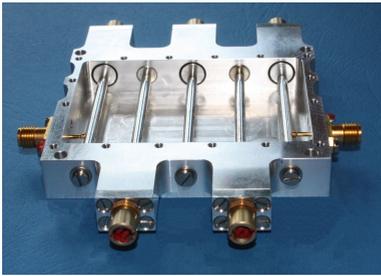
3.2.4 Anwendung des neuartigen Verfahrens auf gemessene Streuparameterverläufe

Extraktion einer Koppelmatrixdarstellung aus einer gemessenen Filterantwort

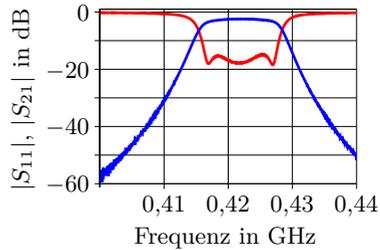
Die im letzten Abschnitt vorgestellte Methode zur Verlustkompensation soll nun auf gemessene Streuparameterverläufe angewendet werden. Das hierzu verwendete Filter ist ein Interdigital-Bandpassfilter 5. Ordnung, das aus einem alten Messgerät ausgebaut wurde. Bild 3.7a zeigt eine Fotografie des Filters mit geöffnetem Deckel. Die Resonanzfrequenzen der Resonatoren können mit Hilfe von Schrauben verändert werden. Die Position der Ankopplung an die

SMA-Buchsen, die hauptsächlich die belastete Güte Q_l beeinflussen und die Hauptkopplungen M_{ij} sind hingegen nicht einstellbar.

Bild 3.7b zeigt die gemessenen Streuparameterverläufe des Filters und gibt Aufschluss über seine Kenngrößen. Daraus resultiert eine Mittenfrequenz von 422 MHz und eine Bandbreite von 11 MHz. Als Konsequenz der mit 2,6 % geringen relativen Bandbreite FBW ergibt sich eine gemessene Einfügedämpfung $IL=2,4$ dB.



(a)



(b)

Bild 3.7: (a) Das zur Demonstration der Extraktion einer Koppelmatrix aus einer verlustbehafteten Filterantwort benutzte Interdigital-Bandpassfilter. Mit Hilfe der beiden vorderen Schrauben können die Resonanzfrequenzen der Resonatoren 2 und 4 eingestellt werden. (b) Gemessener Streuparameterverlauf des unverstimmten Bandpassfilters (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$).

Bild 3.8 zeigt das für dieses Filter zu Grunde gelegte Koppelschema. Da das Filter keine Vorrichtungen zur Erzeugung von Kreuzkopplungen aufweist und im gemessenen Verlauf von $|S_{21}|$ in Bild 3.7b keine Transmissionsnullstellen in der Nähe des Durchlassbandes auftreten, sind zur Modellierung lediglich die Hauptkopplungen erforderlich.

Eine Abschätzung der unbelasteten Güte nach Cohn (3.2.3) mit diesen Daten ergibt $Q_{ul} \approx 500$. Der Wert wurde durch Abgleichen des Polynommodells mit den gemessenen Streuparameterverläufen zu $Q_{ul} \approx 452$ verfeinert. Die Auswertung des abgeglichenen Polynommodells im Vergleich mit den gemessenen

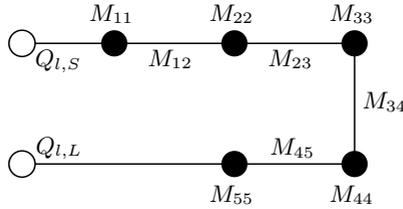


Bild 3.8: Das für das Interdigital-Bandpassfilter aus Bild 3.7a verwendete Koppelschema.

Streuparameterverläufen zeigt Bild 3.9a. Durch die fast deckungsgleiche Übereinstimmung im Durchlassband kann das Modell als sehr genau bezeichnet werden.

Die Antwort des verlustreduzierten Polynommodells, das sich nach Anwendung der komplexen Bandpass-Tiefpass-Transformation ergibt, ist in Bild 3.9b dargestellt. Der Effekt der Verlustkompensation ist deutlich an der im Durchlassband nach oben verschobenen Kurve von $|S_{21}|$ zu erkennen.

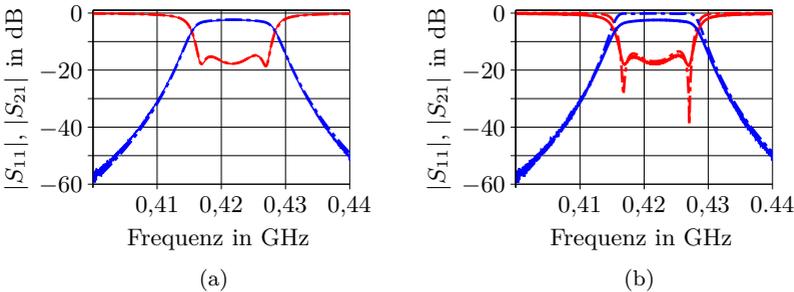


Bild 3.9: Gemessene Streuparameter des unverstimmten Interdigital-Bandpassfilters ($-|S_{21}|$, $-|S_{11}|$) im Vergleich mit den Streuparametern der Polynommodelle ($-|S_{21}|$, $-|S_{11}|$). (a) Verlustbehaftetes Polynommodell. (b) Verlustreduziertes Polynommodell.

Aus der verlustkompensierten Polynomdarstellung nach Bild 3.9b wird die in Tabelle 3.8 gezeigte Koppelmatrixdarstellung gewonnen. Als Vergleichsobjekt

jekt wurde ein Prototypenfilter mit einer minimalen Anpassung im Durchlassband von 30 dB angenommen, da wie eingangs erwähnt die Entwurfsparameter des untersuchten Filters nicht bekannt sind.

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$
extrahiert	0,674	0,912	0,688	0,649	1,003	0,662
Prototyp	0,666	1,098	0,739	0,739	1,098	0,666

	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}
extrahiert	-0,013	-0,026	-0,023	-0,041	-0,045
Prototyp	0	0	0	0	0

Tab. 3.8: Vergleich der aus der unverstimmten, verlustkompensierten Streuparameterantwort extrahierten Koppelmatrixdarstellung mit der Koppelmatrix des angenommenen Prototypen.

Beide Matrizen stimmen gut überein. Bei einer genaueren Untersuchung fällt auf, dass die Werte der normierten Resonanzfrequenzen M_{ii} der beiden Filterdarstellungen besser übereinstimmen, als das für die Hauptkopplungen M_{ij} und die externen Gütefaktoren $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ der Fall ist.

Da bei dem Filter lediglich die Resonanzfrequenzen der Resonatoren durch Abgleichschrauben einstellbar sind, ist das Resultat vernünftig. Fertigungstoleranzen, die die Interresonatorkopplungen und die Ankopplungen an die Speiseleitungen betreffen, können bei diesem Filter im Rahmen eines Abgleichs nicht korrigiert werden. Eine weitere Verbesserung der in Bild 3.7b gezeigten Filterantwort scheint somit schwer möglich – das Filter ist mit den gegebenen Möglichkeiten bereits sehr gut abgestimmt.

Beispiel zum Abgleich eines Filters auf Basis von gemessenen Streuparametern

In diesem Abschnitt soll ein weiterer Nachweis der Leistungsfähigkeit der vorgestellten Methode zur Extraktion einer Koppelmatrix aus verlustbehafteten Daten in Bezug auf den Abgleich von Filtern gegeben werden. Zu diesem Zweck werden die Resonatoren des in Bild 3.7a dargestellten Filters verstimmt. Nach

Durchführung der Verlustkompensation der gemessenen Streuparameterverläufe erfolgt eine Koppelmatrixextraktion des verstimmtten Filters. Durch den Vergleich mit der in Tabelle 3.8 gezeigten extrahierten Koppelmatrix des unverstimmtten Filters soll anschließend auf die vorgenommenen Verstimmungen zurückgeschlossen werden.

Die leerlaufenden Enden der Resonatoren sind, wie in Bild 3.7a zu sehen ist, verdickt und hohlgebohrt. Sie werden durch einen dünnen hohlen Zylinder aus dielektrischem Material vom Gehäuse isoliert. Dadurch wird das leerlaufende Ende kapazitiv belastet und die Länge der Resonatoren auf Werte kleiner als $\lambda_0/4$ verkürzt, wobei λ_0 die Wellenlänge bei der Filtermittelfrequenz ist. Durch Drehen der Abgleichschraube im Uhrzeigersinn schiebt sich ein mit dem Bezugspotential des Filtergehäuses verbundener Metallzylinder in das hohlgebohrte Ende des Resonators. Folglich wird der Resonator weiter elektrisch verkürzt und seine Resonanzfrequenz sinkt.

Tabelle 3.9 fasst die an den Abgleichschrauben vorgenommenen Änderungen zusammen. Nach den Erläuterungen des letzten Absatzes ist eine Erhöhung der Resonanzfrequenz des 3. Resonators zu erwarten, bei den Resonatoren 1, 2 und 4 hingegen eine Verringerung.

	Res. 1	Res. 2	Res. 3	Res. 4	Res. 5
Winkel	90°	90°	90°	180°	–
Richtung	⊙	⊙	⊙	⊙	–

Tab. 3.9: Vorgenommene Änderungen an den Einstellschrauben für die Resonanzfrequenzen.

Das Ergebnis der Koppelmatrixextraktion für das verlustbehaftete und verstimmtte Filter im Vergleich zum unverstimmtten Fall ist in Tabelle 3.10 dargestellt. Es ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den Erwartungen aus Tabelle 3.9.

Die Abweichungen bei den Hauptkopplungen M_{ij} und den beiden externen Gütefaktoren sind vernachlässigbar. Die Einträge für die normierten Resonanzfrequenzen M_{ii} ändern sich im Fall einer Vierteldrehung der Abgleichschrauben etwa um den Betrag 0,080 in die entsprechenden Richtungen. Da für den

4. Resonator ein annähernd doppelt so hoher Betrag resultiert, scheint ein linearer Zusammenhang zwischen dem Drehwinkel der Einstellschraube und der Auswirkung auf die normierte Resonanzfrequenz in diesem Einstellbereich zu bestehen.

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	$Q_{l,L}$
verstimmt	0,678	0,909	0,688	0,649	0,995	0,667
unverstimmt	0,674	0,912	0,688	0,649	1,003	0,662
Differenz	0,004	-0,003	0,0	0,0	-0,008	0,005

	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}
verstimmt	-0,091	-0,112	0,055	-0,204	-0,040
unverstimmt	-0,013	-0,026	-0,023	-0,041	-0,045
Differenz	-0,078	-0,086	0,078	-0,163	0,005

Tab. 3.10: Vergleich der beiden extrahierten Koppelmatrizen des verstimmt und des unverstimmt Interdigital-Bandpassfilters. Die Zeile Differenz wurde durch Subtraktion der unverstimmt von den verstimmt Werten gebildet.

4 Entwurf von Filtern mit der Koppelmatrixmethode

In diesem Kapitel wird zunächst ein Überblick über die gängigen Entwurfsverfahren für Filter gegeben. Anschließend wird das Verfahren zur Filteroptimierung auf der Basis des Koppelmatrixansatzes detailliert vorgestellt. Die hierzu benötigten Werkzeuge, insbesondere die Extraktion einer Koppelmatrix, wurden in den letzten beiden Kapiteln beschrieben.

4.1 Entwurfsansätze

4.1.1 Entwurfsverfahren ohne Vollwellensimulatoren

Die Einführung von leistungsfähigen Vollwellensimulatoren hat den Filterentwurf revolutioniert. Diese Werkzeuge bieten nicht nur die Möglichkeit, eine entwickelte Filtergeometrie vor deren Fertigung zu verifizieren und somit aufwändige und teure Redesign-Zyklen zu vermeiden, sie lassen sich auch in den Entwurfsprozess des Filters integrieren.

Darüber hinaus können durch die vielfältigen Darstellungsmöglichkeiten der Ergebnisse mit den Programmen, wie z. B. des Verlaufs der Stromdichte oder der Verteilung des elektrischen und magnetischen Feldes innerhalb des Filters, vertiefte Kenntnisse über dessen Funktion erworben werden.

Vor der Verfügbarkeit dieser Simulatoren mussten derartige Erkenntnisse durch Aufbau und Vermessung von Filtern und Interpretation der Messergebnisse gewonnen werden. Eine weitere Möglichkeit war und ist der Aufbau von Teilschaltungen, wie beispielsweise zweier miteinander gekoppelter Resonatoren, aus deren Streuparametern ihre gegenseitige Verkopplung bestimmt werden kann.

Aus den Erkenntnissen jener Arbeiten und der klassischen Schaltungs- und Leitungstheorie gingen Entwurfsverfahren hervor, die den Entwurf von Filtern

mit den bekannten Topologien ermöglichen. Matthaei beschreibt in [1] den Entwurf von Interdigital-Bandpassfiltern, kantengekoppelten Bandpassfiltern widmet er sich in [2]. Ein Entwurfsverfahren für Stepped-Impedance-Tiefpassfilter wurde von Young [3] vorgeschlagen. Weitere Topologien werden von Levy [73] in einem Übersichtsartikel behandelt, der zahlreiche weitere Quellenangaben enthält.

Diese Verfahren sind auch heute noch von Bedeutung und im Einsatz. Sie eignen sich beispielsweise zur Erstellung einer Startgeometrie, die bereits eine gute Übereinstimmung mit der gewünschten Filterantwort aufweist. Dadurch wird der rechenintensive Teil des Filterentwurfs, die Optimierung, verkürzt. Darüber hinaus erhöht eine sorgfältig erstellte Startgeometrie die Wahrscheinlichkeit, dass die Optimierung in Richtung des globalen Minimums der Fehlerfunktion konvergiert.

4.1.2 Entwurfsverfahren mit Vollwellensimulatoren

Vollwellensimulatoren lösen die Maxwell-Gleichungen unter Berücksichtigung der Randbedingungen, die durch die zu untersuchende Filterstruktur vorgegeben werden. Abgesehen von sehr einfachen Geometrien lassen sich keine analytischen Lösungen für die Maxwell-Gleichungen finden. Daher greifen die meisten verfügbaren Vollwellensimulatoren auf numerische Methoden zurück, was eine Diskretisierung der zu untersuchenden Struktur bedingt. Tabelle 4.1 wie auch [74] geben einen Überblick über die gängigsten Verfahren und eine Übersicht über kommerzielle Programmpakete, in denen sie eingesetzt werden.

Versuch und Irrtum

„Versuch und Irrtum (*trial and error*) ist eine heuristische Methode, um Probleme zu lösen, bei der so lange zulässige Lösungsmöglichkeiten probiert werden, bis die gewünschte Lösung gefunden wird. Dabei wird oft bewusst auch die Möglichkeit von Fehlschlägen in Kauf genommen.“ [85]

Im Filterentwurf kommt die Methode häufig zum Einsatz, da der hierfür zu treibende Aufwand zunächst geringer als bei allen anderen Techniken ist. Dieser Trend wurde durch das Aufkommen von Vollwellensimulatoren verstärkt; praktisch alle Programme bieten die Möglichkeit der Parametrierung der eingegebenen Geometrien an. Die Parameter können anschließend über weite Bereiche durchfahren werden (*parameter sweep*).

Verfahren	Abk.	Referenzen	Einsatz in
<i>Method of moments</i>	MoM	[75, 76]	Sonnet em, Feko
<i>Finite elements</i>	FEM	[77]	HFSS, Feko
<i>Finite integration</i>	FI	[74]	CST
<i>Finite differences, time domain</i>	FDTD	[78–80]	CST, Empire
<i>Integral equation</i>	IE	[81]	CST, EMLounge
<i>Transmission line matrix</i>	TLM	[82, 83]	Mefisto, CST
<i>Mode matching</i>	MM	[84]	μ Wave Wizard

Tab. 4.1: Gängige Verfahren zur numerischen Lösung der Maxwell-Gleichungen sowie ihr Einsatz in kommerziellen Programmen.

Oftmals wird dabei wenig strukturiert und zielorientiert vorgegangen – die Parameter der Struktur werden solange verändert, bis sich eine akzeptable Filterantwort ergibt. Eine weitere Variante ist die Verschachtelung von mehreren *parameter sweeps* – auf diese Weise kann eine Vielzahl von gewünschten Parameterkombinationen der Filtergeometrie vom Simulator berechnet werden. Ausgewählt wird das Ergebnis, das die beste Übereinstimmung mit der Spezifikation des Filters aufweist. Für einfache Filter niedriger Ordnung mag die Vorgehensweise vielversprechend sein, für komplexere Filter nimmt die Wahrscheinlichkeit für das Auffinden einer akzeptablen Lösung jedoch drastisch ab.

Viele Vollwellensimulatoren verfügen über eigene Optimierungsmodule. Um sie nutzen zu können, müssen Geometrieparameter zur Optimierung freigegeben und Optimierungsziele definiert werden. Das kann beispielsweise durch die Vorgabe von Toleranzmasken für die Streuparameter erfolgen. Der Optimierer versucht anschließend durch Veränderungen der Parameter, z. B. nach dem Gradientenverfahren, die gesetzten Ziele zu erreichen. Diese Vorgehensweise konvergiert im Fall von komplexen Filtern häufig gegen lokale Minima, weshalb von der Benutzung der Optimierungsmodule abgeraten werden muss.

Segmentierung der Filtergeometrie

Die Ressourcen Rechenzeit und Speicherbedarf, die ein Vollwellensimulator zur Berechnung einer Struktur benötigt, hängen überproportional stark von der Größe der Struktur ab. Dieser Umstand kann dazu ausgenutzt werden, die Simulationszeit einer großen Struktur drastisch zu reduzieren. Hierzu wird die

Struktur in kleinere Teilstrukturen segmentiert, deren Berechnung in Summe deutlich weniger Zeit benötigt als die Simulation der Gesamtstruktur. Anschließend werden die Streuparameter der Gesamtstruktur durch die Kettenschaltung der Einzelstrukturen bestimmt.

Die Problematik bei dieser Vorgehensweise ist das Auffinden von geeigneten Stellen für die Segmentierung. Bei einer falschen Wahl kann es zu erheblichen Abweichungen zwischen dem simulierten Verhalten der segmentierten und der unsegmentierten Schaltung kommen. Als Gründe für derartige Abweichungen kommen folgende Möglichkeiten in Betracht:

- An jeder Diskontinuität entstehen Streufelder, die mit anderen Teilen der Schaltung, bevorzugt mit anderen Diskontinuitäten, wechselwirken können. Bei einer Simulation der Gesamtstruktur werden die Effekte berücksichtigt, was zu einer realitätsnahen Simulationsantwort führt. Im Fall eines Filters könnte eine derartige Verkopplung zwischen zwei Diskontinuitäten beispielsweise eine Transmissionsnullstelle erzeugen. Wird die Schaltung an einer solchen Stelle segmentiert, werden jene Effekte von der Simulation der kaskadierten Schaltung nicht erfasst.
- An Diskontinuitäten werden höhere Moden angeregt, die einen Teil der Signalenergie aufnehmen. Diese Moden sind meistens evaneszent und klingen daher schnell ab. Erreicht eine solche höhere Mode jedoch eine weitere Diskontinuität bevor sie ausreichend abgeklungen ist, findet erneut eine Modenkonversion statt und die von der Mode transportierte Energie kann sich weiter in der Struktur ausbreiten. Der Effekt bleibt bei einer Segmentierung der Schaltung an dieser Stelle aufgrund des Einfügens von meist einmodigen Simulationstoren unberücksichtigt.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass bei einer Segmentierung einer Schaltung auf ausreichenden Abstand von Diskontinuitäten zur auftrennenden Stelle geachtet werden muss; mit steigender Miniaturisierung der Filter ist das jedoch schwieriger zu bewerkstelligen. Wird dieser Ansatz zur Filteroptimierung gewählt, ist auf jeden Fall eine abschließende Verifikation der Gesamtstruktur durchzuführen.

Ye und Mansour [13] schlagen eine Methode vor, die Problematik zu umgehen. Dabei handelt es sich im Prinzip um eine hybride Optimierung. Zu diesem Zweck modellieren sie die bei einem kaskadierten Ansatz (dem groben Modell) vernachlässigten Signalpfade durch nachträgliches Einfügen ebendieser.

Die notwendigen Informationen hierzu werden aus der Simulation der nicht kaskadierten Gesamtschaltung (dem feinen Modell) gewonnen. Das grobe Modell wird gewissermaßen durch das feine Modell kalibriert (*calibrated coarse model*). Nach diesem Schritt kann die Optimierung Ressourcen schonend mit dem groben Modell durchgeführt werden.

4.1.3 Hybride Optimierungsverfahren

Eine direkte Optimierung eines Filters mit einem Vollwellensimulator ist nur für Filter kleiner Ordnung mit wenigen einstellbaren Parametern sinnvoll, da die Parameteranzahl und damit die benötigte Rechenzeit und der Speicherbedarf mit der Komplexität einer Schaltung schnell ansteigen. Aus diesem Grund wurden hybride Optimierungsverfahren entwickelt, sie verwenden für die Optimierungsaufgabe mindestens zwei Modelle.

Das Space-Mapping-Verfahren

Das Space-Mapping-Verfahren ist ein von Bandler [10] konzipiertes, universell anwendbares Optimierungsverfahren. Zur Lösung des Optimierungsproblems benutzt es zwei Modelle:

- Das sogenannte grobe Modell (*coarse model*) erlaubt eine schnelle und Ressourcen sparende Bestimmung der Übertragungsfunktion, die erzielte Genauigkeit des Modells ist jedoch im Allgemeinen nicht ausreichend für dessen alleinige Verwendung im Rahmen der Optimierung. Als grobes Modell für Filter kommen Ersatzschaltungen aus konzentrierten Bauelementen oder Modelle in Vollwellensimulatoren mit einer groben Diskretisierung zum Einsatz.
- Die Bestimmung der Übertragungsfunktion des feinen Modells (*fine model*) ist deutlich aufwändiger. Dafür stellt es ein akkurates Modell vom physikalischen System dar – das ist bei der Auswahl des feinen Modells sicherzustellen. Im Fall einer Filteroptimierung kommen für die Umsetzung praktisch immer Vollwellensimulatoren mit ausreichend feiner Diskretisierung zum Einsatz.

Die Optimierung des Systems erfolgt iterativ und Ressourcen sparend mit dem groben Modell, dessen Parameterraum nicht notwendigerweise mit jenem

des feinen Modells übereinstimmen muss [86]. Der Kerngedanke des Space-Mapping-Verfahrens ist die Existenz einer Transformation, die den Parameterraum des feinen Modells in jenen des groben Modells überführen kann. Nach der Optimierung des groben Modells wird dessen optimaler Parameterraum mit Hilfe dieser Transformation in den optimalen Parameterraum des feinen Modells überführt. Entspricht nach dessen Auswertung die gefundene Übertragungsfunktion der Spezifikation, ist die Optimierung erfolgreich beendet. Ist das nicht der Fall, folgt ein weiterer Optimierungsschritt mit dem groben Modell, das vorher gegebenenfalls an die Ergebnisse des feinen Modells angepasst wird.

Die Vorschrift für die Transformation zwischen den beiden Parameterräumen wird durch den Schritt der Parameterextraktion gewonnen, zu deren Durchführung die Simulationsantwort des feinen Modells an einigen Frequenzpunkten benötigt wird. Da dies unter Umständen bereits einen sehr hohen Rechenaufwand bedeuten kann, wurde das Aggressive-Space-Mapping-Verfahren [11] entwickelt.

Eine weitere Verbesserung wurde durch Einführung eines Vertrauensbereichs (*trust region*) erreicht [87]. Der so modifizierte Space-Mapping-Algorithmus ist als TRASM (*trust region aggressive space mapping*) bekannt.

Eine weitere Verbesserung ist der HASM-Algorithmus [12] (*hybrid aggressive space mapping*). Er stellt eine Kombination aus TRASM-Algorithmus und direkter Optimierung des feinen Modells dar. Stellt der HASM-Algorithmus fest, dass die Optimierung mittels TRASM-Algorithmus gegen ein lokales Minimum konvergiert, kann auf eine direkte Optimierung umgeschaltet werden.

Nachteilig beim Einsatz des Space-Mapping-Algorithmus für die Filteroptimierung ist die fehlende Flexibilität des groben Modells. Wird dieses Modell realitätsfremd gewählt, was beispielsweise durch die Vernachlässigung von parasitären Verkopplungen geschehen kann, kann das Verfahren unter Umständen nicht konvergieren.

Koppelmatrixansatz

Die Verwendung des Koppelmatrixansatzes zur Synthese und Optimierung von Filterschaltungen ist das zentrale Thema dieser Arbeit. Die genaue Vorgehensweise hierzu wird im zweiten Teil des Kapitels erläutert. Eine ähnliche Arbeit wurde von Bila et al. [14, 15] verfasst. Die Autoren geben jedoch wenig Details

zum verwendeten Koppelmatrixextraktionsverfahren an. Als Anwendungsbeispiel wird die Synthese eines vierpoligen Bandpassfilters vorgestellt.

Peik und Mansour [16] erweiterten das von Bila vorgestellte Verfahren um die mehrdimensionale Cauchy-Methode [88]. Des Weiteren verlagern sie die Optimierungsarbeit ähnlich wie beim Space-Mapping-Verfahren auf das grobe Modell, das durch eine Koppelmatrixdarstellung der Kaskadenschaltung der Einzelresonatoren gebildet wird. Um parasitäre Elemente und Verkopplungen zwischen nicht konsekutiven Resonatoren zu berücksichtigen, bilden die Autoren während der Lernphase ihres Algorithmus die Differenz zwischen der Koppelmatrixdarstellung des groben und des feinen Modells. Die Autoren gehen davon aus, dass diese Differenz-Koppelmatrix invariant gegenüber kleinen Änderungen der Filtergeometrie, wie sie typischerweise während der Optimierung auftreten, ist.

4.2 Der Prozess des Filterentwurfs mit der Koppelmatrixmethode

In diesem Abschnitt wird die Vorgehensweise des Filterentwurfs mit der Koppelmatrixmethode schrittweise vorgestellt. Einen Überblick hierzu liefert das in Bild 4.1 gezeigte Optimierungsdiagramm.

4.2.1 Die Spezifikation

In diesem Abschnitt sollen die wichtigsten Aspekte einer Spezifikation stichpunktartig und in Kategorien zusammengefasst genannt werden. Der Großteil der Vorgaben für ein Filter erfolgt im Frequenzbereich und kann durch ein Toleranzschema, die sog. Filtermaske beschrieben werden. Ein einfaches Beispiel einer Filtermaske für ein Tiefpassfilter ist in Bild 2.3 auf Seite 11 zu sehen. Folgende Parameter spezifizieren ein Filter im Frequenzbereich:

- Mittenfrequenz und Bandbreite bei einem Bandpassfilter, die Eckfrequenz bei einem Tiefpassfilter
- minimale Anpassung des Filters im Durchlassband
- Steilheit des Übergangsbereichs zwischen Durchlass- und Stopband
- minimale Dämpfung bei vorgegebenen Frequenzpunkten oder -bändern

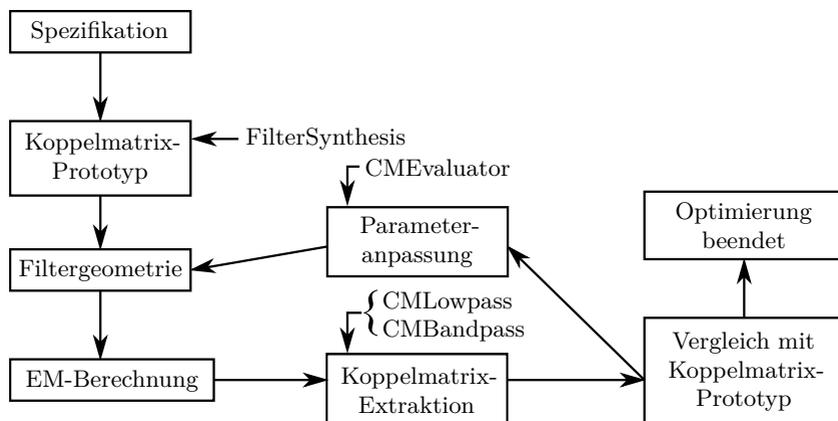


Bild 4.1: Ablaufdiagramm einer Filteroptimierung mit Hilfe der Koppelmatrixmethode.

- maximal zulässige Einfügedämpfung im Durchlassband (IL , *insertion loss*)
- maximal zulässige Dämpfungsvariation im Durchlassband (*insertion loss ripple*)
- Berücksichtigung des Filterverhaltens fernab des Durchlassbands (Weitabselektion):
 - parasitäre Durchlassbänder bei ganzzahligen Vielfachen der Mittenfrequenz
 - Degradation von quasi-konzentrierten Bauelementen
- Phasenverlauf, und insbesondere davon abgeleitet das Gruppenlaufzeitverhalten

Ein weiterer Teilbereich der Anforderungen an ein Filter lässt sich unter der Kategorie „mechanische Aspekte“ zusammenfassen:

- Baugröße
- Gewicht
- Herstellungsgenauigkeit

- erlaubte Fertigungsverfahren und Werkzeuge
- Lage und Art der Anschlussbuchsen
- erlaubte Werkstoffe

Weitere Anforderungen an Filter sind:

- Einschwing- und Überschwingverhalten
- Kosten
- Integrierbarkeit in ein System
- Eignung für hohe Leistungen:
 - Durchschlagfestigkeit
 - Erwärmung
- Sensibilität gegenüber Fertigungstoleranzen
- Verhalten gegenüber Umwelteinflüssen:
 - Temperatur
 - Vibrationen
 - Druck
 - Feuchtigkeit und Korrosion

4.2.2 Erstellung eines Prototypen und Umsetzung in eine Startgeometrie

Der erste Schritt eines Filterentwurfs besteht nach Bild 4.1 in der Umsetzung der Spezifikation in einen geeigneten Prototypen. Für das in dieser Arbeit vorgestellte Entwurfsverfahren sind dabei nur die Filterparameter im Frequenzbereich relevant, alle anderen Aspekte der Spezifikation müssen getrennt behandelt werden.

Sobald ein geeigneter Koppelmatrixprototyp zur Erfüllung der Spezifikation gefunden wurde, muss er in eine Filtergeometrie umgesetzt werden. Diese Entwurfsstufe wird als Start- oder Initialgeometrie bezeichnet, da sie den Ausgangspunkt für die darauf folgende Filteroptimierung bildet.

Die Erstellung der Startgeometrie bedingt also das Auffinden eines Zusammenhangs zwischen den geometrischen Parametern des Filters und den Einträgen der Koppelmatrix. Nach Abschnitt 2.3 auf Seite 17 lassen sich bei einer

Beschreibung eines Filters durch eine Koppelmatrix die folgenden drei Parameterkategorien unterscheiden:

- Die Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren des Filters werden durch die Einträge M_{ii} beschrieben.
- Die Beschreibung der Verkopplungen zwischen zwei Resonatoren erfolgt durch die Einträge M_{ij} .
- Die Ankopplung des Filters an die Speiseleitungen ist durch die externe oder belastete Güte des ersten ($Q_{l,S}$) und letzten ($Q_{l,L}$) Resonators charakterisiert.

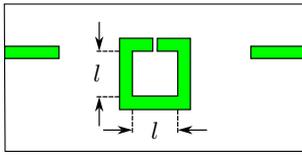
In den folgenden Abschnitten werden Methoden vorgestellt, mit deren Hilfe unter Anwendung eines Vollwellensimulators ein Zusammenhang zwischen den drei Parametertypen und dem jeweiligen Teil der Filtergeometrie hergestellt werden kann. Diese Zusammenhänge ermöglichen anschließend den stückweisen Aufbau der Startgeometrie.

Bestimmung der Resonanzfrequenz eines Resonators

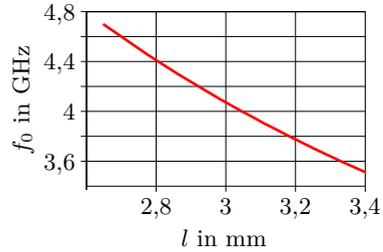
Die Bestimmung der Resonanzfrequenz eines Resonators mit Hilfe eines Vollwellensimulators gestaltet sich relativ einfach. Bild 4.2a zeigt ein hierfür geeignetes Layout für einen zweifach angekoppelten open-loop-Resonator. Bei der Erstellung des Layouts ist auf ausreichenden Abstand zwischen den Zuleitungen und dem zu untersuchenden Resonator zu achten (lose Ankopplung des Resonators). In der Praxis hat es sich bei der Verwendung von Sonnet em als günstig erwiesen, den Abstand zwischen Resonator und Speiseleitungen so zu wählen, dass $|S_{21}|$ einen maximalen Wert zwischen -30 dB und -20 dB annimmt.

Als Parameter für die Einstellung der Resonanzfrequenz wird in diesem Beispiel die Kantenlänge l gewählt. Eine feinere Einstellung der Resonanzfrequenz kann durch Variation der Spaltbreite des open-loop-Resonators erreicht werden. Stimmt die Frequenz des anregenden Signals mit der Resonanzfrequenz des Resonators überein, bildet sich auf Grund der Feldüberhöhung ein lokales Maximum im Verlauf von $|S_{21}|$ aus, das leicht detektiert werden kann. Voraussetzung für die einfache Detektion ist ein ausreichend klein gewählter Frequenzbereich, so dass keine höheren Resonanzen im Resonator angeregt werden.

Es erfolgt eine mehrfache Simulation der Anordnung nach Bild 4.2a mit variierendem Parameter l . Bild 4.2b zeigt die Auswertung für den open-loop-



(a)



(b)

Bild 4.2: (a) Anordnung zur Bestimmung der Resonanzfrequenz eines open-loop-Resonators in Abhängigkeit seiner Größe. Der Resonator besitzt eine Leiterbahnbreite von 1,2 mm und eine Spaltbreite von 1 mm. (b) Errechneter Verlauf der Resonanzfrequenz f_0 in Abhängigkeit der Resonatorkantenlänge l .

Resonator aus Bild 4.2a. Erwartungsgemäß nimmt die Resonanzfrequenz mit wachsender Resonatorgröße ab, der Zusammenhang ist fast linear.

Bestimmung des Koppelkoeffizienten zwischen zwei Resonatoren

Die in diesem Abschnitt vorgestellte Methode zur Bestimmung des Koppelkoeffizienten stammt von Hong [89]. Bild 4.3a zeigt ein Ersatzschaltbild von zwei gekoppelten Resonatoren aus konzentrierten Bauelementen; in dem Beispiel erfolgt die Verkopplung durch eine Streukapazität C_m zwischen den beiden Kapazitäten C der Resonatoren.

In [89] wird gezeigt, dass die folgende Betrachtung ebenso mit einer magnetischen Verkopplung oder einer Mischung aus elektrischer und magnetischer Verkopplung durchgeführt werden kann und zu den gleichen Ergebnissen führt. Der elektrische Koppelkoeffizient m_e wird definiert als:

$$m_e = \frac{C_m}{C} \quad (4.2.1)$$

Nach der elektrischen Netzwerktheorie [90] lässt sich die Schaltung aus Bild 4.3a gleichwertig durch die in Bild 4.3b dargestellte Schaltung ersetzen, wobei der eingerahmte Teil als Inverter (Typ (II) aus Bild 2.12 auf Seite 40) identifiziert wird.

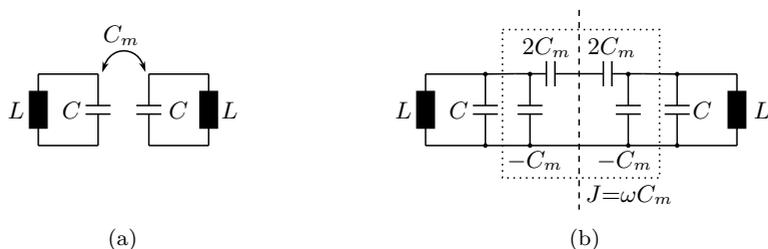


Bild 4.3: (a) Zwei identische Resonatoren, die über eine Streukapazität C_m miteinander verkoppelt sind. (b) Äquivalente Darstellung von (a) mit Hilfe eines Inverters.

Die Schaltungen nach Bild 4.3 besitzen zwei Resonanz- oder Eigenfrequenzen, die sich am einfachsten unter Ausnutzung ihrer Symmetrie bestimmen lassen. In einem ersten Schritt wird hierzu in die in Bild 4.3b gezeigte Symmetrieebene eine elektrische Wand eingezogen. Die resultierende Resonanzfrequenz f_e der Schaltung beträgt:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C + C_m)}} \quad (4.2.2)$$

In einem zweiten Schritt wird in die Symmetrieebene eine magnetische Wand eingezogen, woraus sich f_m ergibt:

$$f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C - C_m)}} \quad (4.2.3)$$

Durch Quadrieren von (4.2.2) und (4.2.3) sowie anschließender Quotientenbildung lässt sich der elektrische Koppelkoeffizient ausdrücken als:

$$m_e = \frac{C_m}{C} = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (4.2.4)$$

Durch Ermittlung der beiden Resonanzfrequenzen lässt sich also der (elektrische) Koppelkoeffizient bestimmen. Dieser ist umso größer, je weiter f_e und f_m auseinander liegen (*resonance splitting*). Ist der Koppelkoeffizient hingegen sehr klein, interagieren die beiden Resonatoren kaum miteinander – sie schwingen dann unabhängig voneinander auf der gleichen Resonanzfrequenz.

Die vorgestellte Methode lässt sich problemlos auf Leitungsresonatoren übertragen. Als Vollwellensimulator für die Bestimmung der Streuparameter wird in der vorliegenden Arbeit Sonnet em verwendet. Da der Ressourcenbedarf in diesem Fall nicht sehr hoch ist, wird auf die Ausnutzung der Symmetrie verzichtet und die ganze Schaltung mit beiden Resonatoren simuliert.

Bild 4.4 zeigt verschiedene Anordnungen zur Bestimmung des Koppelkoeffizienten zwischen zwei open-loop-Resonatoren. Um Verfälschungen durch die Speiseleitungen zu verhindern, ist auch hier auf eine lose Ankopplung zu achten.

Die open-loop-Resonatoren weisen im Resonanzfall ein Maximum des elektrischen Feldes in der Nähe des Spalts auf, das magnetische Feld besitzt sein Maximum auf der gegenüber liegenden Seite. Daher ist der Koppelmechanismus in Bild 4.4a überwiegend magnetischer, in Bild 4.4b hingegen elektrischer Natur. Bei der Schaltung in Bild 4.4c kommen beide Mechanismen zur Wirkung.

Bild 4.5 zeigt den simulierten Verlauf von $|S_{21}|$ für die Geometrie aus Bild 4.4a mit drei verschiedenen Werten für den Resonatorabstand d . Die in (4.2.4) gezeigten Zusammenhänge sind deutlich zu erkennen.

Es erfolgt eine mehrfache Simulation der Anordnungen nach Bild 4.4a–c mit variierendem Parameter d , Bild 4.4d zeigt die Auswertung hierzu. Der Zusammenhang zwischen den Abständen der Resonatoren und den Koppelkoeffizienten ist stark nichtlinear.

Bestimmung der belasteten Güte

Nach Hong [29] stehen zwei Möglichkeiten für die Bestimmung der externen Güte Q_l zur Verfügung. Die erste Methode verwendet ein Zweitor und ermittelt Q_l aus dem Verlauf von $|S_{21}|$, die zweite nutzt ein Eintor und bestimmt Q_l aus dem Phasenverlauf von S_{11} . In dieser Arbeit wird hauptsächlich die letztgenannte Methode verwendet, die mit einer nützlichen Erweiterung versehen wurde.

Bild 4.6 zeigt das Ersatzschaltbild eines an eine Quelle gekoppelten Resonators bestehend aus konzentrierten Bauelementen. Der Reflexionsfaktor der Schaltung beträgt:

$$S_{11} = \frac{G - Y_{\text{in}}}{G + Y_{\text{in}}} = \frac{1 - \frac{Y_{\text{in}}}{G}}{1 + \frac{Y_{\text{in}}}{G}} \quad (4.2.5)$$

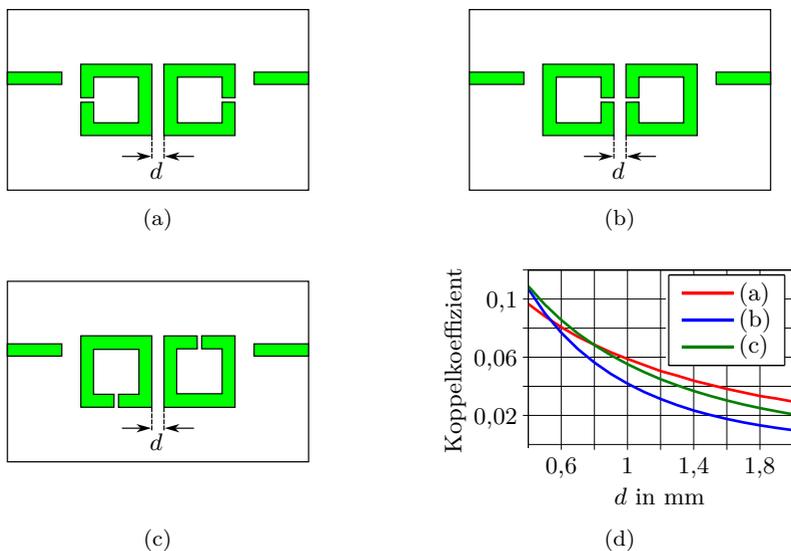


Bild 4.4: (a)–(c) Mögliche Anordnungen von zwei open-loop-Resonatoren für die Bestimmung der Koppelkoeffizienten als Funktion des Resonatorabstands d . (d) Errechneter Verlauf der Koppelkoeffizienten für die drei Geometrien.

Mit der Eingangsadmittanz Y_{in} des Resonators:

$$Y_{\text{in}} = j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = j\omega_0 C \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (4.2.6)$$

Die Größe ω_0 ist die Resonanzkreisfrequenz. Gleichung (4.2.6) kann bei einer schmalbandigen Betrachtung um die Resonanzfrequenz ($\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, mit $\Delta\omega \ll \omega_0$) vereinfacht werden zu:

$$Y_{\text{in}} \approx j\omega_0 C \frac{2\Delta\omega}{\omega_0} \quad (4.2.7)$$

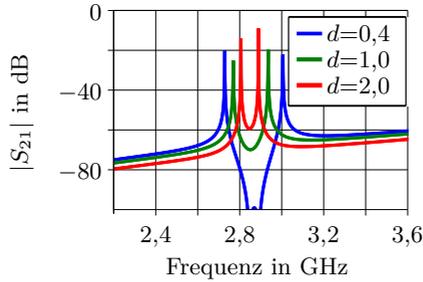


Bild 4.5: Simulierter Verlauf von $|S_{21}|$ für die Geometrie aus Bild 4.4a mit drei verschiedenen Werten für den Resonatorabstand d in mm.

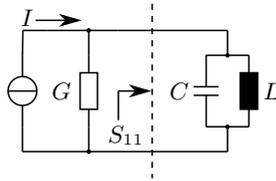


Bild 4.6: Beschaltung eines Resonators durch eine Stromquelle mit dem Innenleitwert G .

Einsetzen von (4.2.7) in (4.2.5) unter Beachtung von $Q_l = \omega_0 C / G$ liefert für den Reflexionsfaktor:

$$S_{11} = \frac{1 - jQ_l \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}}{1 + jQ_l \frac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \quad (4.2.8)$$

Der Betrag von S_{11} ist immer 1, der Phasenverlauf wird beschrieben durch:

$$\arg(S_{11}) = -2 \arctan \left(2Q_l \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right) \quad (4.2.9)$$

Durch Bestimmung der Frequenzpunkte $\Delta\omega_+$ und $\Delta\omega_-$, bei denen der Phasenverlauf einen Wert von -90° respektive $+90^\circ$ annimmt, kann mit Hilfe von (4.2.9) die belastete Güte Q_l folgendermaßen bestimmt werden:

$$Q_l = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_+ - \Delta\omega_-} \quad (4.2.10)$$

Die Differenz $\Delta\omega_+ - \Delta\omega_-$ wird als $\pm 90^\circ$ -Bandbreite bezeichnet. Bild 4.7a zeigt eine geeignete Anordnung zur Bestimmung von Q_l eines open-loop-Resonators. Durch die von der Speiseleitung verursachte Laufzeit weist der Phasenverlauf bei der Resonanzfrequenz nicht wie nach (4.2.6) zu erwarten wäre einen Nulldurchgang auf. Hong [29] schlägt eine Kompensation durch die Verschiebung der Referenzebene des Simulationstors vor.

In dieser Arbeit wird ein anderer Ansatz verfolgt. Die $\pm 90^\circ$ -Bandbreite kann ebenso um den Phasenwert bei der Resonanzfrequenz herum ermittelt werden. Hierzu und zur Bestimmung von Q_l ist allerdings die Kenntnis der Resonanzfrequenz erforderlich. Aus diesem Grund wurde in Bild 4.7a ein weiteres Simulationstor mit einem kurzen Stück Leitung eingefügt. Durch das lose angekoppelte Tor wird die Ankoppelschaltung wenig gestört, und es ermöglicht die Berechnung von S_{21} , aus dem die Resonanzfrequenz bestimmt werden kann (siehe Abschnitt 4.2.2).

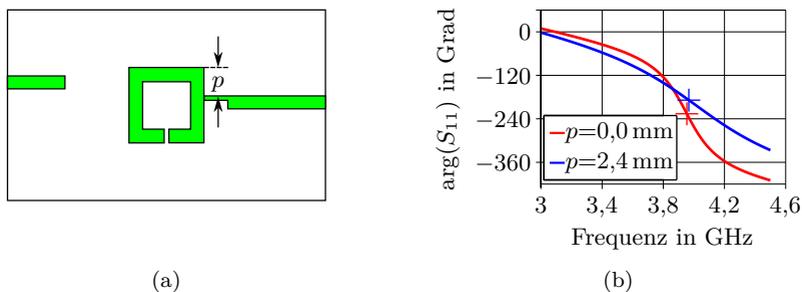


Bild 4.7: (a) Anordnung zur Bestimmung der belasteten Güte eines open-loop-Resonators in Abhängigkeit der Ankoppelposition p entlang einer von drei möglichen Kanten. Das linke Simulationstor dient zur Ermittlung der belasteten Resonanzfrequenz. (b) Phasenverlauf von S_{11} für zwei Werte von p in mm mit Markierung der zugehörigen Resonanzfrequenzen.

Bild 4.7b zeigt den Phasenverlauf von S_{11} der Anordnung aus Bild 4.7a für zwei Werte des Parameters p . Es ist deutlich zu erkennen, dass mit zunehmender Verschiebung der Ankoppelposition in Richtung des leerlaufenden Endes des

Resonators die $\pm 90^\circ$ -Bandbreite zunimmt, was zu einer Abnahme von Q_l und somit einer stärkeren Ankopplung des Resonators an die Speiseleitung führt.

Es erfolgt eine mehrfache Simulation der Anordnung nach Bild 4.7a mit variierendem Parameter p . Da lediglich ein diskreter Verlauf von S_{11} vorliegt, wird der zur Resonanzfrequenz gehörige Phasenwert von S_{11} durch eine lineare Interpolation [48] gewonnen. Ausgehend von diesem Wert werden in beiden Richtungen die Frequenzen gesucht, bei denen sich die Phase um $\pm 90^\circ$ ändert, wobei ebenfalls eine lineare Interpolation angewendet wird. Aus den ermittelten Frequenzwerten wird nach (4.2.10) Q_l bestimmt und über dem Parameter p graphisch dargestellt.

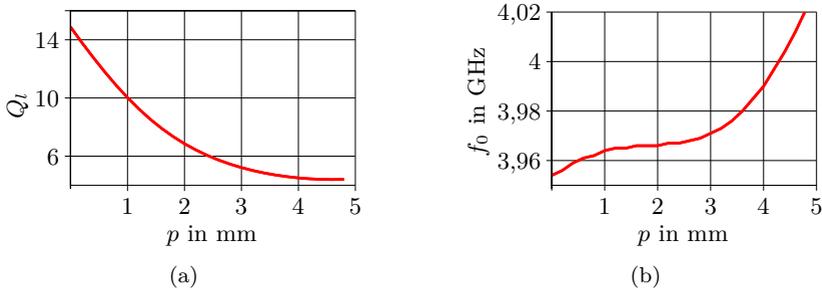


Bild 4.8: (a) Errechneter Verlauf für die belastete Güte Q_l in Abhängigkeit des Parameters p . (b) Errechneter Verlauf der Resonanzfrequenz f_0 des open-loop-Resonators in Abhängigkeit des Parameters p .

Bild 4.8a zeigt den entsprechenden Verlauf von Q_l für die Anordnung aus Bild 4.7a. Die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von der Ankoppelposition der Speiseleitung an den Resonator ist in Bild 4.8b gezeigt, diese Information kann bei der Erstellung der Startgeometrie berücksichtigt werden.

4.2.3 Optimierung der Startgeometrie

Die nach der im letzten Abschnitt beschriebenen Vorgehensweise erstellte Startgeometrie erfüllt selten die geforderte Spezifikation. Das liegt an der isolierten Betrachtung der einzelnen Filterelemente. Durch deren Verschaltung zur ge-

samten Filtergeometrie kommt es zu Wechselwirkungen wie beispielsweise parasitären Kopplungen, die bei der Erstellung der Startgeometrie keine Berücksichtigung finden.

Deshalb erfolgt als letzter Teil des Filterentwurfs eine Optimierung des vollständigen Filters. Bild 4.1 zeigt das Ablaufdiagramm für die Optimierung. Der zentrale Schritt ist dabei die Koppelmatrixextraktion, der aus diesem Grund ein eigenes Kapitel (Kapitel 3) gewidmet wurde. Die Extraktion wird durch die Programme CMBandpass und CMLowpass durchgeführt, die in Kapitel 6 vorgestellt werden. Das Ergebnis jener Programme ist eine Koppelmatrixdarstellung, die das Verhalten des simulierten Filters approximiert.

Im nächsten Schritt wird entschieden, ob die Spezifikation hinreichend erfüllt ist, die Optimierung also erfolgreich beendet werden kann. Diese Entscheidung kann entweder durch einen Vergleich der simulierten Streuparameterverläufe mit der Filterantwort des Prototypen oder durch Vergleichen der jeweiligen Koppelmatrizen getroffen werden. Erfüllt das Simulationsergebnis die Anforderungen nicht, werden im nächsten Schritt die Geometrieparameter des Filters angepasst.

Hierzu wird die extrahierte Koppelmatrix mit jener des Prototypen verglichen. Da wie in Abschnitt 2.3 auf Seite 17 erklärt wird, ein direkter Zusammenhang zwischen den Koppelmatrixeinträgen und der Filtergeometrie besteht, ist mit diesem Verfahren eine zielgerichtete Veränderung der Filtergeometrie möglich. Zweckmäßigerweise sollten pro Optimierungsdurchlauf nicht zu viele Parameter simultan verändert werden. Des Weiteren ist zu beachten, dass benachbarte Bestandteile des Filters sich gegenseitig beeinflussen. Beispielsweise ändert sich bei einer Änderung der belasteten Güte Q_l auch die Resonanzfrequenz des Resonators, an dem die Ankopplung erfolgt.

Insbesondere beim ersten Optimierungslauf weichen noch viele Parameter des extrahierten Modells mehr oder weniger stark von denen des Prototypen ab. Die Auswahl der zu ändernden Geometrieparameter ist dann erschwert. In diesem Fall wird das Programm CMEvaluator (siehe Kapitel 6) zur Unterstützung herangezogen. Nach der Anpassung der Geometrie erfolgt ein weiterer Optimierungsdurchlauf.

Die Optimierungsschleife wurde bewusst so gestaltet, dass manuelle Eingriffe eines geschulten Benutzers notwendig sind. Eine vollautomatisierte Optimierungsschleife wäre zumindest für die Optimierung von einfachen Filtern denkbar, diese Vorgehensweise wurde aber aus folgenden Gründen verworfen:

- Es würde eine automatische Ansteuerung des verwendeten Vollwellensimulators durch das Optimierungsmodul erforderlich werden, was eine Festlegung auf ein bestimmtes Produkt bedingt. Eine Erweiterung auf weitere Simulatoren wäre zwar möglich, aber auch aufwändig, da sich die Programme hinsichtlich ihrer automatischen Ansteuerbarkeit teilweise erheblich unterscheiden. Bei dem gewählten halb automatischen Ansatz bildet der geschulte Benutzer die Schnittstelle zwischen Optimierungsmodul und Vollwellensimulator.
- Bei der Entwicklung von komplexen, Transmissionsnullstellen aufweisenden Filtern ist ein manueller Eingriff oft unzugänglich. Beispielsweise muss beim Auftreten von unerwarteten Transmissionsnullstellen entschieden werden, ob diese durch Abänderung des Prototypen in den Entwurf integriert werden sollen oder ob Maßnahmen getroffen werden, die Transmissionsnullstellen zu unterdrücken. Eine solche Entscheidung kann nicht von einem vollautomatisch arbeitendem Programm getroffen werden.
- Die Erfahrungen mit den Optimierungsprogrammen haben gezeigt, dass die Entwicklung von einfachen Filtern (Filter ohne Transmissionsnullstellen) durch einen erfahrenen Benutzer mit wenigen Optimierungsschritten sehr schnell durchzuführen ist. Ein weiterer Zeitgewinn durch eine vollautomatische Optimierung ist somit von untergeordneter Bedeutung.

5 Anwendung der Koppelmatrixmethode auf Tiefpassfilter

Der Koppelmatrixansatz wurde in den siebziger Jahren durch Atia und Williams [28] zur Charakterisierung von Hohlleiter-Bandpassfiltern eingeführt. Seither sind Bandpassfilter die Domäne des Koppelmatrixansatzes.

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden, dass eine Erweiterung auf andere Filtertypen, in diesem Fall Tiefpassfilter nicht nur theoretisch möglich ist, sondern auch effizient in der Praxis zur Entwicklung von Filtern eingesetzt werden kann [91]. Zu diesem Zweck werden zunächst die Grundlagen und Voraussetzungen dieser Erweiterung beschrieben, anschließend wird die Anwendbarkeit anhand eines entworfenen und gefertigten Beispielfilters demonstriert.

5.1 Vorstellung des Verfahrens

Bild 5.1 zeigt die für den Entwurf eines Tiefpassfilters notwendigen Syntheseschritte. Im Vergleich zum Entwurf eines Bandpassfilters fallen die beiden Zwischenschritte „Ersetzen der Serieninduktivitäten durch Parallelkapazitäten“ und die Tiefpass-Bandpass-Transformation weg. Beim Entwurf von Tiefpassfiltern erfolgt nach der Impedanz- und Frequenzskalierung der Filterkoeffizienten nach (2.7.1) auf Seite 36 eine direkte Umsetzung in quasi-konzentrierte Bauelemente.

Durch diese vereinfachte Vorgehensweise fehlt allerdings der Bezug zu den Immitanz-Invertern und damit auch zur Koppelmatrix. Um diesen Bezug herstellen zu können, werden bei dem Tiefpassprototyp in Bild 5.1 die Serieninduktivitäten durch Parallelkapazitäten und ein Inverterpaar ersetzt, wie es in Bild 5.2 geschehen ist.

Durch das Ersetzen der Serieninduktivitäten wird die Anzahl der Schaltungsparameter erhöht, die Darstellung nach Bild 5.2 ist also für die beabsich-

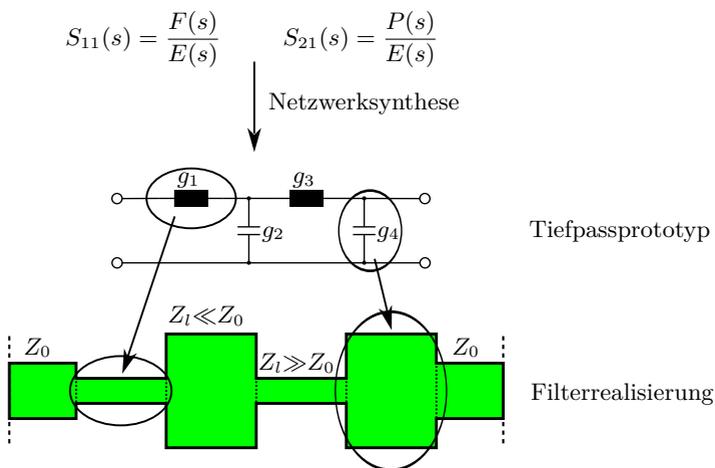


Bild 5.1: Syntheseschritte eines planaren Tiefpassfilters von den charakteristischen Polynomen bis zur physikalischen Realisierung des Filters.

tigte Filterfunktion (in diesem Fall 4. Ordnung) überbestimmt. Zur vollständigen Beschreibung der Filterfunktion nach dem Prototyp in Bild 5.1 dienen die Filterkoeffizienten g_i , deren Anzahl der Filterordnung n entspricht, sowie zusätzlich das (meist zu 50Ω gewählte) Impedanzniveau, so dass die gesamte Parameteranzahl $n+1$, in diesem Fall 5, beträgt.

Die Beschreibung nach Bild 5.2 bietet als Parameter 5 Inverter und 4 Filterkoeffizienten g'_i . Das Verhalten eines Filters n -ter Ordnung kann mit dieser Schaltung vollständig durch die Inverterkonstanten beschrieben werden, die Koeffizienten g'_i werden zweckmäßigerweise zu 1 gesetzt.

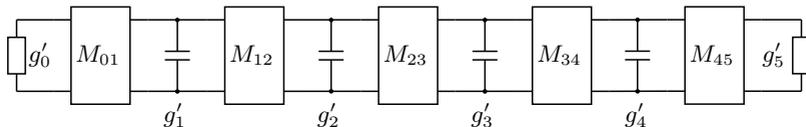


Bild 5.2: Modifizierter Tiefpassprototyp bei dem die Serieninduktivitäten durch Parallelkapazitäten mit angrenzenden Inverterpaaren ersetzt wurden.

Die Filterkoeffizienten und die Inverterkonstanten hängen nach [23] folgendermaßen zusammen:

$$M_{k,k+1} = \sqrt{\frac{g'_k g'_{k+1}}{g_k g_{k+1}}} \quad 0 \leq k \leq n \quad (5.1.1)$$

Umstellen dieser Formel unter Berücksichtigung von $g'_i=1$ für alle i ergibt:

$$g_{k+1} = \frac{1}{g_k M_{k,k+1}^2} \quad (5.1.2)$$

Zur Bestimmung des jeweils nächsten Filterkoeffizienten wird neben dem vorhergehenden Koeffizienten die Konstante des dazwischen liegenden Inverters benötigt. Da stets $g_0=1$ gilt, können bei bekannten $M_{k,k+1}$ sukzessive die verbleibenden Filterkoeffizienten bestimmt werden. Somit wurde ein Zusammenhang zwischen den Filterkoeffizienten g_i und den Inverterkonstanten gefunden.

Da diese den Hauptkopplungen in der Koppelmatrixdarstellung entsprechen, besteht dadurch die Möglichkeit aus einem extrahierten Koppelmatrixmodell ein Ersatzschaltbild nach Bild 5.1 zu erstellen. Die einzelnen Elemente werden anschließend mit Hilfe von (2.7.1) auf Seite 36 skaliert, so dass ein Ersatzschaltbild aus konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten entsteht, das als Modell für das entsprechende Filter mit quasi-konzentrierten Bauelementen dient.

Durch den Vergleich der Elemente dieses Ersatzschaltbildes mit den Elementen des Filterprototypen lassen sich wie bei den Bandpassfiltern zielgerichtete Veränderungen an der Filtergeometrie vornehmen.

Bevor simulierte oder gemessene Streuparameterverläufe eines Tiefpassfilters einer Koppelmatrixextraktion zugeführt werden können, ist eine Aufbereitung der Daten notwendig. Zunächst ist eine Tiefpass-Tiefpass-Transformation durchzuführen, so dass die Filterantwort über der normierten Frequenzvariablen Ω erfolgt. Im einfachsten Fall erfolgt eine solche Transformation durch die Division des Frequenzvektors durch die Eckkreisfrequenz ω_c , so dass die normierte Eckkreisfrequenz Ω_c des Filters 1 beträgt.

Wird die Koppelmatrixmethode auf Bandpassfilter angewendet, muss die zu untersuchende Filterantwort einer Bandpass-Tiefpass-Transformation unterzogen werden. Die Mittenfrequenz des Filters im Bandpassbereich wird als Frequenz 0 in den Tiefpassbereich transformiert, die gesamte Filterantwort weist in diesem Bereich sowohl negative als auch positive Frequenzen auf. Da die Bandpass-Tiefpass-Transformation bei Tiefpassfiltern nicht angewendet wird, fehlen

bei diesen die Spektralanteile im negativen Frequenzbereich. Um eine Koppelmatrixextraktion durchführen zu können, müssen die Streuparameterverläufe bei Tiefpassfiltern folgendermaßen ergänzt werden:

$$S_{ij}(-j\omega) = S_{ij}^*(j\omega) \quad \forall i = 1,2 \quad j = 1,2 \quad (5.1.3)$$

Gleichung (5.1.3) bringt zum Ausdruck, dass die Transmissions- und die Reflexionsfunktion, die durch ein Netzwerk aus konzentrierten Bauelementen umsetzbar sind, folgende Eigenschaften aufweisen müssen [90]:

- Die Betragsfunktion ist achsensymmetrisch bezüglich der Achse $\Omega=0$, ist also eine gerade Funktion.
- Die Phasenfunktion ist punktsymmetrisch bezüglich des Koordinatenursprungs, ist also eine ungerade Funktion.

Bild 5.3 zeigt die Anwendung von (5.1.3) auf ein Tiefpassfilter 5. Ordnung.

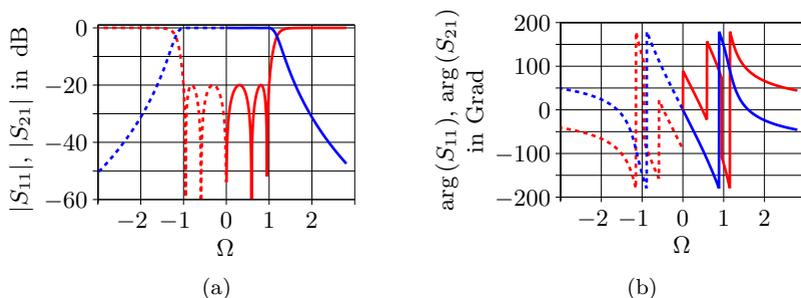


Bild 5.3: (a) Betrags- und (b) Phasenverlauf der Streuparameter S_{11} und S_{21} eines Tiefpassfilters nach der Tiefpass-Tiefpass-Transformation (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$) sowie der analytischen Erweiterung (--- $|S_{21}|$, --- $|S_{11}|$) nach (5.1.3).

5.2 Mehrlagen-Tiefpassfilter mit mäanderförmigen Induktivitäten

Dieser Abschnitt behandelt die Synthese eines Beispielfilters mit Hilfe der vorgestellten Erweiterung der Koppelmatrixmethode. Die Spezifikation des Filters verlangt eine Eckfrequenz von 5 GHz und eine minimale Einfügedämpfung von 40 dB bei der doppelten Eckfrequenz, die Anpassung im Durchlassband soll mindestens 20 dB betragen.

Die hierzu benötigte Ordnung wird zu sieben bestimmt, die zur Realisierung des Filters nötigen Filterkoeffizienten und die resultierenden Bauteilwerte sind in Tabelle 5.1 zusammengefasst. Das elektrische Schaltbild des Prototypen ist identisch mit dem in Bild 7.17b auf Seite 139.

Element	Filterkoeffizient	Bauteil	Bauteilwert
$g_0 = g_8$	1,0	Widerstand	50,0 Ω
$g_1 = g_7$	1,0097	Kapazität	0,642 pF
$g_2 = g_6$	1,4368	Induktivität	2,29 nH
$g_3 = g_5$	1,9414	Kapazität	1,24 pF
g_4	1,6216	Induktivität	2,58 nH

Tab. 5.1: Dimensionierung der konzentrierten Bauelemente für das zu entwerfende Tiefpassfilter.

Das Filter soll als planare Schaltung realisiert werden, der verwendete Lagenaufbau ist in Bild 7.1b auf Seite 121 dargestellt. Da wie in Abschnitt 7.3.2 auf Seite 138 geschildert die Realisierung von planaren Induktivitäten im Allgemeinen schwieriger ist als jene von Kapazitäten, beginnt dieses Filter mit einer Kapazität.

Weil bei diesem Beispiel das Optimierungsverfahren mit Hilfe des Koppelmatrixansatzes im Vordergrund steht, wurde zur Erstellung der Startgeometrie bewusst ein sehr einfacher Ansatz gewählt. Es soll demonstriert werden, dass das Verfahren auch mit einer wenig sorgfältig erstellten Startgeometrie in der Lage ist, eine Optimierung des Filters durchzuführen.

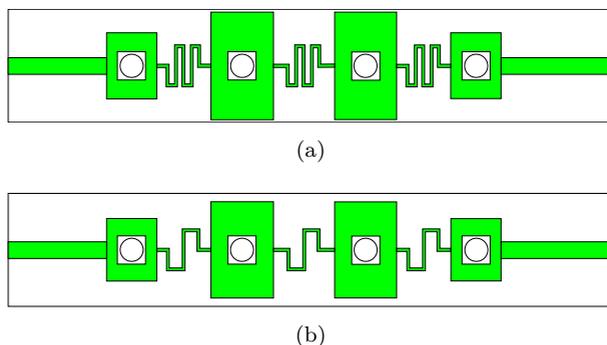


Bild 5.4: Aufsicht auf die Filtergeometrien des Tiefpassfilters mit mäanderförmigen Induktivitäten. (a) Startgeometrie. (b) Nach den Änderungen des ersten Optimierungsdurchlaufs.

Die Fläche der kapazitiven Sektionen wurde unter der Annahme eines Parallelplattenkondensators bestimmt. Unberücksichtigt blieben dabei die Streukapazitäten an den Kanten und der Effekt der mittig angeordneten Durchkontaktierungen zur Unterdrückung der TE_{01} -Hohlleitermode (siehe Abschnitt 7.2.1 auf Seite 130). Für die Ermittlung der notwendigen Längen der induktiven Sektionen wurde das einfache Modell nach Bild 2.11 auf Seite 37, berechnet mit Sonnet em [44], verwendet. Vernachlässigt wurde hierbei der Einfluss der Faltung des induktiven Leitungsstücks zum Mäander.

Nach Erstellung der Startgeometrie (Bild 5.4a), wird die Filterantwort mit Hilfe von Sonnet em bestimmt, das Ergebnis der Simulation ist in Bild 5.5a gezeigt. Im Vergleich mit dem Prototypen ist zu erkennen, dass der Verlauf des Reflexionsfaktors stark vom idealen Tschebyschow-Verhalten abweicht. Noch gravierender ist die deutliche Verfehlung der angestrebten Eckfrequenz. Statt bei 5 GHz liegt diese bei etwa 3,8 GHz, was ein Hinweis darauf ist, dass die durch die Filtergeometrie realisierten quasi-konzentrierten Bauelemente im Mittel deutlich größer ausfallen als beabsichtigt.

Um eine genauere Aussage über die tatsächlich realisierten Bauelementwerte treffen zu können, wird als nächster Schritt ein Koppelmatrixmodell für das Filter erstellt. Aus diesem lässt sich ein Ersatzschaltbild für das Filter aus konzentrierten Bauelementen bestimmen. Durch einen Vergleich dieses Ersatz-

schaltbildes mit jenem des Filterprototyps lassen sich Rückschlüsse auf notwendige Änderungen an der Filtergeometrie ziehen.

Element	Prototyp	ext. Modell	Abweichung	Verhältnis
C_1	0,64 pF	0,66 pF	+2 %	1,02
L_2	2,29 nH	3,21 nH	+40 %	1,40
C_3	1,23 pF	1,61 pF	+31 %	1,31
L_4	2,58 nH	3,41 nH	+32 %	1,32
C_5	1,23 pF	1,62 pF	+32 %	1,32
L_6	2,29 nH	3,21 nH	+40 %	1,40
C_7	0,64 pF	0,66 pF	+2 %	1,02

Tab. 5.2: Vergleich der Bauelementwerte des Prototypen und des extrahierten Modells für die Startgeometrie.

Die Bauelementwerte des Ersatzschaltbildes sind in Tabelle 5.2 zusammengefasst. Es ist zu erkennen, dass sämtliche Bauelemente des extrahierten Modells zu groß sind, ein Ergebnis, das im Einklang mit der zu niedrigen Eckfrequenz steht (3,8 GHz statt 5 GHz). Das lässt sich durch die bei der Erstellung der Startgeometrie vernachlässigten Streukapazitäten und die nicht berücksichtigte Mäandrierung der induktiven Sektionen erklären.

Im ersten Optimierungsschritt sollen daher durch Verkleinerung der entsprechenden geometrischen Abmessungen die äquivalenten extrahierten Bauelemente verkleinert werden. Dazu werden lineare Zusammenhänge zwischen den geometrischen Ausdehnungen der quasi-konzentrierten Bauelemente und den dadurch realisierten Bauteilwerten angenommen.

Die Fläche der kapazitiven Sektionen wird entsprechend der in der letzten Spalte in Tabelle 5.2 angegebenen Verhältnisse verkleinert, bei den Induktivitäten wird entsprechend die Länge reduziert. Da sämtliche Induktivitäten deutlich zu groß sind, werden bei allen die Anzahl der Mäanderarme reduziert, die überarbeitete Filtergeometrie ist in Bild 5.4b dargestellt.

Die nach Einarbeitung der Änderungen erneut berechnete Filterantwort ist in Bild 5.5b zu sehen. Im Vergleich zu Bild 5.5a ist bereits eine deutlich bessere Übereinstimmung zum Prototypen zu erkennen, die Eckfrequenz liegt

Element	Prototyp	ext. Modell	Abweichung	Verhältnis
C_1	0,64 pF	0,65 pF	+1,4 %	1,01
L_2	2,29 nH	2,65 nH	+16 %	1,16
C_3	1,23 pF	1,35 pF	+10 %	1,10
L_4	2,58 nF	2,75 nH	+7 %	1,07
C_5	1,23 pF	1,36 pF	+10 %	1,10
L_6	2,29 nH	2,67 nF	+17 %	1,17
C_7	0,64 pF	0,66 pF	+2,4 %	1,02

Tab. 5.3: Vergleich der Bauelementwerte des Prototypen und des extrahierten Modells nach dem ersten Optimierungsdurchlauf.

mit 4,6 GHz aber immer noch zu tief. Der Verlauf des Reflexionsfaktors weicht nach wie vor deutlich vom typischen Tschebyschow-Verhalten ab.

Um das Filterverhalten zu verbessern, soll eine weitere Koppelmatrixextraktion mit anschließender Ersatzschaltbildberechnung vorgenommen werden. Die Ergebnisse hiervon sind in Tabelle 5.3 zusammengefasst.

Element	Prototyp	ext. Modell	Abweichung	Verhältnis
C_1	0,64 pF	0,66 pF	+2 %	1,02
L_2	2,29 nH	2,32 nH	+1 %	1,01
C_3	1,23 pF	1,21 pF	-2 %	0,98
L_4	2,58 nF	2,60 nH	+0,6 %	1,01
C_5	1,23 pF	1,22 pF	-2 %	0,98
L_6	2,29 nH	2,32 nF	+1 %	1,01
C_7	0,64 pF	0,66 pF	+2 %	1,02

Tab. 5.4: Vergleich der Bauelementwerte des Prototypen und des extrahierten Modells nach dem zweiten Optimierungsdurchlauf.

Es ist ersichtlich, dass sich sämtliche Bauelementwerte dem Prototypen angenähert haben. Nichtsdestoweniger verbleibt eine Abweichung bei jenen Bauelementen, die bereits bei der Startgeometrie die größten Abweichungen auf-

wiesen; dieser Umstand kann durch Vernachlässigung der Streufelder erklärt werden.

So setzt sich beispielsweise die gesamte Induktivität eines Bauelements aus zwei Teilen zusammen: der durch die physikalische Länge der induktiven Sektion erzeugten Induktivität und einer zusätzlichen Streuinduktivität, die durch die Einengung des Stromdichteverlaufs im angrenzenden Teil der induktiven Sektionen entsteht. Diese Streuinduktivität ist in erster Näherung unabhängig von der Länge der induktiven Sektion. Das führt dazu, dass bei einer zur Abweichung der gesamten Induktivität proportional durchgeführten Längenverkürzung der induktiven Sektion eine zu große Gesamtinduktivität verbleibt.

Dieser Effekt kann bei der Bestimmung der Längen- beziehungsweise Flächenänderung der einzelnen Elemente im Rahmen von Näherungsformeln berücksichtigt werden. Entsprechende Diagramme finden sich bei Anders et al. [92]. Für das Beispiel soll darauf verzichtet und stattdessen ein weiterer Iterationsschritt durchgeführt werden. Da die Abweichungen durch die bisherigen Modifikationen gering ausfallen, sind keine weiteren strukturellen Veränderungen, wie z. B. eine Reduzierung der Mäanderarme, notwendig.

Das Ergebnis nach dieser letzten Änderung an der Filtergeometrie ist in Bild 5.5c dargestellt. Im Durchlassband verläuft die Filterantwort fast deckungsgleich mit dem Prototypen, die Eckfrequenz ist gut getroffen. Der Abfall von $|S_{21}|$ im Stoppband ist weniger steil als beim Prototypen, was aber für ein Filter aus quasi-konzentrierten Bauelementen zu erwarten ist (siehe hierzu Abschnitt 2.7.1 auf Seite 36).

Obwohl die Filteroptimierung damit abgeschlossen ist, soll zur Verifikation ein letzter Vergleich zwischen dem extrahierten Ersatzschaltbild und dem Prototypen vorgenommen werden. Die in Tabelle 5.4 angegebenen Abweichungen bestätigen zusammen mit Bild 5.5c den erfolgreichen Abschluss der Filtersynthese. Als letzter Schritt wurde das Filter aufgebaut und gemessen. Die entsprechenden Streuparameterverläufe sind in Bild 5.5d gezeichnet und weisen eine gute Übereinstimmung zum Prototypen und zur Simulation auf.

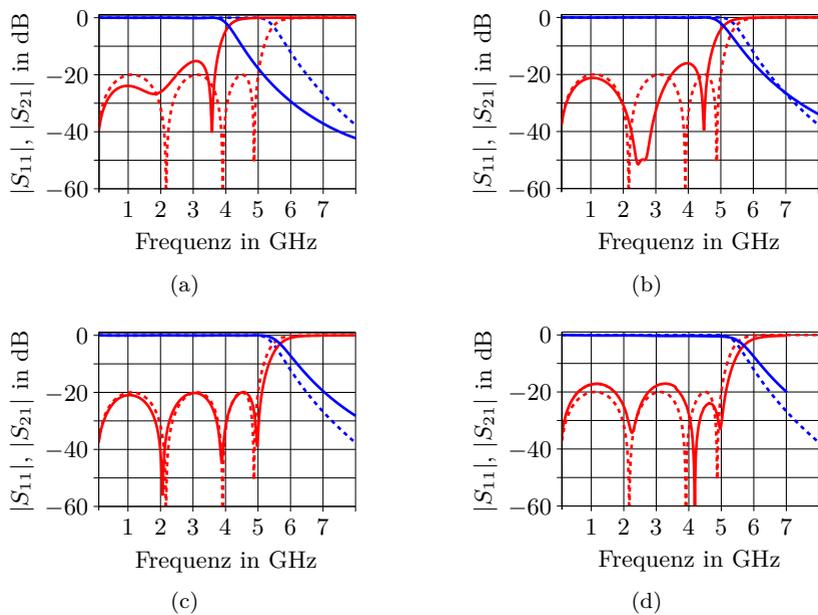


Bild 5.5: (a)–(d) Streuparameterverläufe des für das Tiefpassfilter mit mäanderförmigen Induktivitäten zu Grunde gelegten Prototyps (\cdots $|S_{21}|$, \cdots $|S_{11}|$). (a) Simulierte Filterantwort der Startgeometrie, (b) nach dem ersten Optimierungsdurchlauf, (c) nach dem zweiten Optimierungsdurchlauf und (d) die gemessenen Streuparameterverläufe des gefertigten Filters (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$). Die zugehörige Filtergeometrie ist in Bild 5.4 gezeigt.

6 Software-Module

Die Erarbeitung von computergestützten Entwurfs- und Diagnoseverfahren für Filter stellt einen zentralen Arbeitspunkt der Forschungs Kooperation, in deren Rahmen diese Arbeit entstanden ist, dar. Die zu erstellenden Programme sollen leicht bedienbar und ohne langwierige Einarbeitungszeit einsetzbar sein. Diese Bedingung lässt sich idealerweise durch Hinzufügen einer graphischen Bedienoberfläche (*graphical user interface*, GUI) erfüllen.

Die Entwicklung solcher Module ist auch für die anderen Aspekte dieser Arbeit ein Gewinn, wie beispielsweise die schnelle Bereitstellung von Filterprototypen zur Abschätzung der zur Erfüllung einer Spezifikation benötigten Filtereigenschaften. Außerdem wurden in der Arbeit viele, teils neuartige Filterstrukturen untersucht und ihre praktische Eignung durch Aufbau von Beispielfiltern verifiziert. Die Synthese der Filter wurde durch das Vorhandensein der in diesem Kapitel vorgestellten Software komfortabler und vor allem deutlich beschleunigt.

Nicht zuletzt erleichtert das Vorhandensein solcher Werkzeuge Drittpersonen den Einstieg in das Thema. Durch eigenständiges Auseinandersetzen mit den Möglichkeiten der Module kann die Wirksamkeit der in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte zum Filterentwurf aktiv nachvollzogen werden.

Die Auswahl der zur Umsetzung verwendeten Programmiersprache orientierte sich größtenteils an den technischen Anforderungen. Die Wahl fiel aus folgenden Gründen auf das Programmpaket Matlab [36]:

- Die Koppelmatrixextraktion ist ein mathematisch anspruchsvoller Prozess. Matlab (*Matrix Laboratory*) ist ein auf numerische Mathematik spezialisiertes Programm und bietet ausgezeichnete Möglichkeiten zur Bearbeitung dieser Aufgabe.
- Matlab stellt mächtige Werkzeuge zur Visualisierung der Ergebnisse bereit.
- Die Erstellung von graphischen Oberflächen ist möglich, Standardelemente zur Benutzerinteraktion stehen hierzu zur Verfügung. Mit Hilfe eines

in Matlab integrierten Compilers können ausführbare Programme erzeugt werden, die auch auf Rechnern ohne Matlab-Installation lauffähig sind.

- Matlab kann als Industriestandard angesehen werden und ist bei beiden Kooperationspartnern weit verbreitet.

In den folgenden Abschnitten werden die entworfenen Einzelprogramme vorgestellt. Besonders betont wird dabei deren jeweilige Funktionalität und ihr Platz im Filterentwurfsprozess (siehe hierzu auch Bild 4.1 auf Seite 78).

6.1 Das Modul FilterSynthesis

Die Aufgabe des Programms ist die Erstellung eines mathematischen Filterprototypen, der die Grundlage zur Erstellung einer Startgeometrie bildet. Der Prototyp besteht entweder aus einer Verschaltung von konzentrierten Bauelementen oder aus einer Koppelmatrixdarstellung.

Die Auswahl eines passenden Prototypen ist oftmals ein iterativer Prozess und wird durch die Spezifikation (siehe Abschnitt 4.2.1 auf Seite 77) des Filters bestimmt. Die Spezifikation ist als Katalog von Anforderungen an das zu realisierende Filter zu verstehen. Folgende Aspekte der Spezifikation sind bei der Erstellung eines Prototypen mit Hilfe des Moduls FilterSynthesis relevant:

- Mittenfrequenz und Bandbreite im Fall eines Bandpassfilters, Eckfrequenz im Fall eines Tiefpassfilters
- minimal notwendige Anpassung des Filters im Durchlassband (*return loss*)
- Steilheit des Übergangsbereichs zwischen Durchlass- und Stopband
- benötigte minimale Einfügedämpfung bei vorgegebenen Frequenzpunkten oder -bändern
- Anforderungen an die Gruppenlaufzeitvariation im Durchlassband des Filters

Neben der Umsetzung einer Spezifikation in einen Prototypen bieten sich weitere Einsatzmöglichkeiten für das Modul an:

- Demonstration der Auswirkungen von Transmissionsnullstellen auf die Filterantwort

- Machbarkeitsüberlegungen zu Filtern:
 - Wie viele Filterelemente werden zur Erfüllung der Spezifikation benötigt?
 - Lässt sich die Anzahl der Resonatoren durch Hinzufügen von Transmissionsnullstellen verringern?
 - Ist die sich ergebende Topologie mit der gewählten Filtertechnologie umsetzbar?
 - Sind die zur Realisierung des Filters notwendigen Koppelfaktoren und externen Güten mit der gewählten Topologie erreichbar?

Bild 6.1 zeigt die graphische Oberfläche des in der Benutzung weitestgehend selbsterklärenden Programms FilterSynthesis mit einem synthetisierten Beispielfilter. Neben der graphischen Ausgabe der Koppelmatrix und den Streuparameterverläufen schreibt das Modul folgende Daten zum berechneten Prototypen in eine Textdatei:

- Alle vom Benutzer getroffenen Eingaben.
- Die Filterkoeffizienten, die Filterpolynome und die Koppelmatrixdarstellung.
- Ein Ersatzschaltbild aus konzentrierten Bauelementen. Im Fall eines Tiefpassfilter besteht dieses aus einer Kettenschaltung von Serieninduktivitäten und Parallelkapazitäten, im Fall eines Bandpassfilter aus Serien- und Parallelschwingkreisen.
- Für Bandpassfilter wird zusätzlich ein Ersatzschaltbild in Top-Coupled-Topologie (siehe Abschnitt 2.7.2 auf Seite 38) berechnet. Die Inverter können wahlweise kapazitiver oder induktiver Natur sein.

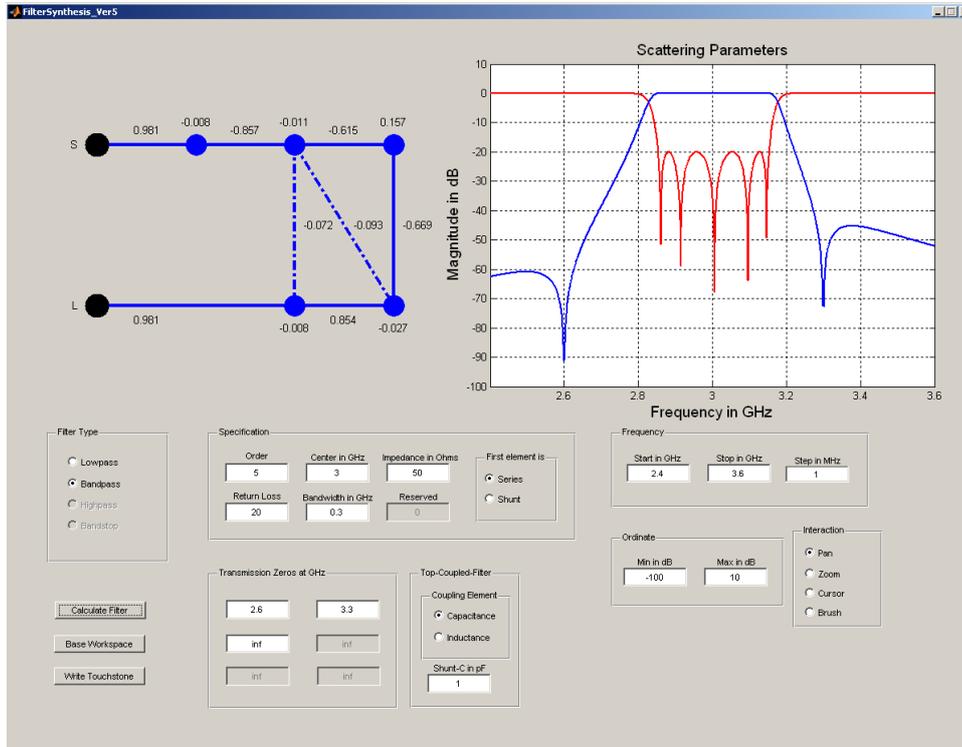


Bild 6.1: Ansicht der graphischen Oberfläche des Programms FilterSynthesis mit einem synthetisierten Beispielfilter.

6.2 Die Programme CMBandpass und CMLowpass

Diese beiden Module stellen die Kernfunktionalität der Filterentwicklung, die Extraktion einer Koppelmatrixdarstellung eines Filters, zur Verfügung. Beide Programme ähneln sich in Bezug auf Funktionalität und Bedienung sehr stark, so dass in diesem Abschnitt nur die Variante für Bandpassfilter vorgestellt wird.

Als Ausgangspunkt für die Modellierung dienen die komplexwertigen Streuparameterverläufe S_{11} und S_{21} des zu untersuchenden Filters. Diese werden dem Modul in Form einer Touchstone-Datei zugänglich gemacht. Außerdem wird für Vergleichszwecke die Darstellung eines Referenzfilters in Form eines Prototypen benötigt. Dieses Referenzfilter entspricht normalerweise dem Prototypen, der mit Hilfe des Programms FilterSynthesis aus der Spezifikation erzeugt wurde.

Das Ergebnis eines Programmdurchlaufs ist die Ausgabe zweier Koppelmatrixmodelle, eines für das Referenzfilter und ein weiteres, das die Streuparameterverläufe aus der Touchstone-Datei approximiert. Bild 6.2 zeigt die graphische Oberfläche des Programms CMBandpass mit einem Beispielfilter. Der Verlauf der dargestellten Filterfunktion $K(s)$ (Gleichung (2.1.15) auf Seite 8) erscheint auf den ersten Blick ungewohnt. Da $S_{21}(s)$ im Nenner von $K(s)$ steht, treten Transmissionsnullstellen des Filters als lokale Maxima von $K(s)$ auf. Im Durchlassband des Filters ähnelt $K(s)$ hingegen stark dem Verlauf von $S_{11}(s)$.

Dem Verlauf von $K(s)$ werden Punkte entnommen, die in Bild 6.2 als Kreuze dargestellt sind. Mit Hilfe dieser Punkte wird nach Abschnitt 3.1.3 auf Seite 48 ein Polynommodell für $K(s)$ berechnet. Als Richtwert für die Anzahl der zu entnehmenden Punkte kann die doppelte Filterordnung herangezogen werden. Auf der Basis des berechneten Polynommodells für $K(s)$ wird das noch fehlende Polynom $E(s)$ bestimmt und hieraus anschließend die Koppelmatrixdarstellung ermittelt.

Neben den beiden Koppelschemata gibt das Modul eine Reihe von Grafiken aus, die hauptsächlich der Beurteilung der Qualität des berechneten Koppelmatrixmodells dienen. Folgendes wird in jeweils einer separaten Abbildung dargestellt:

- Der Verlauf der Streuparameter, der sich durch Auswertung des berechneten Polynommodells ergibt. Als Vergleich werden die in der Touchstone-Datei gespeicherten Streuparameterverläufe ausgegeben. Der Grad der Ähnlichkeit zwischen den beiden Kurvenverläufen liefert Hinweise auf die Qualität des gefundenen Polynommodells.

- Der Verlauf der Streuparameter, der sich durch Auswertung der ermittelten Koppelmatrixdarstellung ergibt, im Vergleich mit dem Inhalt der Touchstone-Datei. Das erlaubt die Beurteilung der Qualität der berechneten Koppelmatrixdarstellung.
- Ein Pol- und Nullstellenplan des Referenzfilters im Vergleich mit jenem des gefundenen Polynommodells. Neben dem Vergleich der beiden Koppelschemata bietet dies eine weitere Möglichkeit, die Übereinstimmung der beiden Filtermodelle zu beurteilen.

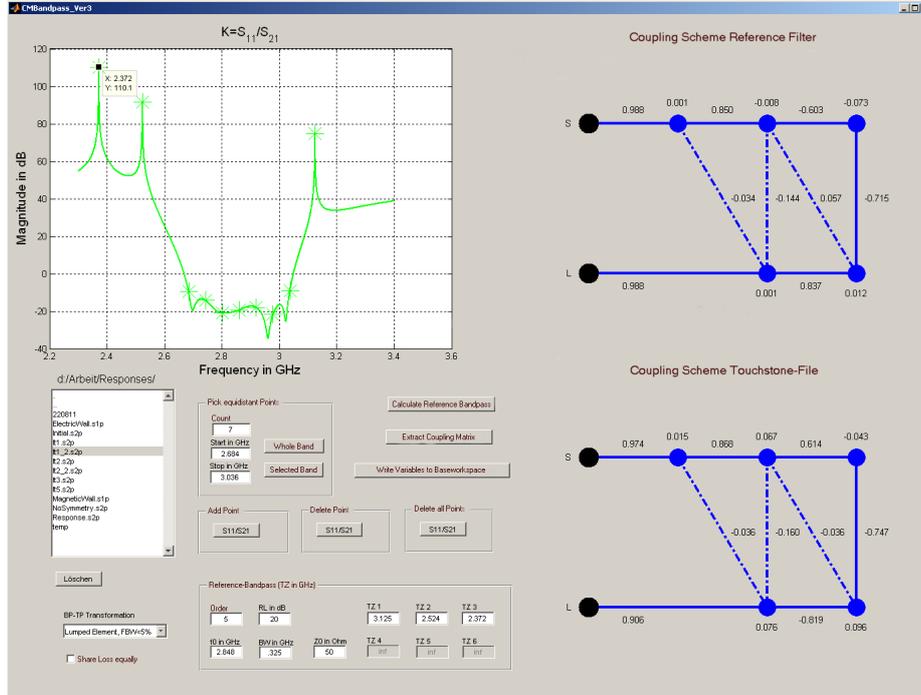


Bild 6.2: Ansicht der graphischen Oberfläche des Programms zur Extraktion einer Koppelmatrix für ein Bandpassfilter. Oben links ist der Verlauf von $K(s)$ mit den entnommenen Datenpunkten dargestellt. Auf der rechten Seite ist das Koppelschema für das Referenzfilter (oben) und die extrahierte Koppelmatrix (unten) dargestellt.

6.3 Das Programm CMEvaluator

Nach der Extraktion der Koppelmatrix aus gemessenen oder simulierten Streuparameterverläufen müssen die Unterschiede zur Koppelmatrix des Prototypen minimiert werden, wodurch sich eine Verkleinerung der Abweichungen zwischen der simulierten oder gemessenen Filterantwort zur Antwort des Prototypen ergibt.

Dieser Schritt ist im Optimierungsdiagramm nach Bild 4.1 auf Seite 78 als Parameteranpassung bezeichnet. Da die Topologien der Koppelmatrix und der physikalischen Realisierung des Filters unmittelbar zusammenhängen, ist die Anpassung der Geometrieparameter bei Vorliegen einer Koppelmatrixdarstellung eine vermeintlich einfache Aufgabe.

Normalerweise liegen jedoch mehrfache Unterschiede zwischen Prototypen- und extrahierter Koppelmatrix vor, so dass eine Entscheidung zu treffen ist, welche Geometrieparameter als erste zu verändern sind. Diese Entscheidung ist insbesondere bei Filtern mit Transmissionsnullstellen, bei denen eine leichte Veränderung der Kreuzkopplungen einen großen Einfluss auf die Streuparameterverläufe haben kann, nicht einfach zu treffen. Das in diesem Abschnitt vorgestellte Programm CMEvaluator gibt hierzu Hilfestellung.

Das Modul zeigt zunächst die Filterantwort der extrahierten Koppelmatrix direkt im Vergleich zur Antwort des Prototypen an. Zu diesem Zweck liest CMEvaluator die beiden Koppelmatrixdarstellungen aus einer Textdatei ein, die vorher von FilterSynthesis, CMBandpass oder CMLowpass erzeugt worden ist. Anschließend lässt sich jeder beliebige Eintrag der extrahierten Koppelmatrix ändern. Die sich aus dieser geänderten Koppelmatrix ergebenden Streuparameterverläufe werden vom Modul CMEvaluator berechnet und umgehend dargestellt. Alternativ zur Antwort des Filterprototypen können auch die Streuparameterverläufe der unveränderten extrahierten Koppelmatrix als Vergleichsobjekt herangezogen werden.

Somit können auf einfache und schnelle Weise diejenigen Unterschiede zwischen den beiden Koppelmatrizen identifiziert werden, die die größten Abweichungen zwischen den Filterantworten verursachen. Ohne das Modul CMEvaluator wäre hierzu zunächst eine Änderung der Filtergeometrie und eine anschließende Vollwellensimulation, gefolgt von einer weiteren Koppelmatrixextraktion, notwendig.

Ein weiterer Anwendungsbereich des Moduls CMEvaluator ist die Untersuchung der Empfindlichkeit einer bestimmten Filtertopologie hinsichtlich der

Toleranzen in ihren Koppelmatrixeinträgen. Hierzu wird das Filter mit der gewünschten Topologie vom Modul FilterSynthesis synthetisiert. Anschließend wird die berechnete Koppelmatrix in das Programm CMEvaluator geladen, mit dessen Hilfe die Auswirkung von beispielsweise Herstellungstoleranzen auf die Filterantwort untersucht werden kann.

Bild 6.3 zeigt die graphische Oberfläche des Moduls CMEvaluator. Beispielfähig wurde die Topologie eines Filters geladen, das durch eine Kreuzkopplung über zwei Resonatoren hinweg ein zum Durchlassband des Filters symmetrisches Paar von Transmissionsnullstellen erzeugt.

Untersucht wurde der Einfluss einer betragsmäßig kleineren Kreuzkopplung M_{25} . Wie erwartet entfernen sich die beiden Transmissionsnullstellen vom Durchlassband. Da ansonsten keine Veränderungen an der Topologie vorgenommen wurden, geht dies mit einer Verschlechterung der Anpassung des Filters im Durchlassband einher.

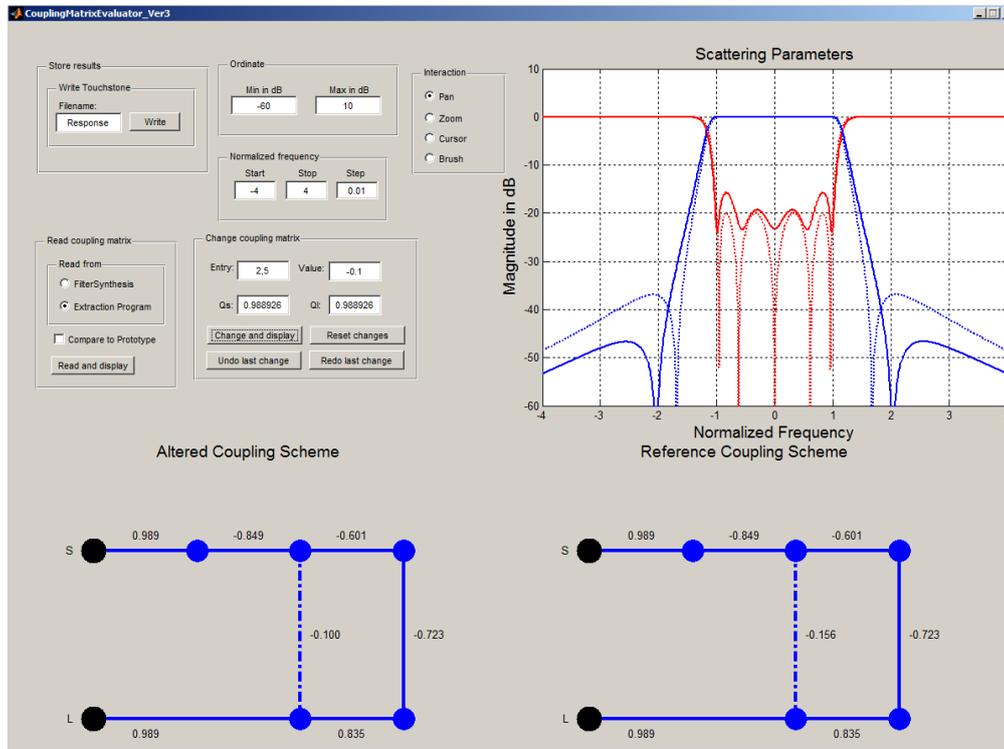


Bild 6.3: Ansicht der graphischen Oberfläche des Programms CMEvaluator. Unten links ist das Koppelschema dargestellt, dessen Einträge verändert werden können ($-|S_{21}|$, $-|S_{11}|$), rechts davon das nicht veränderbare Referenz-Koppelschema ($-|S_{21}|$, $-|S_{11}|$).

6.4 Das Programm TouchstoneCompare

Die Verifikation ist ein wichtiger Schritt, der über den weiteren Verlauf einer Filtersynthese oder eines Filterabgleichs entscheidet. Das Resultat eines durchgeführten Optimierungs- oder Abgleichschritts wird mit den Zielvorgaben, meistens mit den Streuparametern des Filterprototypen oder eines perfekt abgestimmten Filters (*golden sample*) verglichen. Der Vergleich kann objektiv durch die Auswertung einer Zielfunktion erfolgen oder subjektiv durch einen visuellen Vergleich der Streuparameterverläufe.

Da die bisher vorgestellten Programme diese Funktionalität nicht oder nur teilweise bieten, wurde ein weiteres Modul entwickelt, das auf die universelle Darstellung von Streuparameterverläufen spezialisiert ist und folgende Möglichkeiten bietet:

- Einfache und schnelle Darstellung des Inhalts einer Touchstone-Datei nach Betrag und Phase und Überlagerung der Inhalte mehrerer Touchstone-Dateien.
- Darstellung der Gruppenlaufzeitvariation von S_{21} ($-\frac{d(\varphi(S_{21}))}{d(2\pi f)}$).
- Beurteilung der Verluste der Streuparameter durch Bildung des Ausdrucks $|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2$.

Bild 6.4 zeigt die graphische Oberfläche des Moduls zum Vergleich von Streuparametern. Das Fenster besteht aus zwei gleichen und voneinander unabhängigen Darstellungsbereichen, was die Flexibilität des Programms erhöht. In jedem Bereich lassen sich Inhalte von mehreren Touchstone-Dateien mit unterschiedlichen Stilen darstellen.

Im dargestellten Screenshot werden die Simulationsergebnisse von zwei aufeinander folgenden Optimierungsschritten jeweils mit der Filterantwort des Prototypen verglichen. Somit kann in einem Arbeitsgang sowohl die Übereinstimmung des Optimierungsschritts mit der Zielvorgabe als auch der Fortschritt der Optimierung als Ganzes beurteilt werden.

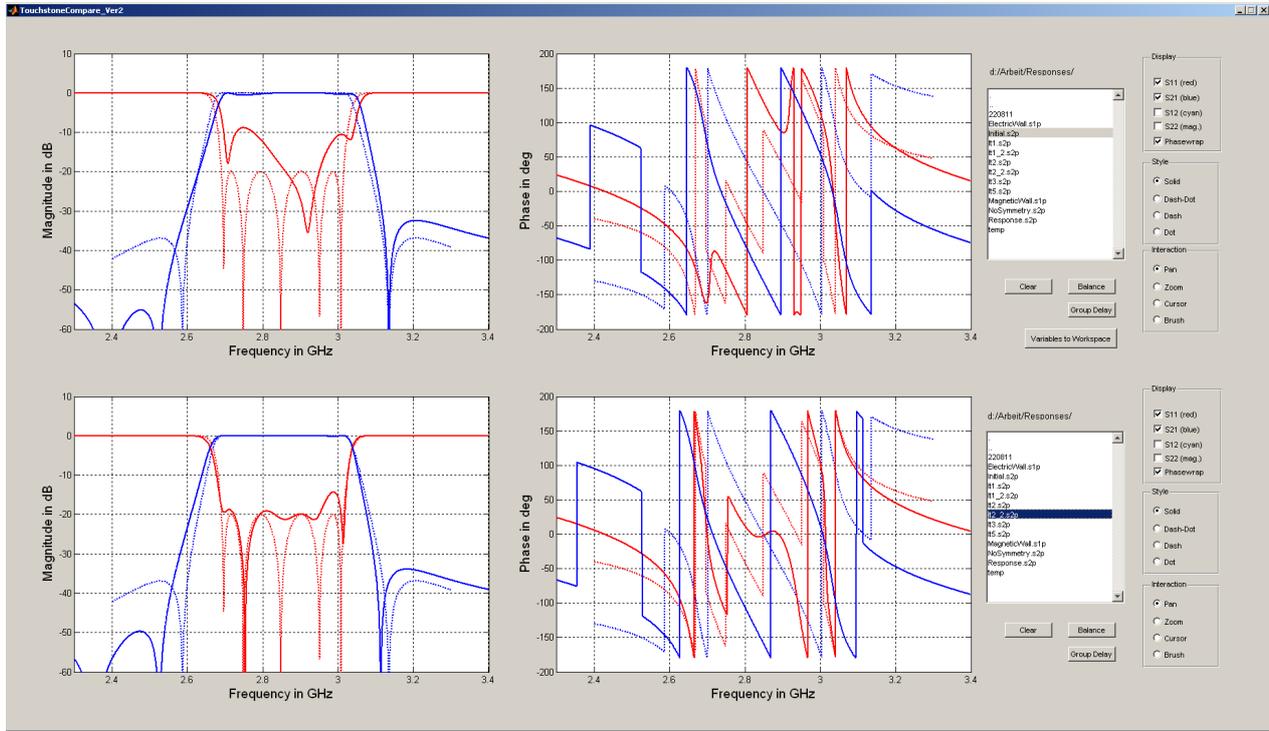


Bild 6.4: Ansicht der graphischen Oberfläche des Programms zum Vergleich von Streuparametern. Dargestellt sind die Streuparameterverläufe von zwei aufeinander folgenden Optimierungsdurchläufen ($-|S_{21}|$, $-|S_{11}|$), oben Durchlauf n , unten Durchlauf $n+1$) und dem zugehörigen Prototypen ($\cdots|S_{21}|$, $\cdots|S_{11}|$).

6.5 Das Programm CutTouchstone

Der Darstellungsumfang der Frequenzachse bei der Visualisierung von Streuparameterverläufen ist situationsabhängig. Soll beispielsweise das Breitbandverhalten eines Filters mit parasitären Durchlassbändern dargestellt werden, wird ein großer Frequenzumfang gewählt. Kommt es dagegen darauf an, das Durchlassband des Filters möglichst detailgetreu darzustellen, wie das für eine Koppelmatrixextraktion wichtig ist, wird ein verhältnismäßig kleiner Frequenzbereich gewählt.

Bei der Messung von Filtern muss der Umfang der Frequenzachse bereits bei der Kalibration des Netzwerkanalysators angegeben werden. Um nicht mehrmals kalibrieren zu müssen, wird ein möglichst großer Frequenzbereich mit einer hohen Anzahl von Messpunkten gewählt. Da für die Koppelmatrixextraktion nur ein kleiner Teil davon relevant ist, wurde ein Programm entwickelt, mit dem sich der Inhalt von Touchstone-Dateien beschneiden lässt. Bild 6.5 zeigt die graphische Oberfläche des Moduls mit den Streuparameterverläufen eines Beispielfilters.

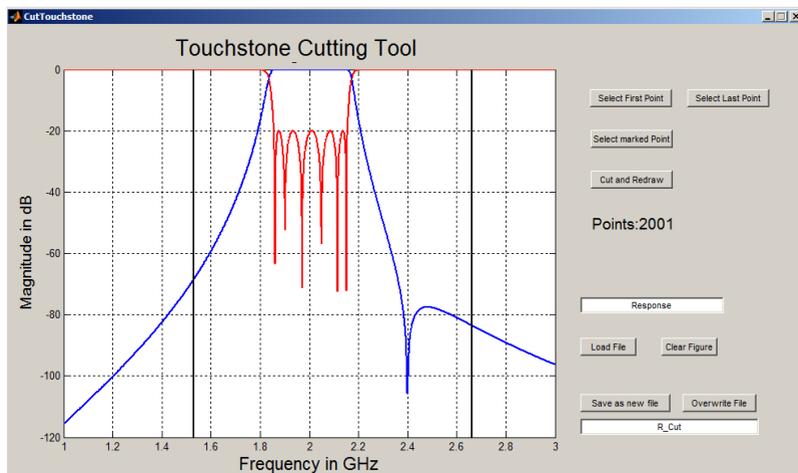


Bild 6.5: Ansicht der graphischen Oberfläche des Programms zum Beschneiden von Touchstone-Dateien. Die schwarzen vertikalen Striche markieren die Schneidegrenzen.

6.6 Anwendung der Module anhand des Entwurfs eines Bandpassfilters

In diesem Abschnitt wird der Entwurf eines Bandpassfilters mit Hilfe der vorgestellten Software-Module beschrieben. Das Filter soll eine Mittenfrequenz von 2,848 GHz, eine Bandbreite von 325 MHz und eine minimale Anpassung von 20 dB im Durchlassband aufweisen. Gefordert wird eine minimale Dämpfung von 30 dB bei der Frequenz 2,59 GHz, weshalb sich die Verwendung einer asymmetrischen Filterantwort mit Transmissionsnullstellen empfiehlt.

Das Filter soll mit open-loop-Resonatoren [39] in Mikrostreifenleitungstechnik auf einem Substrat des Typs RO3010 der Firma Rogers [67] realisiert werden. Das Substrat hat eine Dicke von 1,27 mm sowie eine relative Permittivität von 10,2. Entsprechende Kurven für den Entwurf der Startgeometrie wurden in Abschnitt 4.2.2 auf Seite 79 vorgestellt.

Die für dieses Filter in Frage kommenden Prototypen sind in Bild 6.6 gezeigt, die dazugehörigen Einträge der Koppelmatrizen finden sich in Tabelle 6.1. Alle drei vorgestellten Prototypen erfüllen die Dämpfungsspezifikation. Würde ein Allpolfilter zur Realisierung gewählt werden, wäre hierzu der Filtergrad 7 notwendig (Bild 6.6a).

	$Q_{l,S}$	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	M_{cc}
(a)	0,990	0,830	0,599	0,564		
(b)	1,067	0,909	0,603	0,806		0,421
(c)	1,011	0,849	0,601	0,723	0,835	-0,156

	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	$Q_{l,L}$
(a)	0	0	0	0		0,990
(b)	0,055	0,096	-0,534	0,055		1,067
(c)	0	0	0	0	0	1,011

Tab. 6.1: Zahlenwerte für die in Bild 6.6 gezeigten Filterprototypen. Der Prototyp (a) ist symmetrisch. Der Eintrag M_{cc} steht für die Kreuzkopplung (M_{24} bei Prototyp (b) und M_{25} bei Prototyp (c)).

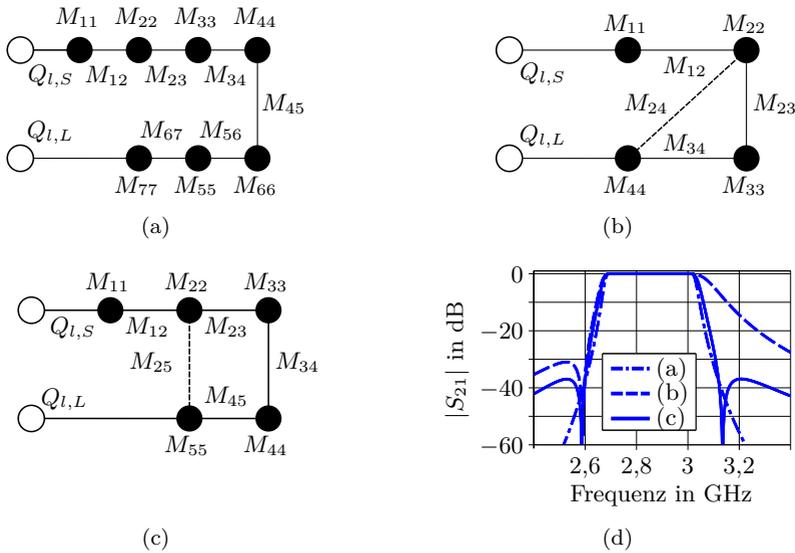


Bild 6.6: (a)–(c) Für das zu realisierende Filter in Frage kommende Koppeltopologien. Die Ordnung der Prototypen wurde so gewählt, dass eine minimale Dämpfung von 30 dB bei 2,59 GHz erreicht wird. (d) Verlauf von $|S_{21}|$ für die drei gezeigten Koppeltopologien.

Gelingt es, eine Transmissionsnullstelle exakt bei 2,59 GHz zu platzieren, ist zur Erfüllung der Dämpfungs-Spezifikation bereits ein Filter 4. Ordnung ausreichend (Prototyp in Bild 6.6b). Bei diesem Prototypen ist allerdings, wie aus Bild 6.6d ersichtlich, kaum eine Dämpfungs-Reserve vorhanden.

Außerdem gestaltet sich die Realisierung der diagonalen Kreuzkopplung bei der Verwendung von open-loop-Resonatoren schwierig. Bedingt durch die dreieckförmige Verkopplung der drei Resonatoren muss an einer Kante eines der Resonatoren die Ankopplung der beiden anderen Resonatoren erfolgen. Die in Tabelle 6.1 geforderten Koppelkoeffizienten können mit der Anordnung nicht erreicht werden.

Eine für diesen Resonatortyp besser geeignete Topologie ist das *Quadruplet* [20]. Bei dieser Anordnung (Resonatoren 2 bis 5 in Bild 6.6c) existiert eine Kreuzkopplung vom ersten zum letzten Resonator, der Pfad über die Kreuzkopplung ist also gegenüber dem Pfad entlang der Hauptkopplungen um zwei

Resonatoren verkürzt. Aus diesem Grund erzeugt das *Quadruplet* nach der minimaler Pfad-Regel (Gleichung (2.5.1) auf Seite 27) zwei Transmissionsnullstellen. Ist keine weitere (diagonale) Kreuzkopplung innerhalb des *Quadruplets* vorhanden, liegen die beiden Transmissionsnullstellen symmetrisch zum Durchlassband des Filters.

Die zusätzliche Transmissionsnullstelle oberhalb des Durchlassbandes ist für die Spezifikation des Filters irrelevant, allerdings verringert sie das Dämpfungsvermögen unterhalb des Durchlassbandes, so dass das *Quadruplet* alleine nicht die dort geforderte Dämpfung erreichen kann. Aus diesem Grund wurde der endgültige Prototyp (Bild 6.6c) um einen zusätzlichen Resonator erweitert; Bild 6.7a zeigt das Layout des open-loop-Bandpassfilters.

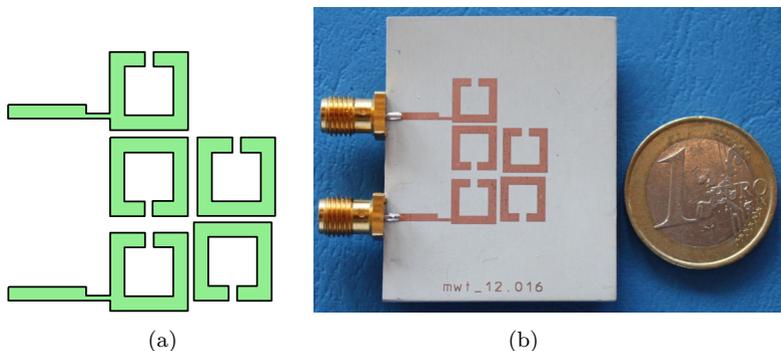


Bild 6.7: (a) Aufsicht auf die Geometrie des entworfenen Bandpassfilters. (b) Fotografie des gefertigten Filters.

Bild 6.8 zeigt unter anderem die Streuparameter der erstellten Startgeometrie im Vergleich mit denen des Prototypen. Die Dämpfungsvorgabe wird deutlich verfehlt, da die Transmissionsnullstelle unterhalb des Durchlassbandes bei einer zu niedrigen Frequenz liegt. Darüber hinaus ist die Anpassung im Durchlassband des Filters nicht ausreichend. Unterhalb des Durchlassbandes ist eine zusätzliche Transmissionsnullstelle zu erkennen. Eine auf die Simulationsantwort angewendete Koppelmatrixextraktion liefert die in Tabelle 6.2 angegebene Koppelmatrixdarstellung.

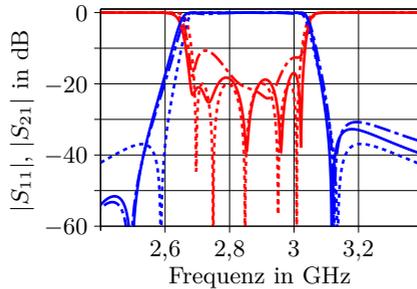


Bild 6.8: Vergleich der Streuparameterverläufe des gewählten Filterprototyps ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) mit der Startgeometrie ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) und den Ergebnissen nach dem ersten Optimierungsdurchlauf ($\text{—} |S_{21}|$, $\text{—} |S_{11}|$).

	$Q_{l,s}$	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	$Q_{l,L}$
Prototyp	1,011	0	0	0	0	0	1,011
extrahiert	1,276	0,059	0,102	0,194	-0,084	-0,010	1,350

	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	M_{25}	M_{24}
Prototyp	0,849	0,601	0,723	0,835	-0,156	0
extrahiert	0,903	0,665	0,745	0,915	-0,146	-0,136

Tab. 6.2: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung der simulierten Startgeometrie im Vergleich mit den Koppelkoeffizienten des Filterprototypen.

Der größte Unterschied zum Prototypen besteht in einer weiteren Kreuzkopplung, M_{24} . Ebendieser Eintrag bewirkt die Verschiebung der beiden Transmissionsnullstellen aus ihrer symmetrischen Lage. Das Auftreten einer derartigen Kreuzkopplung zwischen zwei diagonal zueinander liegenden Resonatoren des *Quadruplets* ist aufgrund der ausgeprägten Streufelder einer Mikrostreifenleitung nicht überraschend.

Diese Abweichung der Topologie zwischen Prototyp und extrahiertem Modell erschwert den Optimierungsprozess erheblich. Das Ziel der Optimierung ist es, die Filtergeometrie dergestalt anzupassen, dass die Abweichungen zur Koppelmatrix des Prototypen minimiert werden. Im konkreten Beispiel müsste demnach die Kreuzkopplung M_{24} eliminiert werden.

Da es sich aber um eine parasitäre Verkopplung handelt, ist das nur sehr schwer zu erreichen. Beim Entwurf dieses Filters soll deswegen anders vorgegangen werden: Statt zu versuchen die Kreuzkopplung M_{24} zu eliminieren, soll sie in den Entwurf integriert werden; das geschieht durch eine Anpassung des Filterprototypen.

Zunächst sollen jedoch im ersten Optimierungsschritt die Abweichungen bei den beiden belasteten Güten $Q_{l,S}$ und $Q_{l,L}$ reduziert werden. Da beide Werte zu hoch sind, werden die Ankoppelstrukturen in Richtung der leerlaufenden Resonatorenenden verschoben.

Bild 6.8 zeigt die Filterantwort nach diesem Optimierungsschritt. Die Anpassung im Durchlassband wurde deutlich verbessert, die Lage der Transmissionsnullstellen hat sich erwartungsgemäß nicht verändert. Tabelle 6.3 liefert den numerischen Vergleich zur Koppelmatrixdarstellung des Prototypen.

	$Q_{l,S}$	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	$Q_{l,L}$
Prototyp	1,011	0	0	0	0	0	1,011
extrahiert	1,036	-0,054	-0,065	0,232	-0,076	-0,069	1,092
	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	M_{25}	M_{24}	
Prototyp	0,849	0,601	0,723	0,835	-0,156	0	
extrahiert	0,911	0,637	0,745	0,901	-0,148	-0,146	

Tab. 6.3: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung der Simulationsantwort nach dem ersten Optimierungsdurchlauf im Vergleich mit der Koppelmatrixdarstellung des Filterprototypen.

Um die Dämpfungsspezifikation unterhalb des Durchlassbandes erfüllen zu können, ist eine Verschiebung der unteren Transmissionsnullstelle zu höheren Frequenzen notwendig. Mit Hilfe des Moduls CMEvaluator wird untersucht, welche Änderungen an der Filtergeometrie dazu vorzunehmen sind. Es ist bekannt, dass eine (betragsmäßige) Erhöhung der Kreuzkopplung bei einem *Quadruplet* dazu führt, dass beide Transmissionsnullstellen näher an das Durchlassband heranrücken (siehe hierzu auch Bild 6.3 auf Seite 110).

Durch Verändern von M_{25} von $-0,161$ auf $-0,270$ lässt sich nach der Vorhersage des CMEvaluators die untere Transmissionsnullstelle auf den gewünschten

Wert von 2,59 GHz verschieben. Bild 6.9 zeigt eine gute Übereinstimmung zu dieser Vorhersage nach einer Verringerung des Abstandes der Resonatoren 2 und 5 sowie anschließender Simulation mit Sonnet em.

Die Transmissionsnullstelle oberhalb des Durchlassbandes rückt durch die Veränderung in beiden Fällen näher an dieses heran (3,076 GHz). Der ursprünglich für die Filterentwicklung gewählte Prototyp sieht die Transmissionsnullstelle bei 3,132 GHz vor. Der Versatz spielt für die Erfüllung der Spezifikation des Filters keine Rolle.

Deshalb wird an dieser Stelle der Optimierung mit Hilfe von FilterSynthesis der Prototyp des zu entwerfenden Filters geändert – die Frequenz der Transmissionsnullstelle oberhalb des Durchlassbandes wird auf den von CMEvaluator ermittelten Wert angepasst.

Der sich daraus ergebende Prototyp weist nach Tabelle 6.4 jetzt ebenfalls eine Kreuzkopplung M_{24} auf – der Effekt dieser parasitären Kreuzkopplung wird damit vom Prototypen berücksichtigt. Ausgehend von dem modifizierten Prototyp wird die Filteroptimierung fortgesetzt und liefert nach vier weiteren Durchläufen das in Bild 6.10a dargestellte Ergebnis, das eine hervorragende Übereinstimmung mit dem modifizierten Prototypen zeigt.

Zur Verifikation wird eine letzte Koppelmatrixextraktion mit den Daten aus Bild 6.10a durchgeführt. Das Ergebnis in Tabelle 6.4 zeigt ebenfalls eine sehr gute Übereinstimmung zum modifizierten Prototyp. Bild 6.10b zeigt die gemes-

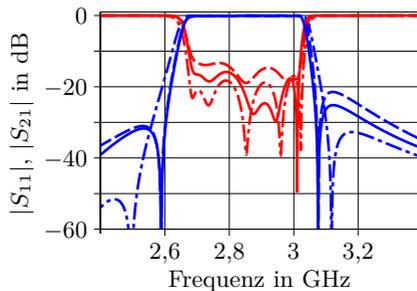


Bild 6.9: Vergleich der Streuparameterverläufe nach dem ersten Optimierungsdurchlauf ($- \cdot |S_{21}|$, $- \cdot |S_{11}|$) mit der Vorhersage von CMEvaluator nach einer betragsmäßigen Vergrößerung von M_{25} ($-- |S_{21}|$, $-- |S_{11}|$) und den Simulationsergebnissen von Sonnet em nach der Verringerung des Abstandes zwischen Resonator 2 und 5 ($- |S_{21}|$, $- |S_{11}|$).

senen Streuparameterverläufe des gefertigten Filters, Bild 6.7b eine Fotografie des Filters.

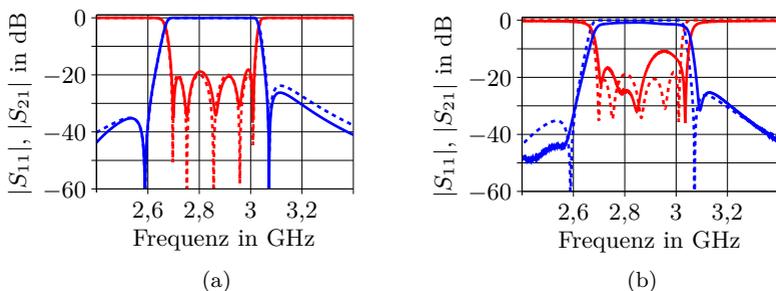


Bild 6.10: (a) Vergleich der Streuparameter des modifizierten Filterprototyps ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) mit den Ergebnissen des letzten Optimierungsdurchlaufs ($\text{—} |S_{21}|$, $\text{—} |S_{11}|$). (b) Vergleich der Streuparameter des letzten Optimierungsdurchlaufs ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) mit den Ergebnissen der Messung des gefertigten Filters ($\text{—} |S_{21}|$, $\text{—} |S_{11}|$).

	$Q_{l,S}$	M_{11}	M_{22}	M_{33}	M_{44}	M_{55}	$Q_{l,L}$
Prototyp	1,005	-0,008	-0,009	0,207	-0,072	-0,072	1,005
extrahiert	0,975	-0,026	-0,012	0,237	-0,083	0,025	1,016

	M_{12}	M_{23}	M_{34}	M_{45}	M_{25}	M_{24}
Prototyp	0,844	0,570	0,741	0,816	-0,216	-0,119
extrahiert	0,836	0,561	0,731	0,811	-0,214	-0,132

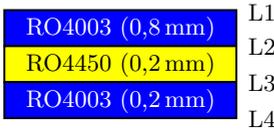
Tab. 6.4: Extrahierte Koppelmatrixdarstellung der Simulationsantwort nach dem letzten Optimierungsschritt im Vergleich mit der Koppelmatrix des modifizierten Filterprototypen.

7 Realisierte Filterstrukturen

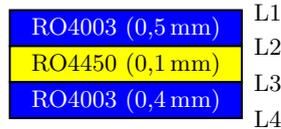
In diesem Kapitel wird ein Teil der während der Arbeit entworfenen und gefertigten Filterstrukturen präsentiert. Alle Filter wurden mit Hilfe der Koppelmatrixmethode entworfen. Zunächst wird ein neuartiger Suspended-Stripline-Resonator und ein darauf basierendes Suspended-Stripline-Bandpassfilter vorgestellt.

Das Thema des zweiten Abschnitts sind Tiefpassfilter mit hoher Weitabselektion. Die dort auftretenden Probleme, die Ausbreitung von Hohlleitermoden in abgeschirmten Strukturen und die Degradation von quasi-konzentrierten Bauelementen bei höheren Frequenzen werden aufgezeigt und teilweise neuartige Lösungsansätze präsentiert.

Die in diesem Kapitel vorgestellten Filter wurden auf Mehrlagenleiterkarten realisiert, deren Lagenaufbau in Bild 7.1 gezeigt ist. Die beiden Varianten unterscheiden sich lediglich in der Dicke der einzelnen Lagen.



(a) Lagenaufbau der Leiterkarte mit doppelter Prepreg-Schicht.



(b) Lagenaufbau der Leiterkarte mit einfacher Prepreg-Schicht.

Bild 7.1: Die in dieser Arbeit verwendeten Lagenaufbauten für Mehrlagenleiterkarten.

7.1 Ein neuartiger Suspended-Stripline-Resonator

7.1.1 Einführung Suspended-Stripline

Die Suspended-Stripline (SSL), deren Querschnitt in Bild 7.2 gezeigt ist, ist ein vielseitiger Wellenleitertyp für die Realisierung von Filtern [93]. Eine besondere Stärke dieser Leitungsart sind die verschiedenartigen Ausführungen von quasi-konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten in Serien- und Parallelkonfiguration [94], sodass Tief- und Hochpassfilter realisiert werden können. Daneben ermöglicht die SSL auch die Umsetzung von verteilten und quasi-konzentrierten Resonatoren. Weitere Vorteile der SSL sind:

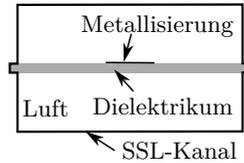


Bild 7.2: Querschnittansicht einer Suspended-Stripline (SSL).

- Im Vergleich zu Mikrostreifen- und Stripline-Wellenleitern weist sie geringere Verluste auf. Bedingt durch den größeren Querschnitt der Leitung ergeben sich geringere Stromdichten auf den Leitern und geringere elektrische Feldstärken im Dielektrikum.
- Sie hat keine Verluste durch Abstrahlung wegen des allseitig abgeschlossenen SSL-Kanals.
- Die Dispersion ist sehr gering, da der Großteil des Feldes in Luft geführt wird.

Als Hauptnachteile der SSL sind der höhere Fertigungsaufwand für den Kanal und das potentielle Auftreten von Hohlleitermoden zu nennen. Des Weiteren ergibt sich durch den hohen Luftanteil im Querschnitt der SSL ein ε_{eff} nahe 1, wodurch insbesondere verteilte Strukturen in SSL-Technik große Ausdehnungen haben.

7.1.2 Vorstellung des neuartigen Resonators

Bild 7.3a zeigt einen quasi-konzentrierten Resonator in SSL-Technik [95]; das schmale Leitungsstück ist an der unteren Kante mit dem SSL-Kanal, dem Bezugspotential, verbunden, wodurch eine Parallelinduktivität entsteht.

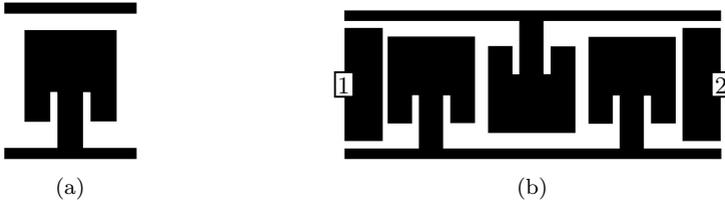


Bild 7.3: (a) Aufsicht auf einen einzelnen Suspended-Stripline-Resonator.
(b) Bandpassfilter dritter Ordnung mit Suspended-Stripline-Resonatoren.

Der breitere obere Teil des Resonators bildet eine Kapazität gegen den SSL-Kanal, somit verhält sich die geometrische Anordnung wie ein Parallelschwingkreis. Durch laterales Aneinanderfügen mehrerer dieser Resonatoren lässt sich ein Bandpassfilter aufbauen, wobei die Resonatoren durch ihre Streufelder miteinander verkoppelt werden; in Bild 7.3b ist ein solches Filter 3. Ordnung beispielhaft gezeigt.

Eine Miniaturisierung dieser Art von Resonatoren kann entweder durch Vergrößern des induktiven oder kapazitiven Teils erfolgen. Eine Vergrößerung der Induktivität kann durch eine Verlängerung der induktiven Sektion und/oder Verkleinerung deren Breite erfolgen. Mit Blick auf Bild 7.3 kann eine Erhöhung der Induktivität auch durch einen tieferen Einschnitt in den kapazitiven Teil des Resonators erreicht werden.

Alle diese Maßnahmen führen jedoch zu höheren Metallisierungsverlusten. Da das im Allgemeinen der dominante Verlustmechanismus bei der SSL ist, sind die Auswirkungen auf die unbelastete Güte des Resonators besonders ausgeprägt.

Eine Erhöhung der Kapazität erfolgt im einfachsten Fall durch Vergrößern der kapazitiv wirkenden Sektion. Da in diesem Fall die vom Resonator eingenommene Fläche etwa linear mit der Kapazität wächst, kann nicht von einer

Miniaturisierung gesprochen werden. Eine weitere Möglichkeit ist das Aufbringen einer mit dem Bezugspotential verbundenen rückseitigen Metallisierung im Bereich des kapazitiv wirkenden Teils des Resonators: durch den jetzt stark verringerten Elektrodenabstand und die überwiegende Feldführung im Dielektrikum kann die Kapazität erheblich erhöht werden. Der große Nachteil ist jedoch ein starker Anstieg der dielektrischen Verluste, die die erreichbare unbelastete Güte des Resonators empfindlich vermindern.

Der in dieser Arbeit vorgestellte neuartige Resonator [96] nutzt ebenfalls einen verringerten Elektrodenabstand im Bereich der kapazitiven Sektion, vermeidet aber dabei die Feldführung im Dielektrikum und die damit verbundenen Verluste. Um das zu erreichen, wird im SSL-Kanal im Bereich der kapazitiven Sektion ein Quader aus dem Material des SSL-Kanals (im Allgemeinen Aluminium) angebracht. Eine perspektivische Ansicht des neuartigen Resonators ist in Bild 7.4 zu sehen.

Der Resonator und der Quader befinden sich auf der gleichen Substratseite, sodass zwischen ihnen lediglich ein Luftspalt besteht.

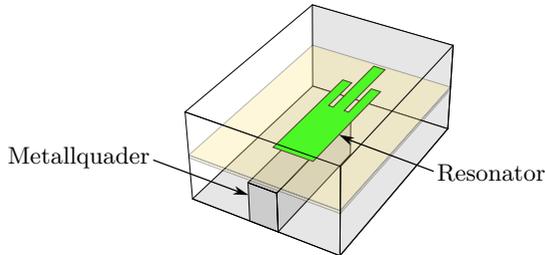


Bild 7.4: Perspektivische Ansicht des neuartigen Resonators. Der Resonator (grün) befindet sich auf der Unterseite des Substrates (orange), der Abstand zum eingebrachten Quader (grau) beträgt 1 mm. Der SSL-Kanal (hellgrau) ist ohne Vorderseite gezeichnet.

Eine Einschätzung der Effizienz des neuartigen Resonators soll durch einen Vergleich mit anderen Suspended-Stripline-Resonatoren erfolgen. Die Vergleichsobjekte sind zum einen der in Bild 7.3a dargestellte Resonator (genannt konventioneller Resonator) und zum anderen eine mit einer Rückseitenmetallisierung im kapazitiven Bereich versehene Variante davon.

Die Streuparameterverläufe aller drei Resonatoren wurden mit Sonnet em unter Berücksichtigung von dielektrischen und Metallisierungsverlusten ermittelt. Aus der Simulationsantwort wurde mit dem Verfahren nach Hong [29] (siehe auch Abschnitt 3.2.1 auf Seite 55), die unbelastete Güte der Resonatoren bestimmt. Auch wurde darauf geachtet, dass alle drei Varianten eine ähnliche Resonanzfrequenz aufweisen, so dass ein sinnvoller Größenvergleich der Resonatoren möglich ist.

Bild 7.5 und Tabelle 7.1 zeigen die Ergebnisse des Vergleichs der Resonatoren, wobei alle Teilbilder in Bild 7.5 im gleichen Maßstab gezeichnet sind, so dass ein direkter visueller Größenvergleich erfolgen kann.

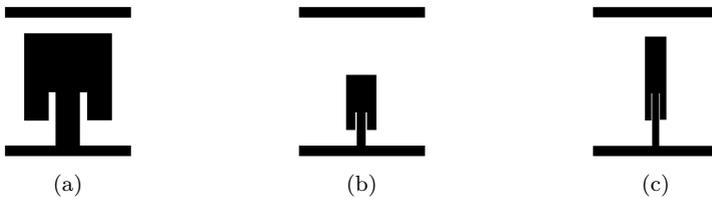


Bild 7.5: Aufsicht auf: (a) konventionellen Resonator, (b) rückseitig metallisierten Resonator und (c) neuartigen Resonator. Die Rückseitenmetallisierung bei (b) und der Metallquader bei (c) sind nicht gezeigt.

	Abmessungen		unbelastete Güte
	mm × mm	$\lambda \times \lambda$	
(a)	57,5 × 58,8	0,125 × 0,128	780
(b)	18 × 36	0,039 × 0,078	320
(c)	13,5 × 56	0,029 × 0,122	840

Tab. 7.1: Vergleich verschiedener Suspended-Stripline-Resonatoren hinsichtlich ihrer Abmessungen und der erreichbaren unbelasteten Güte. Für die Zuordnung zu den Resonatoren siehe Bild 7.5.

Aus Tabelle 7.1 ist zu entnehmen, dass der Platzbedarf des neuen Resonators gegenüber der konventionellen Variante etwa um den Faktor 4,5 kleiner ist, der rückseitig metallisierte Resonator ist noch kleiner, bei ihm beträgt der Faktor 5,2. Auf Grund der Konzentration des elektrischen Feldes im Dielektrikum ist die vom rückseitig metallisierten Resonator erreichbare unbelastete Güte relativ gering, wohingegen die beiden anderen Typen vergleichbare Werte erreichen.

Der neuartige Resonator erreicht sogar eine etwas höhere unbelastete Güte – das liegt im vergleichsweise noch geringeren Feldanteil im Dielektrikum bei diesem Typ. Der Preis für die überlegenen Eigenschaften ist mit einem aufwändiger zu fertigendem SSL-Kanal zu bezahlen.

7.1.3 Entwurf eines Beispielfilters

Entwurf des Filters

Die Realisierbarkeit des neuartigen Suspended-Stripline-Resonators wurde anhand mehrerer Beispielfilter verifiziert, von denen eines in diesem Abschnitt vorgestellt werden soll. Es handelt sich dabei um ein Bandpassfilter 5. Ordnung, das eine Mittenfrequenz von 670 MHz, eine Bandbreite von 160 MHz und eine minimale Anpassung von 20 dB im Durchlassband aufweist. Als Substratmaterial kommt der in Bild 7.1a beschriebene Mehrlagenaufbau zum Einsatz, wobei für die SSL-Filter ausschließlich die beiden Außenlagen L1 und L4 benutzt werden.

Bild 7.6a zeigt eine perspektivische Ansicht der Filtergeometrie. Die Streuparameter des Filters im Vergleich zum Prototypen nach erfolgter Optimierung sind in Bild 7.6b zu sehen.

Das Filter hat planare Abmessungen von $72 \text{ mm} \times 70 \text{ mm}$, entsprechend $0,17 \times 0,17$ -Vielfachen der Wellenlänge bei der Mittenfrequenz. Die Höhe des SSL-Kanals ohne das Substrat beträgt 30 mm.

Technische Umsetzung des Filters

Eine zusätzliche Herausforderung bei der Herstellung eines SSL-Filters liegt in der technischen Umsetzung des SSL-Kanals. In der Literatur [94, 97] wird der Kanal häufig zweigeteilt ausgeführt und das Substrat in einer mittig angebrachten Einkerbung gehalten (siehe Bild 7.2). Andere Realisierungsformen haben das Ziel, den Fertigungsaufwand oder den Materialeinsatz zu verringern.

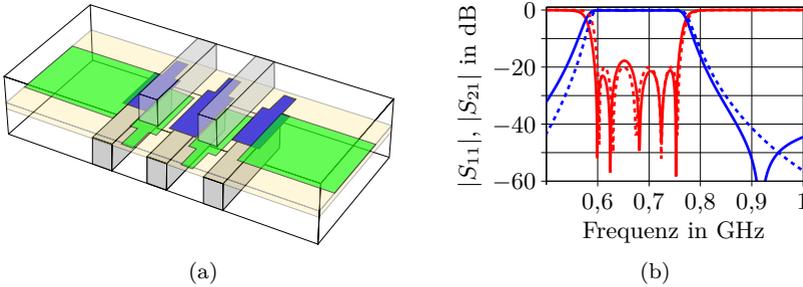


Bild 7.6: (a) Perspektivische Ansicht des entworfenen SSL-Filters mit neuartigen Resonatoren. Die Zuleitungen und zwei Resonatoren befinden sich auf der Lage L1 (grün). Drei weitere Resonatoren befinden sich auf der Lage L4 (blau), auf der Unterseite des Substrates (orange). Die Vorderseite des SSL-Kanals ist aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht gezeichnet. (b) Streuparameter des Filters nach erfolgter Optimierung (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$) im Vergleich mit den Streuparametern des Prototypen (- - - $|S_{21}|$, - - - $|S_{11}|$).

Menzel und Al-Atari ersetzen in [98] die untere Hälfte des Kanals durch ein dickes Substrat aus Epoxidharz und Glasfasergewebe (FR4), auf dessen Oberseite das Hochfrequenzsubstrat auflaminiert ist. Der Kanal wird durch Via-Reihen und die Unterseitenmetallisierung des FR4-Substrats sowie mit einer Kappe über dem Hochfrequenzsubstrat aufgebaut. Chen-Yu und Rebeiz [99] stellen einen Aufbau vor, bei dem der gesamte SSL-Kanal in einem Lagenaufbau aus Silizium integriert wird.

In dieser Arbeit ist der Kanal ebenfalls zweigeteilt ausgeführt. In Bild 7.7 ist zu sehen, dass im Bereich der lateralen Kanalgrenze und an den beiden Stirnseiten auf der Leiterkarte Via-Reihen angebracht sind. Dadurch wird eine Umleitung des Stromflusses über eine Einkerbung des SSL-Kanals vermieden. Bleibt das Phänomen unberücksichtigt, führt es zu einer Erhöhung der Induktivität der Parallelresonatoren, wodurch die Mittenfrequenz des Filters nach unten verschoben wird [95].

Da der Kanal für mehrere Filter benutzt werden soll, wurde er rekonfigurierbar ausgelegt. Aus diesem Grund wurden die Aluminium-Quader als separate Einheiten gefertigt und können an den jeweiligen Positionen im SSL-Kanal

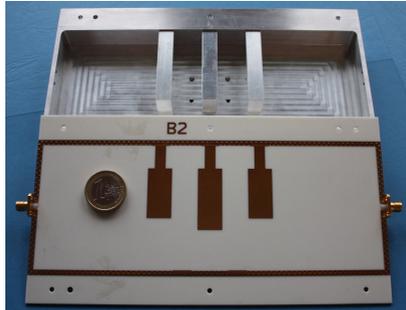


Bild 7.7: Fotografie des gefertigten SSL-Filters. Im Hintergrund ist eine Hälfte des SSL-Kanals mit den eingeschraubten Aluminium-Quadern zu sehen.

festgeschraubt werden. Die Konfiguration einer Hälfte des Kanals für das hier vorgestellte Filter ist in Bild 7.7 zu sehen.

Bei dem gewählten Aufbau beträgt die Breite der SSL-Leitung 40 mm für eine charakteristische Impedanz von 50Ω . Der abrupte Querschnittsprung beim Übergang vom koaxialen SMA-Stecker auf die SSL ist also sehr groß und muss im Interesse einer guten Anpassung des Filters getrennt untersucht werden. Wegen des breiten Querschnitts der Suspended-Stripline-Leitung und der Nähe zum stirnseitigen Abschluss des SSL-Kanals weist der Übergang eine hohe Parallelkapazität auf. Diesen Umstand zeigt deutlich der Reflexionsfaktor im Smith-Diagramm in Bild 7.8.

Um die Parallelkapazität zu verringern, wird der abrupte Querschnittsprung durch eine lineare Aufweitung ersetzt. Bild 7.9a zeigt die geometrischen Abmessungen des mit Sonnet em optimierten Übergangs. Die Simulationsergebnisse sind im Smith-Diagramm und in Bild 7.9b zu sehen. Die Anpassung einer Back-to-Back-Anordnung aus zwei Übergängen weist im relevanten Frequenzbereich eine Anpassung von mehr als 30 dB auf.

Die gemessenen Streuparameterverläufe des Filters in Bild 7.10 zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Die Bandbreite ist etwas höher als spezifiziert, was durch den verwendeten Lagenaufbau (Bild 7.1a) erklärt werden kann. Während der Herstellung der Leiterkarte schrumpfen die vorimprägnierten Fasern (*Prepreg*, *preimpregnated fibers*, in diesem Fall

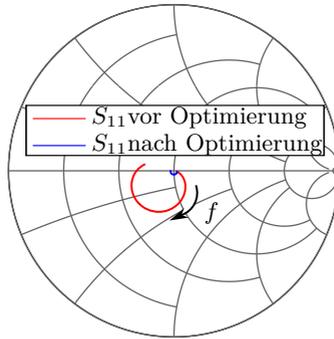


Bild 7.8: Verlauf des Eingangsreflexionsfaktors S_{11} des Übergangs nach Bild 7.9a im Smith-Diagramm vor und nach der Optimierung. Die Simulationsergebnisse stammen jeweils von einer Back-to-Back-Anordnung.

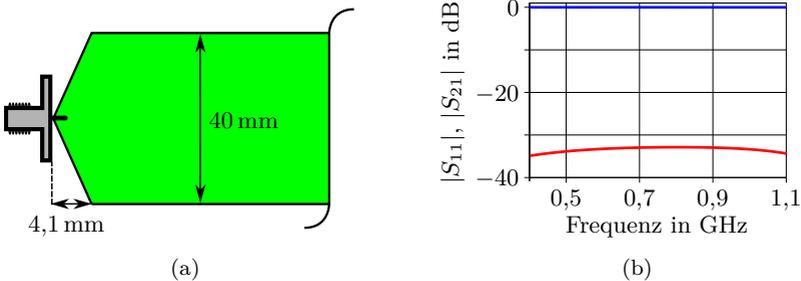


Bild 7.9: (a) Aufsicht auf den optimierten Übergang zwischen Koaxialstecker und SSL. (b) Simulationsergebnisse des Übergangs in einer Back-to-Back-Anordnung (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$).

RO4450 [100]) unter Einwirkung von Druck und Temperatur, was zu einer reduzierten Leiterplattendicke führt.

Das Ausmaß der Schrumpfung ist prozesstechnischen Schwankungen unterworfen, typischerweise kann mit einer Reduktion der Dicke des Prepregs von etwa 20 % gerechnet werden, was beim Entwurf des Filters berücksichtigt wurde. Für das realisierte Filter ist die Schrumpfung besonders hoch ausgefallen – die gemessene Dicke beträgt 1,12 mm, der Nominalwert ohne Schrumpfung

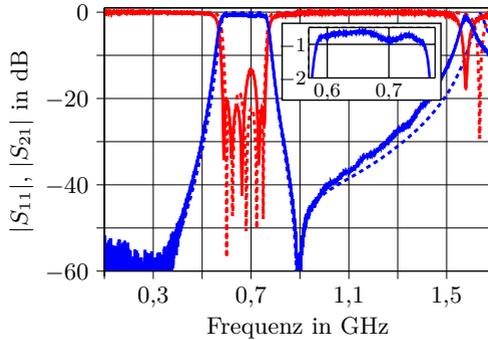


Bild 7.10: Gemessene Streuparameter (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$) des gefertigten Filters im Vergleich mit den Ergebnissen der Simulation (--- $|S_{21}|$, --- $|S_{11}|$).

jedoch 1,2 mm. Dadurch rücken die Resonatoren auf den gegenüberliegenden Substratseiten näher zusammen. Das führt zu einer Erhöhung der Hauptkopplungen, was eine höhere Filterbandbreite bedingt.

Erwartungsgemäß weist das Filter eine sehr niedrige Einfügedämpfung auf, siehe Bild 7.10. Die Dämpfung im Durchlassband beträgt inklusive der beiden Übergänge von koaxialer auf SSL-Leitung etwa 0,7 dB. Bild 7.7 zeigt eine Fotografie des gefertigten Filters.

7.2 Tiefpässe mit hoher Weitabselektion

7.2.1 Ausbreitung von Hohlleitermoden in Abschirmstrukturen

Planare Filter sind sehr weit verbreitet, dies liegt an den zahlreichen Vorteilen, die sie insbesondere gegenüber Hohlleiterfiltern bieten:

- kompakte Abmessungen,
- geringes Gewicht,
- gute Integrierbarkeit in planare Schaltungen,
- geringe Herstellungskosten.

Die fortschreitende Integrationsdichte von Mikrowellenschaltungen verlangt eine Auseinandersetzung mit den gegenseitigen Störpotentialen der Komponenten.

ten. Filter können dabei sowohl als aktive Störer, aber auch als Störöfper in Erscheinung treten. Die gegenseitige Beeinflussung geschieht meistens durch Ab- und Einstrahlung von elektromagnetischen Wellen und durch Wechselwirkungen über Streufelder. Besonders ausgeprägt tritt der Effekt bei Mikrostriifenleitungskomponenten auf dicken Substraten auf.

Als probates Mittel zur Reduktion der Störungen erweist sich die metallene Abschirmung der Komponenten [72]. Realisierungsformen wie separate Metallgehäuse oder metallbedampfte Kunststoffkappen bedeuten allerdings einen erhöhten Fertigungs- und Montageaufwand, der sogar die Kosten der Leiterplatte übersteigen kann.

Eine günstige Alternative stellt mittlerweile die Verwendung von Mehrlagenleiterkarten dar. Durch eine vollständige Metallisierung der beiden Außenlagen und Verwendung von Via-Reihen lässt sich ein abgeschirmter Aufbau ohne Zusatzteile realisieren.

Die in der Arbeit in Mehrlagentechnik hergestellten Filter basieren auf einem Aufbau aus dem Materialverbund RO4003 und RO4450 [100]. Es kommen dabei die in Bild 7.1 gezeigten zwei Varianten, die sich lediglich in der Dicke der Prepreg-Schicht unterscheiden, zum Einsatz. Wird mit diesen Leiterkarten ein umseitig abgeschirmter Aufbau angestrebt, so verbleiben für die Realisierung der Filtergeometrie die beiden inneren Lagen L2 und L3.

Die so aufgebaute Abschirmung stellt eine Hohlleiterstruktur dar, den von Wu [101] vorgestellten SIW (*substrate integrated waveguide*). Hohlleitermoden sind auch im SIW erst oberhalb ihrer Cutoff-Frequenz ausbreitungsfähig, auf Grund der speziellen Bauweise (Via-Reihen als Ersatz für durchgehende Seitenwände) kommen aber nur TE_{m0} -Moden in Frage, da diese in den Seitenwänden keine Oberflächenstromkomponenten in Ausbreitungsrichtung aufweisen.

Ist ein Tiefpassfilter zu entwerfen, kann dessen Weitabselektion durch die Ausbreitung von Hohlleitermoden verschlechtert werden. Da die Stirnseiten des Filters im Normalfall auch mit Via-Reihen abgeschlossen sind, entsteht ein Resonanzkörper für Hohlleiterwellen, deren Anregung maßgeblich durch die eingebettete Filterstruktur bestimmt wird.

Auf Grund der Resonanzbedingung kann trotz der meist schwachen Kopplung an die Hohlleitermode eine beträchtliche Energieübertragung innerhalb schmaler Frequenzbereiche stattfinden. Im Interesse einer guten Weitabselektion des Filters stellt eine Unterdrückung der Hohlleiterresonanzen daher ein lohnenswertes Ziel dar.

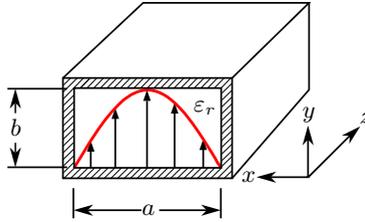


Bild 7.11: Hohlleiterstück mit Abmessungen und elektrischem Feldbild der TE_{10} -Mode.

Bild 7.11 zeigt einen Ausschnitt aus einem Rechteckhohlleiter und dem elektrischen Feldbild der TE_{10} -Mode. Die Hohlleiterhöhe b entspricht im Fall der Verwendung als Abschirmstruktur der Stapelhöhe der Mehrlagenleiterkarte. Für diesen Anwendungsbereich ist b im Allgemeinen deutlich kleiner als die Hohlleiterbreite a , die einer der beiden lateralen Abmessungen der abzuschirmenden Filterstruktur entspricht.

Durch Einfügen von zwei elektrischen Wänden bei $z=\text{const.}$ im Abstand l voneinander entsteht ein Hohlleiterresonator, dessen Resonanzfrequenzen sich nach [18] bestimmen lassen zu:

$$f_{mnp} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2} \quad (7.2.1)$$

Die Variablen m , n und p geben die Anzahl von halben Sinusschwingungen in den in Bild 7.11 gezeigten Richtungen x , y und z an. Für einen als Abschirmung verwendeten Hohlleiterresonator gilt normalerweise $l > a > b$. Die Hohlleiterresonanzen mit den geringsten Resonanzfrequenzen basieren deshalb auf der TE_{10} -Mode und werden durch die Notation TE_{10p} beschrieben.

7.2.2 Eine neue Methode zur Unterdrückung von Hohlleitermoden in abgeschirmten Filterstrukturen

In diesem Abschnitt soll eine neuartige Methode [102] beschrieben werden, mit der Hohlleiterresonanzen vom Typ TE_{10p} innerhalb einer als Abschirmung dienenden Struktur unterdrückt werden können. Neben der Unterdrückung der Hohlleiterresonanzen soll aber die eigentliche Filterfunktion möglichst wenig beeinflusst werden.

Aus Bild 7.11 ist ersichtlich, dass das elektrische Feld der TE_{10} -Mode nur über eine Komponente in y -Richtung verfügt, deren Betrag in der Mitte des Hohlleiters ($x=a/2$) ein Maximum erreicht. Zur Unterdrückung der TE_{10} -Mode scheint dies eine geeignete Position zu sein – eine entsprechende Struktur lässt sich im Fall einer Mehrlagenleiterkarte sehr einfach durch eine vollständige Durchkontaktierung (Via, *vertical interconnect access*), die an das Bezugspotential angeschlossen wird, realisieren.

Die Position der Durchkontaktierung entlang der z -Achse soll so gewählt werden, dass die Funktion des Filters möglichst wenig gestört wird. Bild 7.12 zeigt die perspektivische Ansicht eines typischen Tiefpassfilters. Auf den ersten Blick erscheinen die induktiven Sektionen für die Via-Platzierung geeignet, da das Filter hier eine schmale Ausdehnung hat. Eine nähere Untersuchung hat ergeben, dass das aus zwei Gründen ein Trugschluss ist:

- Oft werden die induktiven Sektionen nicht wie in Bild 7.12 ausgeführt, sondern als gerade oder mäandrierte Leitungsstücke. Die ideale Position des Vias ($x=a/2$) fällt dann mit der Metallisierung der induktiven Sektion zusammen.
- Eine abweichende Positionierung entlang der x -Achse ist ein schlechter Kompromiss. Einerseits wird die Wirkung der Modenunterdrückung verschlechtert. Andererseits wird durch die zusätzliche Metallstruktur die Wirksamkeit der induktiven Sektion verringert. Die Realisierung von effektiven planaren Induktivitäten ist jedoch bereits auf Grund von Metallisierungsverlusten problematisch [43].

Werden hingegen die kapazitiven Sektionen mit einer zentrischen Aussparung versehen, eröffnet dies eine elegante Möglichkeit, die Durchkontaktierung an einer optimalen Position zu setzen. Ein Teil der als Kapazität wirkenden Fläche geht dadurch verloren. Der einhergehende Kapazitätsverlust wird jedoch durch die neu entstandene Streukapazität gegen die mit dem Bezugspotential verbundene Durchkontaktierung teilweise kompensiert.

Bild 7.13 zeigt ein modifiziertes Tiefpassfilter, das durch die vorgeschlagenen Durchkontaktierungen erweitert wurde; davon abgesehen ist die Filtergeometrie identisch mit derjenigen in Bild 7.12. Die Streuparameter der beiden Filtergeometrien, die mit Sonnet em [44] berechnet wurden, sind in Bild 7.14a gezeigt. Im Durchlassband der beiden Filter unterscheiden sich die Kurven kaum; insbesondere die Eckfrequenzen sind gleich. Da die Metallisierung beider Filter bis

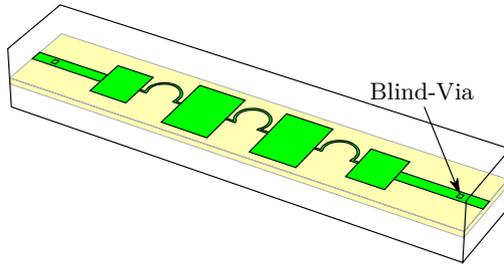


Bild 7.12: Perspektivische Ansicht eines Tiefpassfilters 7. Ordnung aus quasi-konzentrierten Bauelementen. Aus Platzgründen sind die Induktivitäten omegaförmig gebogen. Der Lagenaufbau entspricht Bild 7.1b, die Metallisierung befindet sich auf der Lage L2 (grün). Die durch die Rechtecke auf den Zuleitungen angedeuteten Blind-Vias erstrecken sich 0,3 mm nach unten. Sie dienen zur gezielten Anregung der TE_{10} -Mode.

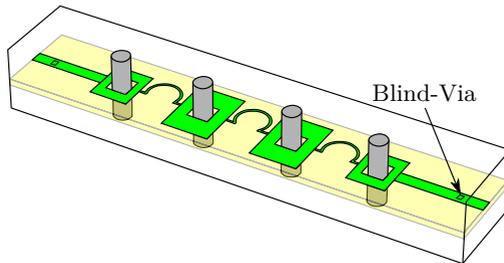


Bild 7.13: Perspektivische Ansicht eines Tiefpassfilters mit Vias innerhalb der kapazitiven Sektionen zur Unterdrückung von TE_{10p} -Hohlleiterresonanzen. Die Größe des Filters beträgt $14,1 \text{ mm} \times 4 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ ($L \times B \times H$). Weitere Details zum Aufbau siehe Bild 7.12.

auf die Bereiche der Durchkontaktierungen identisch ist, ist dies ein weiterer Beleg für das weitgehende Gleichbleiben der realisierten Kapazitäten.

Im Bereich zwischen 10 GHz und 20 GHz unterscheiden sich die Streuparameterverläufe der beiden Tiefpassfilter hingegen beträchtlich. Die Variante ohne Vias zeigt scharfe lokale Maxima in der Transmission, die beim Filter mit Vias nicht auftreten. Es ist zu vermuten, dass die Maxima durch Hohlleiterresonanzen verursacht werden.

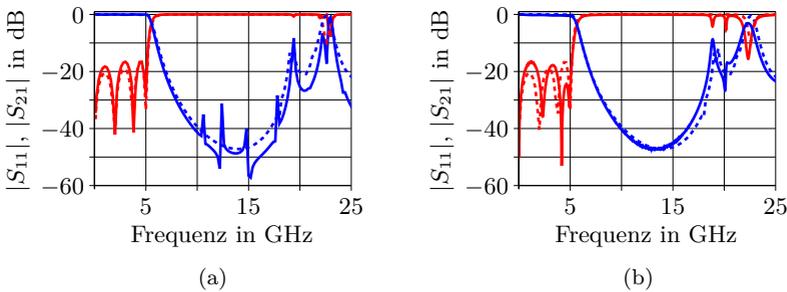


Bild 7.14: (a) Simulierte Streuparameter des Filters ohne Vias aus Bild 7.12 (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$) im Vergleich mit den Streuparametern des Filters mit Vias aus Bild 7.13 (--- $|S_{21}|$, --- $|S_{11}|$). (b) Vergleich der simulierten Streuparameter des Filters mit Vias aus Bild 7.13 (--- $|S_{21}|$, --- $|S_{11}|$) mit den gemessenen Streuparametern des Filters (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$).

Um den Verdacht zu verifizieren, sollen mit Hilfe von (7.2.1) und den Abmessungen der quaderförmigen Simulationsbox ($8\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 21,58\text{ mm}$), in der sich die Filter befinden, die ersten Hohlleiterresonanzen, verursacht durch die TE_{10} -Mode, bestimmt werden. Dabei ist zu beachten, dass (7.2.1) für einen mit homogenem Dielektrikum gefüllten Resonanzkörper gilt. In der Realität enthält der Resonanzkörper einen Materialverbund (Bild 7.1b) und natürlich die Filtermetallisierung. Tabelle 7.2 zeigt den Vergleich zwischen den nach (7.2.1) berechneten ersten vier Resonanzfrequenzen und den ersten vier lokalen Maxima aus Bild 7.14a. Die Übereinstimmung ist trotz der erwähnten Unterschiede sehr gut.

Bild 7.14b zeigt die gemessenen Streuparameterverläufe des nach Bild 7.13 gefertigten Filters im Vergleich mit den Ergebnissen der Simulation.

7.3 Kompakte Filter

7.3.1 Verringerung der Ausdehnung von quasi-konzentrierten Bauelementen

In Bild 7.14a treten noch weitere lokale Maxima im Sperrbereich beider Filtervarianten auf. Bei den entsprechenden Frequenzen erreicht die halbe Wel-

Resonanztyp	Resonanzfrequenz (GHz)	
	Gleichung (7.2.1)	Bild 7.14a
TE ₁₀₁	10,61	10,60
TE ₁₀₂	12,38	12,38
TE ₁₀₃	14,87	14,87
TE ₁₀₄	17,79	17,79

Tab. 7.2: Vergleich der Frequenzen der in Bild 7.14a auftretenden lokalen Maxima mit den nach (7.2.1) berechneten Resonanzfrequenzen für das Simulationsgebiet.

lenlänge des Signals etwa die Abmessungen von einigen quasi-konzentrierten Bauelementen der Filter. Die betroffenen Bauteile agieren dann unbeabsichtigterweise als Resonatoren, wodurch es zu einer starken Feldüberhöhung kommt, die mit einem merklichen Energietransport durch die Filter einhergeht. Die beabsichtigte Funktion als quasi-konzentrierte Bauelemente versagt bei diesen Frequenzen vollständig.

Das Phänomen kann mit Hilfe von Sonnet em [44] untersucht werden. Dazu stellt das Programm die Möglichkeit zur Verfügung, die Stromdichteverteilung der planaren Strukturen zu berechnen. Bild 7.15 zeigt das Ergebnis für die beiden Frequenzen 19,4 GHz und 23 GHz; das sind die Frequenzen der beiden auf die in Tabelle 7.2 abgehandelten folgenden lokalen Maxima.

Es ist deutlich zu erkennen, dass zunächst bei 19,4 GHz die mittlere Induktivität, die die größte Abmessung in Längsrichtung aller Bauteile aufweist, in Resonanz gerät, gefolgt von der linken Induktivität, die bei 23 GHz resoniert. Bei einer weiteren Erhöhung der Frequenz geraten weitere Bauteile des Filters in Resonanz. Dieses Verhalten von quasi-konzentrierten Elementen lässt sich nicht verhindern. Die einzige Möglichkeit ist das Verkleinern der geometrischen Abmessungen der Bauteile, wodurch die Resonanzfrequenzen zu höheren Werten verschoben werden. Die Ausdehnung von Kapazitäten lässt sich durch die Verwendung eines Substrates mit höherer relativer Permittivität verkleinern. Auch ließe sich der Elektrodenabstand verringern.

Eine geometrische Verkleinerung von quasi-konzentrierten Induktivitäten kann durch eine Reduzierung des Leiterquerschnitts erreicht werden. Hierbei stößt man allerdings recht schnell an die Grenzen der technischen Realisierbarkeit. Als weitere Möglichkeit kommt, insbesondere bei der Verfolgung der bisher vorgestellten Abschirmung, die Verwendung eines dickeren Substrates in

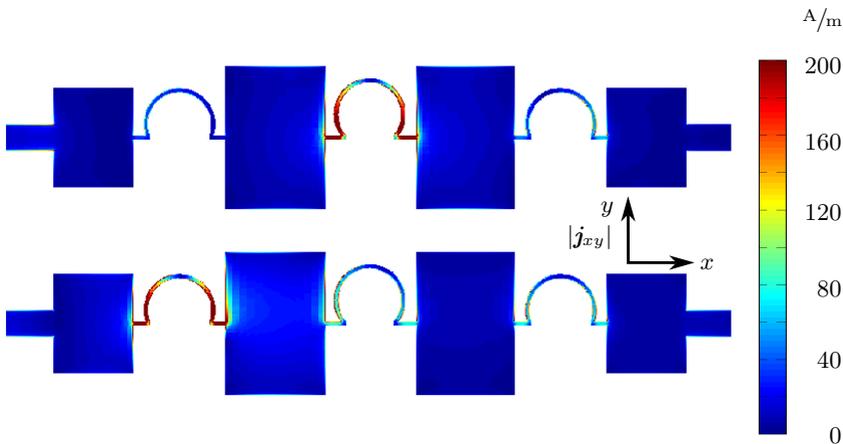


Bild 7.15: Betrag des Stromdichtevektors j_{xy} für das Filter aus Bild 7.12 bei den Frequenzen 19,4 GHz (oben) und 23 GHz (unten). Die Anregung der beiden Strukturen erfolgt jeweils an der linken Kante durch eine konzentrierte Spannungsquelle mit der Amplitude 1 V.

Betracht. Das verursacht jedoch höhere Kosten und kann sich nachteilig auf die Effizienz der Kapazitäten auswirken. Eine weitere Möglichkeit, die Ausdehnung von Induktivitäten zu verkleinern, die in dieser Arbeit untersucht wurde, ist das partielle Freistellen der auf die Außenlagen (Lage L1 und L4 in Bild 7.1) aufgetragenen Massemetallisierung in der Nähe der induktiven Sektionen.

Ein Tiefpassfilter mit solchen „Fenstern“ ist in Bild 7.16a gezeigt. Es weist genauso wie das Filter aus Bild 7.13 eine Eckfrequenz von 5 GHz auf, kommt aber mit geraden Leitungsstücken zur Realisierung der quasi-konzentrierten Induktivitäten aus. Der Vergleich der gemessenen Streuparameterverläufe der beiden Filter in Bild 7.16b zeigt ein deutlich besseres Stoppbandverhalten des Filters nach Bild 7.16a; die erste auftretende Bauteilresonanz wurde um etwa 5 GHz nach oben verschoben. Dafür weist diese Filtervariante eine etwas höhere Einfügedämpfung auf Grund von Abstrahlung durch die Fenster auf.

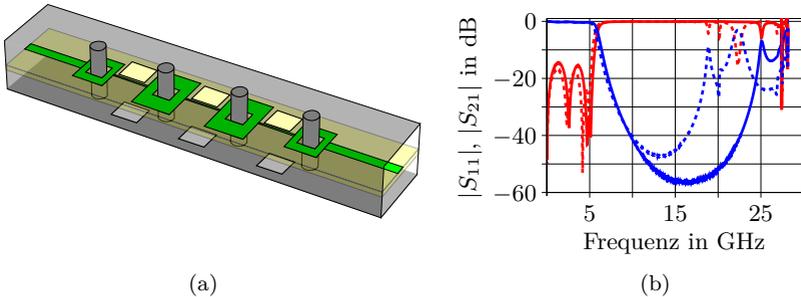


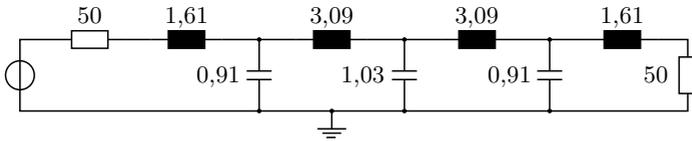
Bild 7.16: (a) Perspektivische Ansicht eines Tiefpassfilters mit Fenstern zur Verringerung der Abmessungen der quasi-konzentrierten Induktivitäten. Die Größe des Filters beträgt $14,3 \text{ mm} \times 4 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ ($L \times B \times H$). (b) Vergleich der gemessenen Streuparameter des Filters aus Bild 7.13 (--- $|S_{21}|$, - - - $|S_{11}|$) mit jenen des Filters aus Bild 7.16a (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$).

7.3.2 Änderung der Filter-Abschlussimpedanzen

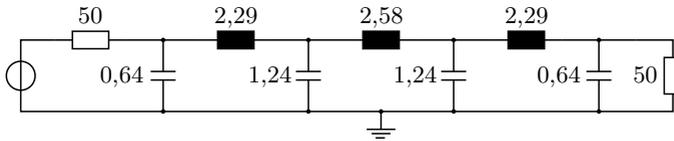
Normalerweise ist die geometrische Größe eines Bauteils direkt proportional zu dem zu realisierenden Wert der Induktivität oder der Kapazität. Abhängig vom physikalischen Aufbau der Bauelemente lassen diese sich jedoch mehr oder weniger effizient realisieren.

So können beispielsweise mit dem Lagenaufbau nach Bild 7.1a durch den geringen Abstand der Lagen L3 und L4 zueinander Kapazitäten mit großen Werten und geringem Platzbedarf realisiert werden. Die effiziente Realisierung von Induktivitäten fällt hingegen schwer, insbesondere wenn ein durch vollständige Metallisierung von L1 und L4 abgeschirmter Filteraufbau gewählt wird.

Im Hinblick auf die zu erwartende Einfügedämpfung und das Verhalten des Filters bezüglich der Weitabselektion lohnt sich also eine Berücksichtigung der beabsichtigten Aufbautechnik bereits bei der Synthese des Filterprototyps. Bei den klassischen Tschebyschow-Filtern kann zwischen zwei dualen Prototypen gewählt werden [23], die sich primär darin unterscheiden, ob das erste Element des Filters eine Induktivität oder eine Kapazität ist. Bild 7.17 zeigt beispielhaft die beiden Realisierungsmöglichkeiten für ein Tiefpassfilter 7. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 5 GHz und einer minimalen Anpassung von 20 dB im Durchlassband.



(a) Prototyp, beginnend mit einer Induktivität.



(b) Prototyp, beginnend mit einer Kapazität.

Bild 7.17: Die beiden dualen Prototypen für ein Tiefpassfilter 7. Ordnung mit einer Eckfrequenz von 5 GHz und einer minimalen Anpassung im Durchlassband von 20 dB. Alle Induktivitäten sind in nH, Kapazitäten in pF und Resistenzen in Ω angegeben.

Tschebyschow-Filter gerader Ordnung weisen eine Impedanztransformation auf (Quell- und Lastwiderstand sind ungleich); da das in den meisten Fällen nicht erwünscht ist, wird überwiegend eine ungerade Filterordnung gewählt. Dann ist die Anzahl der zu realisierenden Induktivitäten und Kapazitäten unterschiedlich – durch eine passende Auswahl des Prototypen kann bereits ein schwieriger zu realisierendes Bauelement eingespart werden.

Im letzten Abschnitt wurde gezeigt, dass quasi-konzentrierte Bauelemente bei entsprechender Anregung als Resonatoren wirken, wodurch sich das Stoppband-Verhalten von Tiefpassfiltern verschlechtern kann. Um die Störungen zu möglichst hohen Frequenzen hin zu verschieben, müssen die entsprechenden Bauteile klein sein. Da ihre Größe dem zu realisierenden Bauteilwert proportional ist, sollte im Interesse der Weitabselektion jener Prototyp ausgewählt werden, dessen maximale Induktivität kleiner ist. Im Fall von Bild 7.17 ist das der mit einer Kapazität beginnende Prototyp.

Die Einfügedämpfung von planaren Tiefpassfiltern wird maßgeblich durch deren Induktivitäten verursacht. Die Einfügedämpfung ist dabei proportional zur Gesamtinduktivität, die ein bestimmtes Filter realisieren muss. Unter diesem Gesichtspunkt ist jene duale Schaltung zu bevorzugen, deren Summe an Induktivitäten einen kleineren Wert annimmt. Im Fall von Bild 7.17 trifft das

auf die mit einer Kapazität beginnende Schaltung zu, die eine Gesamtinduktivität von $L_{\text{tot}}=7,15$ nH aufweist ($C_{\text{tot}}=3,76$ pF). Bei dem mit einer Induktivität startenden Filter betragen diese Größen $L_{\text{tot}}=9,39$ nH und $C_{\text{tot}}=2,86$ pF.

Eine weitere Möglichkeit die Eigenheiten des physikalischen Aufbaus auszunutzen besteht in der Änderung der Abschlussimpedanzen. Nach [18] ergeben sich die Bauteilwerte nach folgenden Gleichungen:

$$L_i = \frac{Z_0}{2\pi f_c} g_i \quad (7.3.1)$$

$$C_i = \frac{1}{Z_0 2\pi f_c} g_i \quad (7.3.2)$$

Dabei ist Z_0 die Quellenimpedanz des Filters, f_c die Eckfrequenz und g_i sind die Filterkoeffizienten. Eine Veränderung der Abschlussimpedanz wirkt sich also unmittelbar auf die Werte der Bauelemente aus, es besteht zwischen Induktivitäten und Kapazitäten eine umgekehrte Proportionalität.

Für Filter, die als planare Schaltungen ausgeführt werden sollen, ist es günstig, die Induktivitätswerte möglichst klein zu halten. Das gelingt nach (7.3.1) durch eine Verkleinerung der Abschlussimpedanz.

Zur Verifikation des Ansatzes soll ein Tiefpassfilter 7. Ordnung mit einer Abschlussimpedanz von 20Ω , einer Eckfrequenz von 5 GHz und einer minimalen Anpassung von 20 dB im Durchlassband realisiert werden. Der Lagenaufbau entspricht dabei Bild 7.1b. Eine isometrische Ansicht des Filters zeigt Bild 7.18. Als Vergleichsobjekt eignet sich das Tiefpassfilter aus Bild 7.13, da es nach der gleichen Spezifikation gefertigt wurde. Folgende Unterschiede fallen zwischen den beiden Filtern auf:

- Die Zuleitungen des Filters in Bild 7.18 sind wegen der niedrigeren charakteristischen Impedanz deutlich breiter als die des Filter aus Bild 7.13.
- Auf Grund der gewählten Abschlussimpedanz von 20Ω sind die Induktivitätswerte beim Filter in Bild 7.18 kleiner. Das führt dazu, dass gerade Leitungsstücke schmaler Breite ausreichend hohe Induktivitätswerte liefern.
- Aus dem gleichen Grund wurde für dieses Filter jener Prototyp gewählt, der mit einer Induktivität beginnt.
- Mit Hilfe der mit 0,1 mm sehr dünnen Prepreg-Schicht lassen sich platzsparend große Kapazitäten zwischen den Lagen L2 und L3 realisieren.

Die hierzu auf die Lage L3 aufgebrauchte Metallisierung ist mit dem Bezugspotential verbunden.

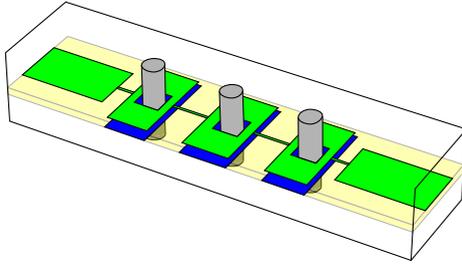


Bild 7.18: Perspektivische Ansicht des Tiefpassfilters mit einer Abschlussimpedanz von $20\ \Omega$. Um die benötigten hohen Kapazitätswerte gegen das Bezugspotential zu erhalten, wird eine zusätzliche Metallisierung auf der Lage L3 (blau) verwendet. Die Größe des Filters beträgt $9,6\ \text{mm} \times 4\ \text{mm} \times 1\ \text{mm}$ ($L \times B \times H$).

Bild 7.19 zeigt die mit Sonnet em [44] simulierte Streuparameter des Filters. Die erste Bauteilresonanz tritt bei 32 GHz auf – im Vergleich zu den Simulationsergebnissen aus Bild 7.14a stellt das eine deutliche Verbesserung dar. Diese ist auf die Anpassung der Filterimpedanz an die physikalischen Eigenheiten des Aufbaus und den daraus resultierenden Verkleinerungen der quasi-konzentrierten Bauelemente zurückzuführen. Natürlich ergibt sich hieraus auch eine deutliche Reduzierung der Gesamtabmessungen des Filters.

Auch bei diesem Filter kommen Durchkontaktierungen innerhalb der kapazitiven Sektionen zur Unterdrückung von Hohlleitermoden zum Einsatz. Hier dienen die Vias allerdings einem weiteren Zweck. Die auf der Lage L3 befindlichen streifenartigen Metallisierungen, die zur Erhöhung der jeweiligen Kapazitäten dienen, erstrecken sich über die gesamte Filterbreite und sind an den Enden mit dem Bezugspotential verbunden. Sie können deshalb als kurzgeschlossene $\lambda/2$ -Resonatoren wirken. Durch die dünne Prepreg-Schicht sind die Strukturen sehr stark an die darüber liegende Filtergeometrie gekoppelt.

Die Vias binden die Metallisierungen auf der Lage L3 mittig an das Bezugspotential an und unterdrücken dadurch deren Funktion als $\lambda/2$ -Resonatoren.

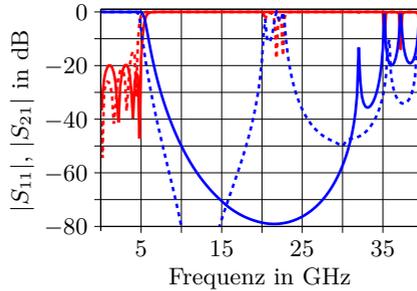


Bild 7.19: Simulierte Streuparameter des Filters aus Bild 7.18 (— $|S_{21}|$, — $|S_{11}|$) im Vergleich mit den Streuparametern des gleichen Filters, jedoch ohne Vias zur Hohlleitermoden-Unterdrückung (--- $|S_{21}|$, --- $|S_{11}|$). Die dargestellten Streuparameter sind jeweils auf eine Impedanz von $20\ \Omega$ normiert.

Bild 7.19 zeigt auch den Streuparameterverlauf des Filters aus Bild 7.18 für den Fall, dass die Durchkontaktierungen entfernt und die in der Metallisierung L2 entstandenen Löcher gefüllt werden. Als deutlichster Unterschied ist ein Maximum im Transmissionsverlauf zu erkennen, das bei 20 GHz beginnt und bis etwa 23 GHz reicht. Die berechnete Frequenz für eine $\lambda/2$ -Resonanz der Metallstreifen auf der Lage L3 beträgt:

$$f_{\text{res}, \lambda/2} = \frac{c_0}{2B \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} = 20,3 \text{ GHz}, \quad (7.3.3)$$

wobei sich für den Materialverbund aus Bild 7.1a mit [44] ein $\epsilon_{\text{eff}}=3,4$ ergibt und B der Breite des Filters und der Simulationsbox (4 mm) entspricht. Der im Vergleich mit den in Bild 7.14a auftretenden lokalen Maxima große Frequenzbereich des Maximums aus Bild 7.19 lässt sich durch die starke Kopplung der parasitären Resonatoren an die anregende Struktur (das darüber liegende Filter) erklären. Die Ankopplung an die Hohlleitermoden in Bild 7.14a ist dagegen vergleichsweise schwach.

Bild 7.20 zeigt die gemessenen Streuparameterverläufe des gefertigten Filters mit Durchkontaktierungen im Vergleich zur simulierten Filterantwort des Filters aus Bild 7.18. Auf Grund der geringen Abmessungen des Filters musste zu dessen Messung ein rechtwinkliges Koaxialleitungsstück verwendet werden.

An dieser Diskontinuität können höhere Moden des Koaxialkabels angeregt werden, wodurch ein Teil der Signalenergie verloren geht [72]. Das kann in Bild 7.20 bei etwa 27 GHz anhand des Einbruchs von $|S_{11}|$ beobachtet werden. Eine Messung des rechtwinkligen Koaxialleitungsstücks allein zeigt einen ähnlichen Effekt. Aus diesem Grund ist die maximale Messfrequenz in Bild 7.20 auf 27 GHz beschränkt. Bis zu jener Frequenz zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den simulierten und gemessenen Daten.

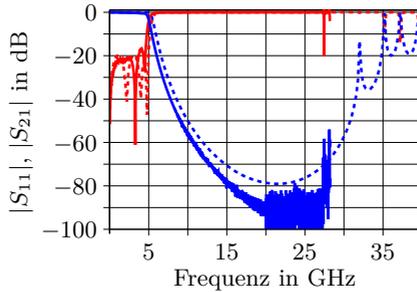


Bild 7.20: Simulierte Streuparameter des Filters aus Bild 7.18 ($\cdots |S_{21}|$, $\cdots |S_{11}|$) im Vergleich mit den gemessenen Streuparametern des gefertigten Filters ($- |S_{21}|$, $- |S_{11}|$). Die dargestellten Streuparameter sind jeweils auf eine Impedanz von 20Ω normiert.

8 Zusammenfassung

Die Arbeit behandelt ein Entwurfsverfahren für Filter auf der Grundlage der Koppelmatrixmethode; die Beschreibung der Filterfunktion erfolgt dabei durch verkoppelte Resonatoren. Eine vollständige Darstellung der Filter besteht aus den externen Güten der Resonatoren, die für die Ankopplung der Filter an die Quell- und Lastimpedanz verantwortlich sind, den Koppelfaktoren, die den Grad der Verkopplung der Resonatoren untereinander beschreiben, und den Resonanzfrequenzen der Resonatoren. Vorteilhaft ist der direkte Zusammenhang zwischen diesen Beschreibungselementen und der physikalischen Topologie des Filters, wodurch eine einfache Lokalisierung der zu ändernden Filterelemente möglich ist.

Ein Iterationsschritt des Entwurfsverfahrens beginnt mit der Extraktion einer Koppelmatrix aus der Streuparameterdarstellung des Filters. Durch den Vergleich mit und die Anpassung an die Koppelmatrix des Prototypen erfolgt auch eine schrittweise Annäherung der Streuparameterverläufe des betrachteten Filters und seines Prototyps. Dabei spielt es keine Rolle, ob die Streuparameter des Filters von einer Simulation oder einer Messung stammen, das Verfahren ist somit gleichermaßen für den Entwurf als auch für den Abgleich von Filtern geeignet.

Um eine hohe Genauigkeit zu erreichen ist jedoch bei verlustbehafteten Streuparametern eine Kompensation der Verluste notwendig. Zu diesem Zweck werden in der Arbeit verschiedene in der Literatur bekannte Verfahren untersucht und eine neuartige Methode, basierend auf der Feldtkeller-Gleichung und der Vorverzerrungs-Technik, vorgestellt. Anhand mehrerer praktischer Beispiele erfolgt die Demonstration der Genauigkeit und Robustheit dieser Methode.

Bisher beschränkt sich der Einsatz der Koppelmatrixmethode in der Literatur auf Bandpassfilter. In dieser Arbeit wird gezeigt, dass eine Erweiterung auf Tiefpassfilter nicht nur möglich ist, sondern auch effizient in der Praxis zur Entwicklung von solchen Filtern eingesetzt werden kann. Zu diesem Zweck werden die Grundlagen und Voraussetzungen dieser Erweiterung beschrieben und anschließend die Anwendbarkeit anhand eines Beispielfilters demonstriert.

Bei der Entwicklung von planaren Filtern treten häufig parasitäre Verkopplungen auf, die bei Nichtberücksichtigung zu erheblichen Abweichungen von der Filtercharakteristik führen können. Das in dieser Arbeit vorgestellte Entwurfsverfahren erfasst die parasitären Verkopplungen und ermöglicht so die Lokalisierung der betroffenen Stellen innerhalb des Filters.

In der Praxis erweist sich die Unterdrückung von parasitären Verkopplungen jedoch meistens als sehr schwierig, aus diesem Grund wird in der Arbeit eine alternative Vorgehensweise vorgeschlagen, bei der die parasitären Kopplungen in den Entwurf des Filters integriert werden. Die Spezifikation des Filters wird dadurch in der Regel nicht verletzt, wie anhand eines ausführlichen Beispiels eines planaren Bandpassfilters mit mehreren Transmissionsnullstellen gezeigt wird.

Neben den auch GUI-basierenden (*graphical user interface*) Entwurfswerkzeugen zur Synthese und zum Abgleich von Filtern umfasst die Arbeit einige neuartige Ansätze in der Filtertechnologie selbst. Vorgestellt wird ein Suspended-Stripline-Resonator, der im Vergleich zu den in der Literatur bekannten Resonatoren einen um den Faktor 4,5 kleineren Platzbedarf aufweist und gleichzeitig bessere Werte für die unbelastete Güte erreicht. Ein derart entworfenes und aufgebautes Bandpassfilter demonstriert die praktische Anwendbarkeit.

Aus Gründen der Störfestigkeit werden planare Filter oft durch Mehrlagenleiterkarten mit vollständig metallisierten Außenlagen und Via-Reihen realisiert. Der dadurch gebildete Hohlleiterresonator kann die Weitabsektion von Tiefpassfiltern nachhaltig verschlechtern. Im Rahmen der Arbeit wird eine effektive und kostengünstige Methode vorgeschlagen, um auftretende Hohlleiterresonanzen zu unterdrücken. Eine weitere Verbesserung der Weitabsektion von Tiefpassfiltern kann durch die vorgestellten Ansätze zur Verringerung der Ausdehnung von quasi-konzentrierten Bauelementen und durch die Änderung der Filter-Abschlussimpedanzen erreicht werden.

Abstract

A Design Procedure for Filters based on the Coupling Matrix Approach

This thesis deals with a filter design procedure which is based on a description of the filter through coupled resonators. The entire representation of the filter encompasses the external quality factors of the resonators which are responsible for coupling the filter to the external source and load impedance, the coupling coefficients describing the amount of coupling among the resonators, and the resonance frequencies of the resonators. A direct relationship between these describing elements and the physical topology of the filter is a great benefit of the coupling matrix approach.

Every iteration step of the procedure begins with the extraction of a coupling matrix deduced from scattering parameters. By comparing this coupling matrix to a theoretical one, the so called prototype of the filter, one can easily find out which elements of the filter need to be tuned. Approaching the extracted coupling matrix to the theoretical one in turn leads to better agreement of the respective scattering parameters thereby optimizing the filter performance in a purposive manner.

Whether the scattering parameters stem from a simulation or a measurement is of no concern for the proposed method, making it suitable not only for the design (synthesis) of filters, but also for tuning them. However, if there are losses present within a filter response, a compensation is necessary to obtain a high degree of accuracy. For that purpose, different methods from the literature have been assessed in the thesis, and a novel method which is based on a combination of Feldtkeller's equation and the predistortion technique is presented and verified by multiple examples.

In the literature the coupling matrix approach is known to be a valuable tool for the design of bandpass filters. In this thesis, it is shown that its usefulness can be extended to other filter types, in this case lowpass filters. For

that purpose, the basic principles and requirements for that extension are first discussed. Afterwards, its applicability is demonstrated by an example.

The design of planar filters often suffers from the occurrence of parasitic couplings which can severely deteriorate the filter performance if left disregarded. The design procedure presented in this thesis captures these parasitic couplings thereby allowing the localisation of the originating filter parts. In practice however, the suppression of parasitic couplings proves to be a difficult task. For that reason, a different approach, which integrates the parasitic couplings in the design process of the filter, is suggested in this work. Usually, this does not violate the specification of the filter, as is demonstrated by means of the design of a planar bandpass filters with multiple transmission zeros.

Besides the design procedure and its extensions, the thesis comprises some novel issues in filter technology itself. A novel resonator in suspended stripline technique is introduced, showing a size reduction factor of about 4.5 as compared to well-known resonators from the literature, concurrently achieving a better unloaded quality factor. The feasibility of this resonator is demonstrated by the design and manufacturing of an example filter.

For reasons of immunity to interference planar filters are often realised by employing multilayer printed circuit boards with fully metallized top and bottom layers as well as rows of vias. The resulting hollow waveguide can seriously impair the stopband behaviour of lowpass filters. This work presents a cheap and effective measure for suppressing potential hollow waveguide resonances. Further improvement of the stopband behaviour can be attained by the proposed approaches for decreasing the physical size of quasi concentrated components and by changing the source and load impedance of the filter.

Literaturverzeichnis

- [1] MATTHAEI, G. L.: *Interdigital Band-Pass Filters*. IRE Trans. Microw. Theory Tech., 10(6):479–491, 1962.
- [2] MATTHAEI, G. L.: *Design of parallel-coupled resonator filters*. IEEE Microwave Mag., 8(5):78–87, 2007.
- [3] YOUNG, LEO: *Stepped-Impedance Transformers and Filter Prototypes*. IRE Trans. Microw. Theory Tech., 10(5):339–359, September 1962.
- [4] DUNSMORE, JOEL: *Novel Filter Design Method using Time Domain Transforms*. In: *Proc. 29th European Microw. Conf.*, Band 3, Seiten 211–214, 1999.
- [5] DUNSMORE, JOEL: *Advanced Filter Tuning using Time Domain Transforms*. In: *Proc. 29th European Microw. Conf.*, Band 2, Seiten 72–75, 1999.
- [6] DUNSMORE, JOEL: *Tuning band pass filters in the time domain*. In: *Proc. IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest*, Band 3, Seiten 1351–1354, 1999.
- [7] NESS, J. B.: *A unified approach to the design, measurement, and tuning of coupled-resonator filters*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 46(4):343–351, 1998.
- [8] NESS, JOHN B.: *Alignment of cross-coupled resonator filters using the group delay technique*. Microw. Optical Tech. Lett., 18(3):174–179, 1998.
- [9] LINDNER, ANTON: *Ein rechnergestütztes System zum automatisierten Abgleich von Hochfrequenzfiltern*. Doktorarbeit, Technische Universität München, 2007.

- [10] BANDLER, J. W., R. M. BIERNACKI, SHAO HUA CHEN, P. A. GROBELNY und R. H. HEMMERS: *Space mapping technique for electromagnetic optimization*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 42(12):2536–2544, 1994.
- [11] BANDLER, J.W., R.M. BIERNACKI, SHAO HUA CHEN, R.H. HEMMERS und K. MADSEN: *Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 43(12):2874–2882, Dezember 1995.
- [12] BAKR, M.H., J.W. BANDLER, N. GEORGIEVA und K. MADSEN: *A hybrid aggressive space-mapping algorithm for EM optimization*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 47(12):2440–2449, Dezember 1999.
- [13] YE, SHEN und R. R. MANSOUR: *An innovative CAD technique for microstrip filter design*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 45(5):780–786, 1997.
- [14] BILA, S.: *Direct electromagnetic optimisation method for microwave filter design*. Electron. Lett., 35(5):400–401, 1999.
- [15] BILA, S., D. BAILLARGEAT, M. AUBOURG, S. VERDEYME, P. GUILLON, F. SEYFERT, J. GRIMM, L. BARATCHART, C. ZANCHI und J. SOMBRIN: *Direct electromagnetic optimization of microwave filters*. IEEE Microwave Mag., 2(1):46–51, 2001.
- [16] PEIK, S. F. und R. R. MANSOUR: *A novel design approach for microwave planar filters*. In: *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, Band 2, Seiten 1109–1112, 2002.
- [17] VALKENBURG, M. E. VAN: *Introduction to Modern Network Synthesis*. John Wiley & Sons, 1960.
- [18] POZAR, DAVID M.: *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons, 2005.
- [19] RIZZI, PETER A.: *Microwave Engineering Passive Circuits*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1988.
- [20] CAMERON, RICHARD J., CHANDRA M. KUDSIA und RAAFAT R. MANSOUR: *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design, and Applications*. John Wiley & Sons, 2007.

-
- [21] LATHI, B. P.: *Linear Systems and Signals*. Berkeley-Cambridge Press, 1992.
- [22] PAARMANN, LARRY D.: *Design and Analysis of Analog Filters*. Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [23] MATTHAEI, G., L. YOUNG und E.M.T. JONES: *Microwave filters, impedance matching networks, and coupling structures*. Artech House, 1980.
- [24] ABRAMOWITZ, MILTON und IRENE A. STEGUN: *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. Dover Publications, New York, 1964.
- [25] SAAL, RUDOLF: *Handbuch zum Filterentwurf*. Hüthig, 1988.
- [26] RHODES, J. D. und S. A. ALSEYAB: *The generalized chebyshev low-pass prototype filter*. International Journal of Circuit Theory and Applications, 8(2):113–125, 1980.
- [27] CAMERON, R. J.: *General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 47(4):433–442, 1999.
- [28] ATIA, A. E. und A. E. WILLIAMS: *Narrow-Bandpass Waveguide Filters*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 20(4):258–265, 1972.
- [29] HONG, JIA-SHEN G. und M. J. LANCASTER: *Microstrip Filters for RF and Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2001.
- [30] ATIA, A., A. WILLIAMS und R. NEWCOMB: *Narrow-band multiple-coupled cavity synthesis*. IEEE Trans. Circuits Syst., 21(5):649–655, September 1974.
- [31] AMARI, S.: *Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 48(9):1559–1564, 2000.
- [32] CAMERON, R. J.: *General prototype network-synthesis methods for microwave filters*. ESA Journal, 6:193–206, 1982.
- [33] ATIA, A. und A. WILLIAMS: *New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders*. Comsat Technical Review, 1(1):21–43, 1971.

- [34] STRANG, GILBERT: *Lineare Algebra*. Springer, 2003.
- [35] GOLUB, GENE H. und CHARLES F. VAN LOAN: *Matrix Computations*. The John Hopkins University Press, 1996.
- [36] *Matlab, Version 2011b, The Mathworks*.
- [37] HOUSEHOLDER, A. S.: *Unitary Triangularization of a Nonsymmetric Matrix*. Journal of the ACM, 5:339–342, 1958.
- [38] WILLIAMS, A.E.: *A Four-Cavity Elliptic Waveguide Filter*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 18(12):1109–1114, Dezember 1970.
- [39] HONG, J.S. und M.J. LANCASTER: *Canonical microstrip filter using square open-loop resonators*. Electron. Lett., 31(23):2020–2022, November 1995.
- [40] AMARI, S.: *On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology*. IEEE Trans. Microw. Guid. Wave Lett., 9(9):354–356, 1999.
- [41] CAMERON, R. J.: *Advanced Filter Synthesis*. IEEE Microwave Mag., 12(6):42–61, 2011.
- [42] THOMAS, J. B.: *Cross-coupling in coaxial cavity filters – a tutorial overview*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 51(4):1368–1376, 2003.
- [43] BAHL, INDER J.: *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House, Norwood, 2003.
- [44] *Sonnet em, Version 12.52, Sonnet Software Inc., North Syracuse*. <http://www.sonnetsoftware.com/>.
- [45] ROSENBAUM, GLEN VAR: *RF Capacitive-Coupled Filters*. Applied Microwave and Wireless, Oktober 1998.
- [46] MENZEL, W. und A. BALALEM: *Suspended Stripline Bandpass Filters with Inductive and Mixed Coupling*. In: *Proc. German Microwave Conf., GEMIC2006*, März 2006.
- [47] CAUCHY, A. L.: *Sur la formule de Lagrange relative a l'interpolation*. Analyse Algebrique, Paris, 1821.

- [48] HOFFMAN, JOE D.: *Numerical Methods for Engineers and Scientists*. McGraw-Hill, 1992.
- [49] LAMPEREZ, ALEJANDRO GARCIA, TAPAN K. SARKAR und MAGDALENA SALAZAR PALMA: *Filter Model Generation from Scattering Parameters using the Cauchy Method*. In: *Proc. 32nd European Microwave Conf.*, Seiten 1–4, 2002.
- [50] GARCIA-LAMPEREZ, A., S. LLORENTE-ROMANO, M. SALAZAR-PALMA und T. K. SARKAR: *Fast direct electromagnetic optimization of a microwave filter without diagonal cross-couplings through model extraction*. In: *Proc. 33rd European Microwave Conf.*, Band 3, Seiten 1361–1364, 2003.
- [51] GARCIA-LAMPEREZ, A., S. LLORENTE-ROMANO, M. SALAZAR-PALMA und T. K. SARKAR: *Efficient electromagnetic optimization of microwave filters and multiplexers using rational models*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 52(2):508–521, 2004.
- [52] LAMPEREZ, A. G., T. K. SARKAR und M. S. PALMA: *Generation of accurate rational models of lossy systems using the Cauchy method*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 14(10):490–492, 2004.
- [53] MACCHIARELLA, G. und D. TRAINA: *A formulation of the Cauchy method suitable for the synthesis of lossless circuit models of microwave filters from lossy measurements*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 16(5):243–245, 2006.
- [54] TRAINA, D. und G. MACCHIARELLA: *Novel Formulations of the Cauchy Method Suitable for the Synthesis of Microwave Filters and Duplexers*. In: *Proc. 36th European Microwave Conf.*, Seiten 737–740, 2006.
- [55] MACCHIARELLA, G.: *Extraction of Unloaded Q and Coupling Matrix From Measurements on Filters With Large Losses*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 20(6):307–309, 2010.
- [56] KOTTAPALLI, K., T. K. SARKAR, Y. HUA, E. K. MILLER und G. J. BURKE: *Accurate computation of wide-band response of electromagnetic systems utilizing narrow-band information*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 39(4):682–687, 1991.

- [57] ADVE, R. S., T. K. SARKAR, S. M. RAO, E. K. MILLER und D. R. PFLUG: *Application of the Cauchy method for extrapolating/interpolating narrowband system responses*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 45(5):837–845, 1997.
- [58] VAN HUFFEL, SABINE: *Analysis of the total least squares problem and its use in parameter estimations*. Doktorarbeit, Katholieke Universiteit Leuven, 1990.
- [59] *CST Microwave Studio*. <http://www.cst.com>.
- [60] *Agilent Momentum*. www.agilent.com/find/eesof-momentum.
- [61] MIRAFTAB, V. und MING YU: *Generalized Lossy Microwave Filter Coupling Matrix Synthesis and Design Using Mixed Technologies*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 56(12):3016–3027, 2008.
- [62] MIRAFTAB, V. und M. YU: *Generalized lossy microwave filter coupling matrix synthesis and design*. In: *Microw. Symp. Dig., 2008 IEEE MTT-S International*, Seiten 627–630, Juni 2008.
- [63] MIRAFTAB, V. und MING YU: *Advanced Coupling Matrix and Admittance Function Synthesis Techniques for Dissipative Microwave Filters*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 57(10):2429–2438, 2009.
- [64] WILLIAMS, A.E., W.G. BUSH und R.R. BONETTI: *Predistortion Techniques for Multicoupled Resonator Filters*. In: *Microw. Symp. Dig., 1984 IEEE MTT-S International*, Seiten 290–291, Juni 1984.
- [65] GUYETTE, A.C., I.C. HUNTER und R.D. POLLARD: *The Design of Microwave Bandpass Filters Using Resonators With Nonuniform Q*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 54(11):3914–3922, November 2006.
- [66] GUYETTE, A.C., I.C. HUNTER und R.D. POLLARD: *Exact Synthesis of Microwave Filters with Nonuniform Dissipation*. In: *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, Seiten 537–540, Juni 2007.
- [67] ROGERS: *RO3000 Series High Frequency Circuit Materials*. Rogers Corporation, <http://www.rogerscorp.com/>.
- [68] KUCHLING, HORST: *Taschenbuch der Physik*. Fachbuchverlag Leipzig, 1999.

- [69] COHN, S. B.: *Dissipation Loss in Multiple-Coupled-Resonator Filters*. Proc. IRE, 47(8):1342–1348, 1959.
- [70] ORCHARD, H. und G. TEMES: *Filter Design Using Transformed Variables*. IEEE Trans. Circuit Theory, 15(4):385–408, 1968.
- [71] TRAINA, D., G. MACCHIARELLA und J. BERTELLI: *Computer-aided tuning of GSM base-station filters – experimental results*. In: *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, Seiten 587–590, Januar 2006.
- [72] HOFFMANN, REINMUT K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. Springer, 1983.
- [73] LEVY, R., R.V. SNYDER und G. MATTHAEI: *Design of microwave filters*. IRE Trans. Microw. Theory Tech., 50(3):783–793, März 2002.
- [74] SWANSON, DANIEL G. und WOLFGANG J. R. HOEFER: *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*. Artech House, 2003.
- [75] HARRINGTON, ROGER F.: *Field Computation by Moment Methods*. IEEE Press, 1992.
- [76] RAUTIO, J.C. und R.F. HARRINGTON: *An Electromagnetic Time-Harmonic Analysis of Shielded Microstrip Circuits*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 35(8):726–730, August 1987.
- [77] SILVESTER, P. P. und R. L. FERRARI: *Finite Elements for Electrical Engineers*. Cambridge University Press, Cambridge, 3. Auflage, 1996.
- [78] KUNZ, KARL S. und RAYMOND J. LUEBBERS: *Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. CRC-Press, 1. Auflage, 1993.
- [79] TAFLOVE, ALLEN und SUSAN C. HAGNESS: *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method, Third Edition*. Artech House, 3. Auflage, 2005.
- [80] ELSHERBENI, ATEF und VEYSEL DEMIR: *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics: With MATLAB Simulations*. SciTech Publishing, 2009.
- [81] VOLAKIS, JOHN L. und KUBILAY SERTEL: *Integral Equation Methods for Electromagnetics*. SciTech Publishing, 2012.

- [82] JOHNS, P.B. und R.L. BEURLE: *Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix*. Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of, 118(9):1203–1208, September 1971.
- [83] RUSSELL, JESSE und RONALD COHN: *Transmission-line matrix method*. Book on Demand Ltd., 2012.
- [84] ITOH, TATSUO: *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. Wiley-Interscience, 1989.
- [85] WIKIPEDIA: *Versuch und Irrtum — Wikipedia, Die freie Enzyklopädie*, 2012. [Online; Stand 6. September 2012].
- [86] BILZER, H., F. FRANK und W. MENZEL: *A space mapping method allowing models with different parameter rank and physical meanings for coarse and fine model*. In: *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 2005.
- [87] BAKR, M.H., J.W. BANDLER, R.M. BIERNACKI, SHAO HUA CHEN und K. MADSEN: *A trust region aggressive space mapping algorithm for EM optimization*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 46(12):2412–2425, Dezember 1998.
- [88] PEIK, S. F., R. R. MANSOUR und Y. L. CHOW: *Multidimensional Cauchy method and adaptive sampling for an accurate microwave circuit modeling*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 46(12):2364–2371, 1998.
- [89] HONG, JIA-SHENG und M. J. LANCASTER: *Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 44(11):2099–2109, 1996.
- [90] VALKENBURG, M. E. VAN: *Network Analysis*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1965.
- [91] RUF, RAPHAEL und WOLFGANG MENZEL: *Optimization of lowpass filters using the coupling matrix approach*. In: *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, Seiten 1566–1569, Dezember 2011.
- [92] ANDERS, PETER und FRITZ ARNDT: *Microstrip Discontinuity Capacitances and Inductances for Double Steps, Mitered Bends with Arbitrary Angle, and Asymmetric Right-Angle Bends*. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 28(11):1213–1217, 1980.

- [93] RHODES, J. D.: *Suspended substrates provide alternatives to coax*. *Micro-wave Syst. News*, 9:134–143, 1979.
- [94] MENZEL, W. und A. BALALEM: *Quasi-lumped suspended stripline filters and diplexers*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 53(10):3230–3237, 2005.
- [95] MENZEL, W. und M. S. TITO: *Miniaturized Suspended Stripline Filters for Integration into Extended Circuits*. In: *Proc. 36th European Microwave Conf*, Seiten 909–912, 2006.
- [96] RUF, RAPHAEL und WOLFGANG MENZEL: *A Novel Compact Suspended Stripline Resonator*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 22(9):444–447, 2012.
- [97] BALALEM, A., W. MENZEL, J. MACHAC und A. OMAR: *A Simple Ultra-Wideband Suspended Stripline Bandpass Filter With Very Wide Stop-Band*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 18(3):170–172, 2008.
- [98] MENZEL, W. und J. AL-ATTARI: *Suspended Stripline Filters Integrated with Standard Multilayer Printed Circuit Boards*. In: *Proc. German Microwave Conf.*, Seiten 1–4, 2009.
- [99] CHI, CHEN-YU und G.M. REBEIZ: *Planar microwave and millimeter-wave lumped elements and coupled-line filters using micro-machining techniques*. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 43(4):730–738, April 1995.
- [100] ROGERS: *RO4000 Series High Frequency Circuit Materials*. Rogers Corporation, <http://www.rogerscorp.com/>.
- [101] WU, KE, D. DESLANDES und Y. CASSIVI: *The substrate integrated circuits – a new concept for high-frequency electronics and optoelectronics*. In: *Proc. 6th Int. Conf. Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service TELSIKS 2003*, Band 1, 2003.
- [102] RUF, RAPHAEL und WOLFGANG MENZEL: *Compact stripline lowpass filters with very wide stopband*. In: *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, Seiten 411–414, Dezember 2011.

Lebenslauf

Der Lebenslauf wurde aus Gründen des Datenschutzes entfernt.

Liste der eigenen Veröffentlichungen

- [1] Ruf, Raphael und Wolfgang Menzel: *Optimization of lowpass filters using the coupling matrix approach*. In: *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, Seiten 1566–1569, Dezember 2011.
- [2] Ruf, Raphael und Wolfgang Menzel: *Compact stripline lowpass filters with very wide stopband*. In: *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2011 Asia-Pacific*, Seiten 411–414, Dezember 2011.
- [3] Ruf, Raphael und Wolfgang Menzel: *A Novel Compact Suspended Stripline Resonator*. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, 22(9):444–447, 2012.