

Giuseppe Pepe

EINE NEUE METHODE FÜR DEN
RECHNERGESTÜTZTEN ABGLEICH VON
MIKROWELLENFILTERN AUS
GEKOPPELTEN RESONATOREN

Backnang, Januar 2004

EINE NEUE METHODE FÜR DEN
RECHNERGESTÜTZTEN ABGLEICH VON
MIKROWELLENFILTERN AUS GEKOPPELTEN
RESONATOREN

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informationstechnik
der Bergischen Universität Wuppertal
angenommene Dissertation
zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs

von
Diplom-Ingenieur
Giuseppe Pepe

Dissertation eingereicht am: 30.01.2004
Tag der mündlichen Prüfung: 30.04.2004
Referent: Prof. Dr.-Ing. H. Chaloupka
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. V. Hansen

*A mia moglie
Elena*

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	1
1 Grundlagen der Synthese von Reaktanzfiltern	3
1.1 Einleitung	3
1.2 Betriebseigenschaften von Reaktanzfiltern	3
1.2.1 Beidseitig abgeschlossenes Reaktanzfilter	3
1.2.2 Einseitig abgeschlossenes Reaktanzfilter	7
1.3 Bedingungen für die Realisierbarkeit	8
1.4 Approximationsverfahren	10
1.5 Berechnung von Filtern aus konzentrierten Elementen	12
1.5.1 Berechnung durch Extraktion	13
1.5.2 Berechnung durch Orthonormierung	15
1.5.3 Berechnung durch Optimierung	17
1.6 Ähnlichkeitstransformationen	17
1.7 Filtersynthese und rechnergestützter Abgleich	19
1.8 Zusammenfassung	21
2 Stand der Forschung zum rechnergestützten Filterabgleich	22
2.1 Einleitung	22
2.2 Zur Notwendigkeit des Abgleichs	22
2.3 Optimaler Entwurf	26
2.4 Fehleranalyse	27
2.5 Theoretische Formulierung des Problems des Abgleichs	28
2.6 Deterministischer Abgleich	29
2.7 Funktioneller Abgleich	30
2.7.1 Abgleich basierend auf der Kurzschlussmethode	30
2.7.2 Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix	32
2.7.3 Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse	33
2.7.4 Abgleich im Zeitbereich	34
2.7.5 Weitere Abgleichverfahren	35
2.8 Zusammenfassung	35
3 Ein neuartiger Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren	37
3.1 Einleitung	37
3.2 Ersatzschaltung eines Mikrowellenfilters	37
3.2.1 Allgemeine Betrachtungen	38
3.2.2 Berechnung der Filterparameter	40
3.2.3 Berechnung der Streuparameter	42
3.2.4 Beispiel eines vierkreisigen Filters	43
3.3 Definition des Algorithmus	43
3.3.1 Systematik	44
3.3.2 Auswahl der zu optimierenden Parameter	49
3.3.3 Analytischer Gradient der Fehlerfunktion	52
3.3.4 Auswahlkriterium des Korrekturlements beim Abgleich	54
3.4 Beispiele zum Filterabgleich	55
3.5 Diagnosefähigkeiten	62
3.6 Beispiel zur Filterdiagnose	62
3.7 Vorteile und Grenzen des Verfahrens	64
3.8 Zusammenfassung	65

4	Zusätzlicher Feinabgleich von beidseitig abgeschlossenen Filtern durch Optimierung der Koppelmatrix	67
4.1	Einleitung	67
4.2	Adaptives Abtastverfahren von Streuparametern	67
4.2.1	Abtastung durch Least-Squares-Singulärwertzerlegung	68
4.2.2	Abtastung durch Total-Least-Squares-Singulärwertzerlegung	69
4.2.3	Abtastung durch rekursive Prozeduren	70
4.2.4	Algorithmus zum adaptiven Abtastverfahren	71
4.2.5	Vergleich der Abtastverfahren	73
4.3	Abgleich durch gemessene Pol- und Nullstellen der Transferfunktion	75
4.4	Abgleich durch gemessene Stützstellen	77
4.5	Vorteile und Grenzen des Verfahrens	77
4.6	Beispiele zum Filterabgleich	78
4.7	Zusammenfassung	82
5	Zusätzlicher Feinabgleich eines Filters im Multiplexer durch Optimierung der Koppelmatrix	83
5.1	Einleitung	83
5.2	Ersatzschaltung eines Multiplexers mit Sammelhohlleiter	83
5.2.1	Blockschaltbild eines Multiplexers	83
5.2.2	Ersatzschaltung eines Kanalfilters	85
5.2.3	Entwurf eines Multiplexers	88
5.3	Anpassungsnetzwerk eines Kanalfilters	89
5.4	Algorithmus zur Optimierung der Koppelmatrix	90
5.5	Vorteile und Grenzen des Verfahrens	91
5.6	Beispiel zum Filterabgleich	91
5.7	Zusammenfassung	95
6	Zusätzlicher Feinabgleich durch Empfindlichkeitsanalyse	97
6.1	Einleitung	97
6.2	Algorithmus zum rechnergestützten Abgleich	97
6.2.1	Messung der Empfindlichkeitsmatrix	98
6.2.2	Berechnung des Korrekturvektors	99
6.2.3	Auswahlkriterium der Korrekturalemente beim Abgleich	100
6.3	Vorteile und Grenzen des Verfahrens	101
6.4	Beispiel zum Filterabgleich	101
6.5	Zusammenfassung	102
	Zusammenfassung und Ausblick	103
	Literaturverzeichnis	105
	Danksagung	117

Einleitung

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und Implementierung einer neuen Methode für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern und Multiplexern für Raumfahrtanwendungen. Typische Spezifikationen für solche Filter erfordern schmale relative Bandbreiten, eine niedrige Dämpfung im Durchlassbereich und geeignetes Frequenzverhalten im Sperrbereich. Zur Erfüllung dieser Erfordernisse wird meistens die Hohlleitertechnologie eingesetzt, wobei die Filter durch gekoppelte Resonatoren mit hohen unbelasteten Güten in Single- und Dual-Mode Technologie realisiert werden. Diese passiven Komponenten müssen für die Raumfahrtanwendung qualifiziert und daher trotz höchster Qualitätsanforderungen mit möglichst geringem Zeitaufwand und kostengünstig gefertigt werden. Daher ist es notwendig, den in der Literatur sogenannten *optimalen Entwurf* durchzuführen. Dieser Entwurf erfüllt einerseits die Spezifikationen und minimiert andererseits die Herstellungskosten. Das ist ein allgemeines Ziel, das die Mitwirkung der gesamten Produktlinie vom elektrischen Entwurf bis zur Testphase und Lieferung erforderlich macht. Die Verfügbarkeit von effizienten Simulationswerkzeugen und im Allgemeinen die Rechnerunterstützung ist für den optimalen Entwurf von Filtern und Multiplexern auf jeden Falls unerlässlich.

Die Notwendigkeit, Software für den rechnergestützten Abgleich zu entwickeln, ergibt sich aus der Tatsache, dass die Fertigungsverfahren mit endlichen Toleranzen behaftet sind und höhere Anforderungen an die Fertigungsgenauigkeit höhere Kosten bedingen. Das Problem wird von bestimmten Variablen gekennzeichnet. Diese sind die relative Bandbreite und die Mittenfrequenz des Filters, Filtergrad und Filtercharakteristik. Filter mit schmaler relativer Bandbreite, hoher absoluter Betriebsfrequenz und komplexen Anforderungen an den Frequenzgang von Betrag und Phase der Übertragungsfunktion erfordern die Einhaltung kleiner Toleranzen. Das gilt besonders für die meisten Filter für die Satellitenkommunikation, wie z. B. die Kanalfilter eines Ausgangsmultiplexers und die hochkreisigen selbstentzerrenden Kanalfilter eines Eingangsmultiplexers. Diese Filter sind sehr empfindlich und machen somit eine Abstimmung des Filters nach der Fertigung notwendig. Dieser Abgleich wird durch die Einstellung derjenigen Filterparameter erzielt, welche das Verhalten des Filters maßgeblich bestimmen, nämlich der Resonanzfrequenzen und Kopplungen. Der optimale Entwurf muss in diesem Fall den besten Kompromiss zwischen Fertigungs- und Abgleichkosten schließen. Ein Weg, dieses Ziel zu erreichen, ist die Minimierung der Abgleichkosten durch rechnergestützten Abgleich und wird in dieser Dissertation behandelt.

Da die Abstimmung eines Filters ohne die Unterstützung des Computers extrem zeitaufwändig und teuer ist, wurden in der Literatur verschiedene Algorithmen präsentiert. Die Eigenschaften dieser Methoden werden in Kapitel 2 untersucht. Die besten vorgeschlagenen Algorithmen unterstützen aber nur den letzten *Feinabgleich*, wo kleine Abweichungen der Filterparameter detektiert und korrigiert werden können. Der sogenannte *Vorabgleich*, wo die größten Parameteränderungen korrigiert werden müssen, wird nicht unterstützt. Das Problem ist einfach zu erklären. Der Stand der Kopplungen und Resonanzfrequenzen nach der Fertigung und der Montage des Filters ist zufällig und schwierig zu modellieren. Das *inverse Problem*, nämlich die Identifizierung der Parameter aus gemessenen Daten, ist kompliziert und uneindeutig. Die Algorithmen funktionieren also nur unter der notwendigen Annahme, dass die Kopplungen und Resonanzfrequenzen des gemessenen Filters den berechneten bereits sehr nah sind. Das sichert die *Lösbarkeit* (siehe Kapitel 2) der Parameteridentifizierung und die Konvergenz des Abgleichs.

Der neuartige Algorithmus, der in Kapitel 3 beschrieben wird, löst das inverse Problem und erlaubt den vollständigen Abgleich, (Vor- und Feinabgleich) eines Mikrowellenfilters aus

gekoppelten Resonatoren. Der Anfangszustand für die Abstimmprozedur ist ein definiert verstimmtes Filter, bei dem alle Resonanzfrequenzen stark verstimmt und alle Kopplungen minimiert sind. Dieser Zustand ist sowohl schnell zu realisieren, als auch einfach zu modellieren. Für diesen Anfangszustand und auch für das ideale Filterverhalten werden Filtermodelle generiert. Ein weiteres aktuelles und adaptives Modell folgt dem Filterzustand während des Abgleichs und ist die wichtigste Neuheit des Verfahrens. Die Parameter des aktuellen Modells, nämlich Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen, werden durch eine Methode zur Parameteridentifizierung bestimmt. Das Ziel des rechnergestützten Abgleichs ist die Konvergenz des adaptiven Modells auf das ideale Modell. Der praktische Abgleich wird durch die sequentielle Abstimmung jeder Resonanzfrequenz und Kopplung durchgeführt. Der Algorithmus erlaubt gleichzeitig die Einstellung der Filterparameter und die *Diagnose*, d. h. die Identifikation der fehlerbehafteten Parameter, deren Werte außerhalb des Toleranzbereichs liegen. Fehlerbehaftete oder unabgleichbare Parameter können also einfach detektiert und korrigiert werden. Durch den neuen vorgeschlagenen Ansatz werden alle einstellbaren Filterparameter systematisch eingestellt und die Zielfunktion erreicht.

Kapitel 1 führt die theoretischen Grundlagen der Filtertheorie ein, die in der Fortsetzung der Arbeit gebraucht werden. Kapitel 4, 5 und 6 erläutern weitere Möglichkeiten, den Feinabgleich durchzuführen. Der Stand des Filters nach der Anwendung der neuen Methode ist nämlich eine Funktion der Genauigkeit der Einstellung. Sehr genaue Abstimmungen führen das Filter in einen Zustand, wo überhaupt kein Feinabgleich mehr gebraucht wird. Der Feinabgleich ist jedenfalls eine zusätzliche Möglichkeit, das Frequenzverhalten des Filters zu verbessern und wird durch die Optimierung der Koppelmatrix oder die Empfindlichkeitsanalyse durchgeführt. Zahlreiche Beispiele zum Filterabgleich zeigen erhebliche Reduktion der Abgleichzeiten für Filter und Multiplexer und bestätigen die Gültigkeit der vorgeschlagenen Methode.

1 Grundlagen der Synthese von Reaktanzfiltern

1.1 Einleitung

Die Theorie der Filtersynthese und die Modellierung eines gemessenen schmalbandigen Mikrowellenfilters durch eine Vierpolersatzschaltung bilden die Voraussetzungen für einen effizienten Abgleichsalgorithmus. Das Studium dieses Kapitels der Grundlagen der Filtersynthese ist deshalb unentbehrlich für das Verständnis der vorliegenden Arbeit. Hier wird die Theorie der Reaktanzfilter aus konzentrierten Elementen behandelt. Zur Modellierung von Filtern aus gekoppelten Resonatoren wären Ersatzschaltungen aus verteilten statt konzentrierten Elementen besser geeignet. Geschlossene Syntheseverfahren für den Fall beliebig verteilter Elemente sind derzeit jedoch nicht bekannt. Die Verfügbarkeit von zahlreichen analytischen Verfahren für die Synthese von Reaktanzvierpolen und die Einfachheit, mit der diese Schaltungen in Schaltungen aus verteilten Elementen transformiert werden können, machen die Synthese von Reaktanzfiltern auch für die Hochfrequenztechnik geeignet. Reaktanzvierpole repräsentieren aber nur eine Näherungslösung für schmalbandige Mikrowellenfilter, die Bandbreite der modellierten Filter ist daher beschränkt.

Im Folgenden werden die Voraussetzungen der Realisierbarkeit, das Problem der Approximation und die typischen Berechnungsverfahren von ein- und beidseitig abgeschlossenen minimal- oder nichtminimalphasigen Reaktanzfiltern eingeführt. In Kapitel 1.7 werden die Besonderheiten einiger Abgleichsalgorithmen untersucht, die auf der Theorie der Synthese von Reaktanzfiltern basieren und die das inverse Problem behandeln. Wenn diese Parameter erst einmal abgeleitet sind, können sie mit den Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des idealen Filters verglichen werden. Dieser Vergleich ergibt die fehlerbehafteten Parameter, welche durch Abstimmung korrigiert werden müssen.

1.2 Betriebseigenschaften von Reaktanzfiltern

Dieses Kapitel beschreibt die Haupteigenschaften von ein- und beidseitig abgeschlossenen schmalbandigen Filtern. Obwohl die klassische Literatur des Filterentwurfs sich hauptsächlich mit der Synthese von beidseitig abgeschlossenen Filtern beschäftigt, hat die Entwicklung von Multiplexern mit eng benachbarten Kanälen in den letzten Jahrzehnten zum Einsatz von einseitig abgeschlossenen Filtern geführt. Diese Schaltungen liefern exzellente Startwerte für die Optimierung von hochkanaligen Multiplexern [Cri 64, Che 76, Pep 00], die optimierten Kanäle können fast wie einseitig abgeschlossene Filter betrachtet werden. Die Theorie des rechnergestützten Abgleichs darf daher diese Klasse von Filtern nicht vernachlässigen.

1.2.1 Beidseitig abgeschlossenes Reaktanzfilter

Wird ein Reaktanzfilter an beiden Toren mit einem ohmschen Widerstand abgeschlossen, wobei noch Spannungsquellen in Serie oder Stromquellen parallel zugeschaltet sein dürfen, spricht man von einem beidseitig abgeschlossenen Reaktanzfilter.

Das Verhalten des Filters wird mit Hilfe von komplexwertigen Spannungen und Strömen als Funktionen der komplexen Frequenz $s = \sigma + j\omega$ beschrieben. Diese komplexwertigen Größen bedeuten im Allgemeinen die Laplace-Transformierte von zeitabhängigen Größen. Im Sonderfall $s = j\omega$ sind sie die zum stationären zeitharmonischen Fall mit der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$ gehörigen Phasoren. Um den allgemeinen Fall zu beschreiben, werden die meisten Zusammenhänge als Funktion der komplexen Frequenz s dargestellt. Einige Ausdrücke gelten jedoch nur für $s = j\omega$.

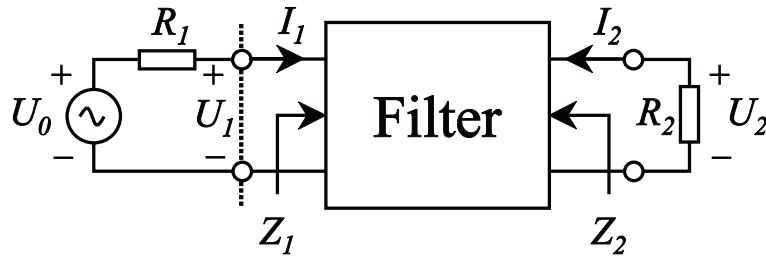


Abbildung 1: Beidseitig abgeschlossenes Filter.

Abbildung 1 zeigt ein Beispiel eines beidseitig mit ohmschen Widerständen R_1 und R_2 abgeschlossenen Filters. Das Zweitor wird von einer Spannungsquelle $U_0(s)$ gespeist. Der frequenzunabhängigen Innenwiderstand der Quelle ist R_1 , während $Z_1(s)$ und $Z_2(s)$ die komplexwertigen frequenzabhängige Eingangs- und Ausgangsimpedanzen des Filters bedeuten. Die maximal verfügbare Wirkleistung der Quelle ist $P_{max}=|U_0(j\omega)|^2/8R_1$. Die an der Last abgegebene Wirkleistung ist $P_2=|U_2(j\omega)|^2/2R_2$. Das Verhältnis zwischen P_{max} und P_2 definiert die Leistungsübertragung von der Quelle zur Last [Saa 58]:

$$\frac{P_{max}}{P_2} = \frac{R_2}{4R_1} \left| \frac{U_0(j\omega)}{U_2(j\omega)} \right|^2. \quad (1)$$

Die vollständig Leistungsübertragung entspricht der Bedingung $P_2=P_{max}$.

Das Betriebsverhalten eines beidseitig abgeschlossenen Filters wird vollständig durch die Streumatrix $[S]$ beschrieben. Die Elemente der Streumatrix sind die sogenannten Streuparameter. Sie sind im Allgemeinen komplexe Größen und Funktionen von s . Ihre übliche Darstellung in Betrag und Phase ist:

$$S_{ij}(j\omega) = |S_{ij}(j\omega)|e^{j\varphi_{ij}(\omega)}. \quad (2)$$

Bei dem in Abbildung 1 gezeigten Zweitor ist der Betriebsübertragungsfaktor

$$S_{21}(s) = \frac{2U_2(s)}{U_0(s)} \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}. \quad (3)$$

Sein Betragsquadrat bei $s=j\omega$ entspricht P_2/P_{max} , also dem Verhältnis der an der Last abgegebenen Wirkleistung zur maximal verfügbaren Leistung der Quelle. Für reziproke Netzwerke gilt $S_{12}=S_{21}$. Der Reflexionsfaktor am ersten Tor ergibt sich aus der Eingangsimpedanz Z_1 und dem Abschlusswiderstand R_1 über

$$S_{11}(s) = \frac{Z_1(s) - R_1}{Z_1(s) + R_1}. \quad (4)$$

Bei eingangsseitiger Anpassung gilt $Z_1=R_1$ und es tritt die gesamte verfügbare Wirkleistung der Quelle durch das Eingangstor in das Filter ein. Der Ausgangsreflexionsfaktor S_{22} ergibt sich analog zu Gleichung 4 aus der Impedanz Z_2 und dem Abschlusswiderstand R_2 . Üblicherweise werden die Beträge der Streuparameter für $s=j\omega$ logarithmisch dargestellt oder mit umgekehrten Vorzeichen als Betriebsdämpfung a_{21}

$$\frac{a_{21}(\omega)}{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{21}(j\omega)|} \quad (5)$$

bzw. analog als Reflexionsdämpfung a_{11}

$$\frac{a_{11}(\omega)}{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{11}(j\omega)|} \quad (6)$$

definiert. Die Gruppenlaufzeit τ_{21} drückt aus, welche Zeit die Einhüllende eines schmalbandigen Signals mit der Mittenfrequenz ω benötigt, um das Zweitor zu durchlaufen:

$$\tau_{21}(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \varphi_{21}(\omega). \quad (7)$$

Man kann jedes Signal durch Superposition schmalbandiger Signale verschiedener Mittenfrequenz darstellen. Ist die Gruppenlaufzeit frequenzunabhängig, benötigen alle diese Frequenzanteile die gleiche Zeit, um das Filter zu passieren. Wenn zusätzlich die Dämpfung frequenzunabhängig ist, wird ein betrachtetes bandbegrenztetes Signal nicht verzerrt. Analog zu τ_{21} definiert man die Gruppenlaufzeit τ_{11} für das reflektierte Signal S_{11} .

Betriebsübertragungsfaktor und Reflexionsfaktoren einer Filterschaltung aus konzentrierten Elementen sind gebrochene rationale Funktionen von s [Hum 70]. Sie werden durch die folgenden Polynome dargestellt:

$$S_{21}(s) = \frac{P(s)}{E(s)} \quad S_{11}(s) = \frac{F(s)}{E(s)} \quad S_{22}(s) = \frac{C(s)}{E(s)}. \quad (8)$$

Für LC Filter sind die Koeffizienten der Polynome $E(s)$, $F(s)$, $C(s)$ und $P(s)$ reell. Bei der Modellierung von Reaktanzbandpässen wird diesen zweckmäßigerweise ein äquivalenter Tiefpass zugeordnet. Da dieser äquivalente Tiefpass im Prinzip durch Verschiebung der Pole und Nullstellen des Bandpassfilters in den Tiefpassbereich entsteht, hat er im Allgemeinen nicht die Eigenschaften eines realisierbaren LC Tiefpasses. Im Fall asymmetrischer Bandpässe werden die Polynomkoeffizienten von $E(s)$ komplex und diejenigen von $F(s)$, $C(s)$ und $P(s)$ sind für gerade Potenzen von s rein reell und für ungerade Potenzen rein imaginär. Der Grad von $P(s)$ ist $Nz \leq N$. Die Nz komplexen Nullstellen von $P(s)$ sind die Nullstellen des Betriebsübertragungsfaktors, die von $F(s)$ und $C(s)$ sind Nullstellen der Reflexion. Die klassischen Funktionen der Filtersynthese, die Übertragungsfunktion $H(s)$ und die charakteristische Funktion $K(s)$ sind durch

$$H(s) = \frac{1}{S_{21}(s)} = \frac{E(s)}{P(s)} \quad \text{bzw.} \quad K(s) = S_{11}(s)H(s) = \frac{F(s)}{P(s)} \quad (9)$$

definiert. Sie sind auch gebrochene rationale Funktionen von s mit komplexen Koeffizienten und können durch die Polynome $E(s)$, $P(s)$ und $F(s)$ ausgedrückt werden.

Für passive verlustlose Netzwerke gilt für $s=j\omega$, also Frequenzen auf der imaginären Achse $[S]^H \cdot [S] = [I]$ [Col 66], wobei die Matrix $[S]^H$ die transponierte konjugierte komplexe Matrix von $[S]$ ist. $[I]$ ist die Einheitsmatrix. Die Bedingung der Verlustlosigkeit ergibt sich für $s=j\omega$ aus:

$$S_{11} \cdot S_{11}^* + S_{21} \cdot S_{21}^* = 1 \quad (10)$$

$$S_{22} \cdot S_{22}^* + S_{12} \cdot S_{12}^* = 1 \quad (11)$$

$$S_{11} \cdot S_{12}^* + S_{21} \cdot S_{22}^* = 0. \quad (12)$$

Da die komplexen Streuparameter durch Gleichung 2 in Betrag und Phase gegeben werden,

gilt aus Gleichung 12 [Col 66]

$$\varphi_{21} - \frac{\varphi_{11} + \varphi_{22}}{2} = \frac{\pi}{2} \cdot (2k \pm 1) \quad \text{für} \quad \omega \in R \quad (13)$$

wobei R die Menge der reellen Zahlen und k eine ganze Zahl ist. Gleichung 13 zeigt, dass die Differenz zwischen der Phase von S_{21} und dem Mittelwert der Phase von S_{11} und S_{22} das ungerade Vielfache von $\pi/2$ sein muss. Aus Gleichung 10 und 11 folgt

$$S_{11} \cdot S_{11}^* = S_{22} \cdot S_{22}^* \quad (14)$$

und deshalb

$$F(s)F(-s) = C(s)C(-s) \quad (15)$$

für $s=j\omega$. Aus Gln. 14 folgt, dass für verlustlose Netzwerke $|S_{11}|=|S_{22}|$ gilt. Für symmetrische Zweitore gilt auch $S_{11}=S_{22}$. Da $S_{11}(s)$, $S_{21}(s)$ und $S_{22}(s)$ denselben Nenner $E(s)$ teilen, gilt Gleichung 13 auch für die Polynome $P(s)$, $F(s)$ und $C(s)$. Um diese Gleichung zu verifizieren, müssen die zwei folgenden Bedingungen erfüllt werden [Cam 03]:

1. Die Nullstellen von $P(s)$ müssen entweder auf der imaginären Achse liegen oder sie müssen um dieselbe Achse herum symmetrisch sein. Das bedeutet, dass die Koeffizienten von $P(s)$ abwechselnd reell und imaginär mit steigender Potenz von s sind;
2. Die Nullstellen von $F(s)$ müssen entweder mit den Nullstellen von $C(s)$ auf der imaginären Achse zusammenfallen oder sie müssen mit den Nullstellen von $C(s)$ gespiegelte Paare zu dieser Achse bilden. Auch die Koeffizienten von $F(s)$ und $C(s)$ sind abwechselnd reell und imaginär.

Soll das Filter ein symmetrisches Verhalten über der Frequenz haben, werden $P(s)$, $C(s)$ und $F(s)$ gerade oder ungerade Polynome in s [Saa 58].

Gleichung 10 stellt die Energieerhaltung des verlustlosen Filters dar. Aus Gleichung 9 und 10 für $s=j\omega$ erhält man die sogenannte Feldtkeller-Gleichung [Saa 58]

$$\begin{aligned} K(s)K(-s) &= H(s)H(-s) - 1 \\ |K(j\omega)|^2 &= |H(j\omega)|^2 - 1 \end{aligned} \quad (16)$$

die die Energieerhaltung durch die Funktionen $H(s)$ und $K(s)$ darstellt. Die Beziehung zwischen charakteristischer Funktion und Betriebsübertragungsfaktor ist also:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |K(j\omega)|^2}. \quad (17)$$

Zur Synthese von beidseitig abgeschlossenen Reaktanzfiltern ist also die charakteristische Funktion $K(s)$ zu bestimmen. Ist die gebrochene rationale Funktion $K(s)$ gegeben, sind die Polynome $F(s)$ und $P(s)$ festgelegt. Um die Übertragungsfunktion $H(s)$ zu bestimmen, muss man den Polynom $E(s)$ berechnen. Das wird durch die folgende Feldtkeller-Gleichung ermöglicht

$$E(s)E(-s) = P(s)P(-s) + F(s)F(-s) \quad (18)$$

wie z. B. in [Mac 97] gezeigt. Bei allen praktisch aufgebauten Filtern weichen die Messergebnisse von dem ohne Berücksichtigung der Verluste berechneten Verhalten etwas ab,

da in den Schaltelementen Energieverluste auftreten. Der Entwurf von verlustbehafteten Filtern, den sogenannten vorverzerrten Filtern, wurde in verschiedenen Veröffentlichungen [Dar 39, Saa 55, Liv 69, Wil 84, Yu 84, Wil 85] erörtert und geht über das Ziel dieser Dissertation hinaus. Interessant ist aber der Verlusteinfluss auf die Pol- und Nullstellen der Betriebsdämpfungsfunktion $H(s)$. Ein Reaktanzfilter ist aus verlustlosen induktiven Widerständen sL und kapazitiven Leitwerten sC aufgebaut, wobei für reelle Frequenzen $s=j\omega$ zu setzen ist. Der Verlusteinfluss lässt sich bei Induktivitäten und Kapazitäten so darstellen, dass man den ersten ohmsche Widerstände R in Serie und den letzten ohmsche Leitwerte G parallelschaltet. Kann man erreichen, dass $R/L=G/C=\epsilon$ konstant und frequenzunabhängig ist, dann gehen die induktiven Widerstände und die kapazitiven Leitwerte über in:

$$\begin{aligned} sL + R &= (s + R/L) L = (s + \epsilon)L \\ sC + G &= (s + G/C) C = (s + \epsilon)C. \end{aligned} \quad (19)$$

Die Betriebsdämpfungsfunktion des aus verlustbehafteten Schaltelementen aufgebauten Filters kann man also dadurch erhalten, dass man in der Betriebsdämpfungsfunktion $H(s)$ des verlustlosen Filters s durch $s+\epsilon$ ersetzt und für $s=j\omega$ auswertet. Die neue Funktion wird:

$$H_v(s) = H(s + \epsilon) = \frac{E(s + \epsilon)}{P(s + \epsilon)}. \quad (20)$$

Die Nullstellen von $P(s)$ und $E(s)$ eines verlustbehafteten Filters werden also in der komplexen s -Ebene um ϵ nach links verschoben. Diese Besonderheit wird in den nächsten Kapiteln an gemessenen Filtern verifiziert.

1.2.2 Einseitig abgeschlossenes Reaktanzfilter

Wird das Reaktanzfilter nur an einer Seite mit einem ohmschen Widerstand $R>0$ belastet, so spricht man von einem einseitig abgeschlossenen Reaktanzfilter [Mat 64]. Abbildung 2 zeigt ein Beispiel eines einseitig abgeschlossenen Filters mit einseitigem Abschluss am zweiten Tor.

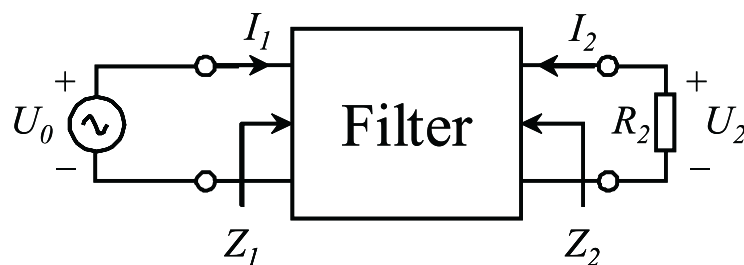


Abbildung 2: Einseitig abgeschlossenes Filter mit einseitigem Abschluss am zweiten Tor.

Eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand $R_1=0$ oder eine Stromquelle mit ohmschem inneren Leitwert $G_1=0$ hat eine unendlich große verfügbare Leistung P_{max} . Weiterhin kann ein Abschlusswiderstand $R_2 \rightarrow 0$ oder $R_2 \rightarrow \infty$ keine Wirkleistung aufnehmen. Aus diesem Grund ist die zu P_2/P_{max} proportionale Betriebsdämpfungsfunktion $S_{21}(s)$ nicht definierbar. Auch die Übertragungsfunktion $H(s)$ und die charakteristische Funktion $K(s)$ der Gleichung 9 können nicht benutzt werden. Man kann aber die Spannungsübertragungsfunktion oder die Stromübertragungsfunktion definieren. Das in Abbildung 2 gezeigte einseitig abgeschlossene Filter könnte z. B. durch die folgende Spannungsübertragungsfunktion charakterisiert

werden [Saa 79]:

$$D(s) = \frac{U_0(s)}{U_2(s)}. \quad (21)$$

Für die Synthese von beidseitig abgeschlossenen Filtern sind beide Funktionen $K(s)$ und $H(s)$ erforderlich, für die Synthese von einseitig abgeschlossenen Filtern genügt eine charakteristische Funktion wie z.B. die Spannungsübertragungsfunktion $D(s)$. Wie $H(s)$ und $K(s)$, kann die Spannungsübertragungsfunktion eines einseitig abgeschlossenen Filters aus konzentrierten Elementen durch ein Verhältnis von Polynomen in s ausgedrückt werden.

Die Energieerhaltung eines verlustlosen einseitig abgeschlossenen Filters wird durch die folgende Betrachtung erreicht, dass die von der Eingangsimpedanz verbrauchte Wirkleistung der Wirkleistung an der Last gleichen muss. Diese Bedingung entspricht der Gleichung

$$\operatorname{Re}(Z_1(j\omega)) = \frac{R_2}{|D(j\omega)|^2} \quad (22)$$

die gleichbedeutend ist mit der Energieerhaltung in Gleichung 10. In Analogie zum Fall der beidseitigen abgeschlossenen Filter wird die charakteristische Funktion $K_S(s)$ eines einseitigen abgeschlossenen Filters durch die folgende Gleichung definiert:

$$\frac{1}{|D(j\omega)|^2} = \frac{1}{1 + |K_S(j\omega)|^2}. \quad (23)$$

Zur Synthese von beidseitig abgeschlossenen Reaktanzfiltern ist also die charakteristische Funktion $K_S(s)$ zu bestimmen. Die Synthese beginnt nämlich mit der Bestimmung von $K_S(j\omega)$ derart, dass die Eingangsimpedanz realisierbar ist und die Spannungsübertragungsfunktion die Spezifikationen erfüllt. Ähnlich zum Fall der beidseitig abgeschlossenen Filter definiert man die folgenden Betriebseigenschaften eines einseitig abgeschlossenen Filters: Die Spannungsdämpfung ist

$$\frac{a_e(\omega)}{dB} = 20 \log(|D(j\omega)|) \quad (24)$$

der Phasenwinkel in Bogenmaß ist

$$\frac{b_e(\omega)}{Rad} = \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}(D(j\omega))}{\operatorname{Re}(D(j\omega))}\right) \quad (25)$$

und die Gruppenlaufzeit ist

$$\tau_e(\omega) = -\frac{d}{d\omega} b_e(\omega). \quad (26)$$

Für verlustbehaftete einseitig abgeschlossene Filter gelten die gleichen Überlegungen wie die für beidseitig abgeschlossenen Filter.

1.3 Bedingungen für die Realisierbarkeit

Die Eingangsimpedanz $Z_1(s)$ oder der Eingangsleitwert $Y_1(s)$ eines Reaktanzfilters sind gebrochene rationale Funktionen von s . Nicht alle gebrochenen rationalen Funktionen $Z_1(s)$ oder $Y_1(s)$ beschreiben aber ein Netzwerk, sondern nur die Funktionen, die die folgenden notwendigen vier Bedingungen erfüllen [Hum 70]:

1. Eingangsimpedanz und Eingangsleitwert sind rationale Funktionen von s , im Allgemeinen mit komplexen Koeffizienten.
2. Der Nenner der Eingangsimpedanz oder des Eingangsleitwerts muss ein Hurwitz- oder ein modifizierter Hurwitzpolynom sein.
3. Für $s=j\omega$ muss der Realteil der Eingangsimpedanz oder des Eingangsleitwerts größer oder gleich Null sein.
4. Die Residuen der Polstellen von $Z_1(s)$ oder $Y_1(s)$ auf der imaginären Achse müssen reell und positiv sein.

Die selben Bedingungen gelten auch für $Z_2(s)$ oder $Y_2(s)$. Beweisbar ist, dass eine rationale Funktion $Z_1(s)$ die Eigenschaften 2-4 genau dann erfüllt, wenn die Bedingung

$$\operatorname{Re}(Z_1(s)) \geq 0 \quad \text{für} \quad \operatorname{Re}(s) \geq 0 \quad (27)$$

oder

$$|\operatorname{Arg}(Z_1(s))| \leq |\operatorname{Arg}(s)| \quad \text{für} \quad |\operatorname{Arg}(s)| \leq \pi/2 \quad (28)$$

erfüllt wird [Val 60, Hum 70]. Eine Funktion $Z(s)$, die die Bedingung 27 erfüllt, wird *positive Funktion* genannt. Der Kehrwert $Y(s)=1/Z(s)$ einer positiven Funktion $Z(s)$ ist eine positive Funktion. Die Eingangsimpedanz eines Filters aus konzentrierten Elementen ist immer eine positive Funktion. Die Bedingung positive Funktion ist also erforderlich für die Realisierbarkeit einer Schaltung aus konzentrierten Elementen. Sie ist auch genügend wenn die Schaltung durch das Verfahren von Brune [Bru 31] oder Darlington [Dar 39] realisiert wird [Rho 76]. Das bedeutet, dass $Z_1(s)$ immer durch die Eingangsimpedanz einer Zusammenschaltung von nicht-negativen Induktivitäten, Kapazitäten, Blindwiderständen, ohmschen Widerständen und Transformatoren realisiert werden kann. Das ist für ein- und beidseitig abgeschlossene Filter gültig.

Die Bedeutung der Voraussetzung der Realisierbarkeit wird deutlich, wenn man ein beidseitig abgeschlossenes Filter ohne Verluste betrachtet. Durch Gleichung 4 und die Annahme $R_1=R_2=1$ ist beweisbar [Hum 70], dass $Z_1(s)$ genau dann eine positive Funktion ist, wenn:

- $|S_{11}(s)| \leq 1$ für $\operatorname{Re}(s) \geq 0$.

Diese Bedingung kann ersetzt werden durch:

- $S_{11}(s)$ analytisch für $\operatorname{Re}(s) > 0$ und $|S_{11}(j\omega)| \leq 1$ für $-\infty \leq \omega \leq +\infty$.

Durch das Gesetz der Energieerhaltung in Gleichung 10 erhält man:

- $S_{21}(s)$ analytisch für $\operatorname{Re}(s) > 0$ und $|S_{21}(j\omega)| \leq 1$ für $-\infty \leq \omega \leq +\infty$.

Durch Gleichung 8 ergibt aus der vorigen Bedingung:

- $|S_{21}(j\omega)| \leq 1$, für $-\infty \leq \omega \leq +\infty$
 $E(s)$ ist ein Hurwitzpolynom,

die die klassische Bedingung der Realisierbarkeit für verlustlose beidseitig abgeschlossene Filter darstellt.

1.4 Approximationsverfahren

Der erste Schritt bei der Synthese eines Reaktanzvierpols besteht darin, eine rationale mathematische Funktion zu finden, die einerseits die Spezifikationen erfüllt und andererseits exakt mit einer Schaltung realisiert werden kann. Möchte man z. B. die charakteristische Funktion $K(s)$ oder $K_S(s)$ approximieren, so sucht man die Koeffizienten einer rationalen Funktion von möglichst niedrigstem Grad, die gerade noch die vorgeschriebenen elektrischen Spezifikationen erfüllt. Diese Spezifikationen werden beispielsweise durch Restriktionen für die Amplitude im Durchlassbereich und im Sperrbereich und die Phase im Durchlassbereich angegeben. Das perfekte Filter sollte verschwindende Reflexion im Durchlassbereich, unendliche Dämpfung im Sperrbereich und einen linearen Phasengang im Durchlassbereich haben. Solch ein Filter existiert in der Praxis nicht, daher muss ein Kompromiss gefunden werden. Hierin liegt die Kunst des Filterentwurfs. Typische charakteristische Funktionen sind die Butterworth-, die Tschebyscheff- und die elliptische Funktion und sie werden im Folgenden untersucht. Es wird angenommen, dass die Funktion

$$|G(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + |K(j\omega)|^2} \quad (29)$$

den Betriebsübertragungsfaktor in Gleichung 17 eines beidseitig abgeschlossenen Filters oder den Realteil der Eingangsimpedanz eines einseitig abgeschlossenen Filters in Gleichung 22 darstellt.

Die **Butterworthfunktion** ist:

$$|K(j\omega)|^2 = \omega^{2N}. \quad (30)$$

Die Funktion $|K(j\omega)|^2$ hat $2N-1$ Null-Ableitungen in $\omega=0$. Aus diesem Grund wird die Butterworth Funktion auch *maximal flach* genannt. Die Funktion $|K(j\omega)|^2$ steigt monoton mit $20N$ dB/Decade, für $|\omega| \gg 1$, deshalb fällt $|G(j\omega)|^2$ $20N$ dB/Decade im selben Bereich. Die Funktion $G(s)$ hat keine endlichen Nullstellen. Die N Polstellen der realisierbaren Funktion von $G(s)$ liegen in der linken Hälfte der komplexen s -Ebene, auf dem Kreis mit Radius 1 und Zentrum $s=0$.

Die **Tschebyscheff-Funktion** ist:

$$|K(j\omega)|^2 = \epsilon^2 \cdot T_N^2(\omega) = \epsilon^2 \cdot \cos^2(N \cos^{-1}(\omega)). \quad (31)$$

$T_N(\omega)$ oszilliert zwischen -1 und +1 für $|\omega| < 1$. Deshalb oszilliert die Funktion $|G(j\omega)|^2$ zwischen 1 und $1/(1+\epsilon^2)$ für $|\omega| < 1$. Man spricht also von einer *Welligkeit* im Durchlassbereich. Die N Polstellen der realisierbaren Funktion $G(s)$ liegen auf der linken Seite der komplexen s -Ebene, über der Ellipse [Rho 76]

$$\frac{\sigma^2}{\eta^2} + \frac{\omega^2}{1 + \eta^2} = 1 \quad \text{für} \quad \eta = \sinh \left(\frac{1}{N} \sinh^{-1} \left(\frac{1}{\epsilon} \right) \right). \quad (32)$$

Die Nullstellen von $G(s)$ liegen alle im Unendlichen. Durch rekursive Formel ist beweisbar, dass $T_N(\omega)$ ein Polynom mit Grad N ist und dass

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} T_N(\omega) = (2\omega)^N / 2. \quad (33)$$

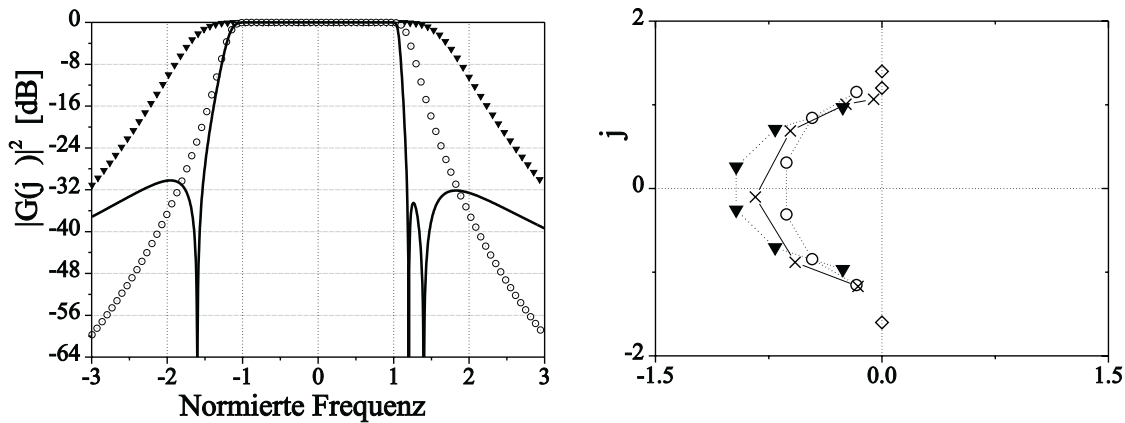


Abbildung 3: Dämpfungsverlauf der Funktion $G(j\omega)$ mit Butterworth-, Tschebyscheff- und quasi-elliptischer Charakteristik (links) und Verteilung der Pol- und Nullstellen von $G(s)$ (rechts). Beispiel eines sechskreisigen Filters mit $\epsilon=0.05$. Links: Butterworth (▼), Tschebyscheff- (○) und elliptische Funktion (—). Rechts: Polstellen-Butterworth (▼), Polstellen-Tschebyscheff (○), Polstellen-Elliptisch (×) und Nullstellen-Elliptisch auf der imaginären Achse (◇).

Für $|\omega| \gg 1$ steigt deshalb die Funktion $T_N(\omega)^2$ monoton mit $20N$ dB/Decade, genauso wie die Butterworth Funktion. Die Trennschärfe der Tschebyscheff-Funktion um den Durchlassbereich herum ist aber besser als die der Butterworth Funktion.

Die **Elliptische Funktion** ist:

$$|K(j\omega)|^2 = \epsilon^2 \cdot C_N^2(\omega) = \epsilon^2 \cdot \cosh^2 \left(\sum_{i=1}^N (x_i) \right) \quad \text{für} \quad x_i = \frac{\omega - 1/\omega_i}{1 - \omega/\omega_i}. \quad (34)$$

Die Funktion $C_N(\omega)$ oszilliert zwischen -1 und +1 für $|\omega| < 1$, ist 1 für $\omega=1$ und ist größer als 1 für $|\omega| > 1$. Der komplexe Wert $s_i = j\omega_i$ ist die i -te Polstelle von C_N , und deshalb die i -te Nullstelle von $G(s)$. Wenn alle Werte ω_i unendlich sind, entspricht die elliptische Funktion der Tschebyscheff-Funktion:

$$\lim_{\omega_i \rightarrow \infty} C_N(\omega) = \cos^2(N \cos^{-1}(\omega)). \quad (35)$$

Wichtige Eigenschaften von $C_N(\omega)$ sind die niedrigste Reflexion im Durchlassbereich und die Möglichkeit, Nullstellen des Betriebsübertragungsfaktors in der komplexen s -Ebene zu positionieren. Diese Pole können hohe Dämpfung im Sperrbereich und Entzerrung der Gruppenlaufzeit bewirken, ohne die Welligkeit im Durchlassbereich zu verändern (siehe Abbildung 3). Es gilt, dass Dämpfungspole auf der imaginären Achse die Selektivität verbessern, aber Phase und Gruppenlaufzeit verschlechtern. Die Pole auf der reellen Achse oder die konjugiert-komplexen Pole verbessern Phase und Gruppenlaufzeit und verschlechtern aber Selektivität in $j\omega$. Die elliptischen Funktionen sind sehr flexibel und für die Bedürfnisse anspruchsvollsten Filterentwurfs geeignet. Heutzutage stellt diese Klasse von Funktionen den Standard für die Synthese von Mikrowellenfilter dar. Der Nachteil der Nutzung dieser Funktionen ist die Schwierigkeit, rationale Polynome in s zu bilden. Zu diesem Zweck sind aber in der Literatur verschiedene Methoden angegeben. Cameron [Cam 82, Cam 99] und Amari [Ama 00]

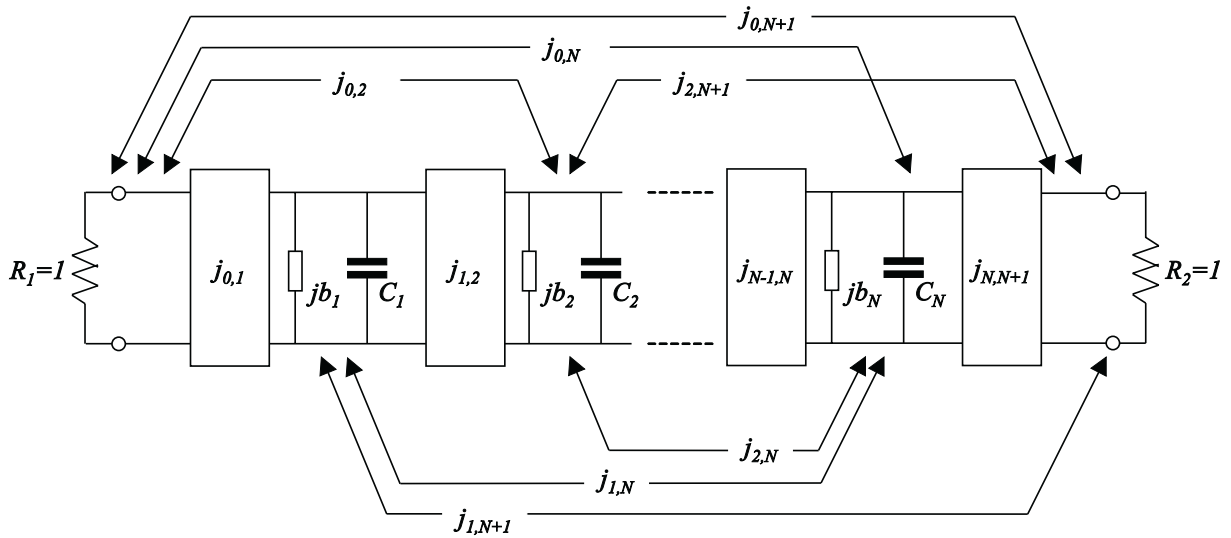


Abbildung 4: Tiefpassprototyp eines beidseitig abgeschlossenen Filters aus gekoppelten Resonatoren; $j_{i,j}$ sind Admittanzinverter zwischen den Resonatoren i und j , c_i sind Kapazitäten und b_i Blindleitwerte.

nennen rekursive Formeln, um die Polynome $F_N(s)$ und $P_N(s)$

$$C_N(s) = \frac{F_N(s)}{P_N(s)} \quad (36)$$

zu finden. Macchiarella [Mac 97] benutzt eine geschlossene Formel von Rhodes [Cha 83] für $C_N(s)$ und eine Prozedur von Polynomapproximation. Orchard und Temes [Orc 68], Bell [Bel 01] und Levy [Lev 94] benutzen eine transformierte Variable z^2 von s . Die Variable z^2 wurde ursprünglich vorgeschlagen, um das Problem der Genauigkeit in der Filtersynthese zu verringern [Bin 64] und ermöglicht die Bestimmung der rationalen Funktion $C_N(z^2)$ wie in Gleichung 36. Die ganze Filtersynthese wird in diesem Fall in z^2 ausgeführt.

Das Approximationsproblem schließt sich mit der Bestimmung der Polstellen und Nullstellen der charakteristischen Funktion. Der nächste Schritt der Filtersynthese ist die Berechnung der Vierpolersatzschaltung.

1.5 Berechnung von Filtern aus konzentrierten Elementen

Die Aufgabe der Berechnung des Filterprototyps besteht in der Bestimmung einer Schaltung, in unserem Fall aus konzentrierten Elementen, mit der die vorgegebenen rationalen Funktionen sich realisieren lassen. Wie gezeigt, sind diese Funktionen normalerweise in der Form von Streuparametern oder Eingangsimpedanzen gegeben. Das in Abbildung 4 gezeigte Zweitor z. B. ist durch Admittanzinverter, Kapazitäten und Blindleitwerte gekennzeichnet. Die Transformation

$$\begin{aligned}
 J_{i,j} &= j_{i,j} / \sqrt{C_i C_j} & \text{für} & \quad i, j = 0, 1, \dots, N+1 \quad i \neq j & \quad C_0 = C_{N+1} = 1 \\
 B_i &= b_i / C_i & \text{für} & \quad i = 1, 2, \dots, N
 \end{aligned} \quad (37)$$

definiert die *normierte Koppelmatrix* $[K]$

$$[K] = \begin{pmatrix} 1 & jJ_{0,1} & \cdots & jJ_{0,N} & jJ_{0,N+1} \\ J_{1,0} & jB_1 & \cdots & jJ_{1,N} & jJ_{1,N+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ J_{N,0} & jJ_{N,1} & \cdots & jB_N & jJ_{N,N+1} \\ J_{N+1,0} & jJ_{N+1,1} & \cdots & jJ_{N+1,N} & 1 \end{pmatrix} \quad (38)$$

und entspricht einer zu in Abbildung 4 gezeichneten äquivalenten Schaltung mit

$$\begin{aligned} j_{i,j} &= J_{i,j} & \text{für} & \quad i, j = 0, 1, \dots, N+1 & \quad i \neq j \\ b_i &= B_i & \text{für} & \quad i = 1, 2, \dots, N \\ C_i &= 1 & \text{für} & \quad i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (39)$$

Die so definierte Koppelmatrix ist eine Leitwertmatrix. Sie ist symmetrisch zur Hauptdiagonale, die Elemente der Hauptdiagonale B_i sind normierte Blindleitwerte und stellen die Frequenzverschiebungen der entsprechenden Resonatoren von der Mittenfrequenz des Filters dar (siehe Kapitel 3).

In der Literatur sind zahlreiche Beispiele von Realisierungen bekannt. Diese Beispiele können schematisch in drei Gruppen unterteilt werden. Die ersten zwei Methoden benutzen das klassische Verfahren von Darlington, d. h. die Methode der Kurzschlussleitwerte und Leerlaufwiderstände, die Ströme und Spannungen an den Toren einer Schaltung in Verbindung bringen. Für den Fall der Schaltung in Abbildung 1 oder in Abbildung 2 hat man:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (40)$$

wobei y_{11} , y_{22} , y_{21} und y_{12} Polynome in s sind (das gleiche gilt für die Leerlaufwiderstände). Für reziproke Netzwerke gilt $y_{21}=y_{12}$ und $z_{21}=z_{12}$. Kurzschlussleitwerte und Leerlaufwiderstände sind leicht aus den Funktionen $H(s)$ und $K(s)$ oder $D(s)$ ableitbar. Einzelheiten für ein- und beidseitig abgeschlossene Filter sind in [Val 60, Hum 70, Cam 99] gegeben und in [Orc 68] für den Fall der Variablen z^2 . Die dritte Methode stützt sich ganz auf Optimierung. Nach der Approximation werden die konzentrierten Elemente der Vierpolersatzschaltung durch Optimierung berechnet, ohne dabei die Kurzschluss- oder Leerlaufparameter zu berechnen. In den folgenden Kapiteln werden diese drei Verfahren kurz beschrieben. Das Ziel der Beschreibung ist, die Grundlagen für das inverse Problem zu legen.

1.5.1 Berechnung durch Extraktion

Die Realisierung wird in diesem Fall durch die Extraktion der Komponenten der Vierpolersatzschaltung ausgeführt. Es handelt sich um ein iteratives Verfahren, das durch Extraktion von Komponenten, die verbleibende Transferfunktion der Schaltung auf Null abbaut.

Ein Beispiel der Extraktion für die kanonische beidseitig abgeschlossene Schaltung in Abbildung 5 ist durch die Kettenmatrix oder $ABCD$ Matrix gegeben [Cam 82b]. Für den Fall der Schaltung in Abbildung 1 ist die Kettenmatrix wie folgt definiert

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{L(s)} \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{pmatrix} \quad (41)$$

wobei $A(s)$, $B(s)$, $C(s)$, $D(s)$ und $L(s)$ Polynome in s sind. Die Nullstellen von $L(s)$ sind genau die Nullstellen von $S_{21}(s)$.

Das Verfahren beginnt mit der Bestimmung der Kettenmatrix aus den Leerlaufwiderständen oder Kurzschlussleitwerten. Die Extraktion eines Elements wird durch zwei Schritte durchgeführt:

1. Die Transfermatrix der Schaltung wird mit der umgekehrten $ABCD$ Matrix des zu extrahierenden Elements vormultipliziert.
2. Der Wert des Elements wird durch die Bedingung berechnet, dass die neue Matrix einen niedrigeren Grad hat.

Der erste Schritt für die Extraktion einer parallelen Kapazität ist z. B. die Multiplikation von zwei Kettenmatrizen

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -sC_s & 1 \end{bmatrix} \frac{1}{L(s)} \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{L(s)} \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) - sC_s A(s) & D(s) - sC_s B(s) \end{bmatrix} \quad (42)$$

wobei der Wert C_s durch die Bedingung

$$C_s = \left. \frac{D(s)}{sB(s)} \right|_{s \rightarrow \infty}. \quad (43)$$

berechnet wird. Die neue Kettenmatrix ist

$$\frac{1}{L(s)} \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C'(s) & D'(s) \end{bmatrix} \quad (44)$$

wobei $C'(s)$ und $D'(s)$ Polynome in s mit niedrigem Grad als $C(s)$ und $D(s)$ sind. Die Vorgehensweise für die kanonische Schaltung in Abbildung 5 ist wie folgt:

- Extraktion Admittanzinverter $j_{0,1}$
- Extraktion Kapazität C_1
- Extraktion Blindwiderstand b_1
- Extraktion Admittanzinverter $j_{N,L}$
- Extraktion Kapazität C_N
- Extraktion Blindwiderstand b_N
- Extraktion Admittanzinverter $j_{1,N}$
- ...

und endet, wenn alle Elemente der Schaltung extrahiert worden sind. Diese Bedingung hat zur Folge, dass die Polynome der verbleibenden $ABCD$ Matrix den Grad Null haben.

Die Realisierung durch Extraktion ist für Schaltungen mit kanonischen oder In-Line Topologien (siehe Abbildung 5) besonders geeignet, ist schnell zu berechnen und numerisch genau. Man kann Netzwerke mit minimaler- oder nichtminimaler Phase extrahieren [Rho 70, Pfi 77, Rho 80, Pfi 82, Cha 83, Mac 97], mit asymmetrischem Frequenzgang [Cam 82b] und ist für ein- und beidseitig abgeschlossene Filter geeignet [Lev 94]. Gross [Gro 66] hat gezeigt, dass die Einführung von Querkopplungen eine maximale Anzahl von endlichen Transmissionsnullstellen erzeugt, die sich aus

$$N_{Z_{MAX}} = N - N_C \quad (45)$$

ergibt. Dabei ist N_C die Anzahl der Resonatoren, die auf dem kürzesten Weg zwischen Eingang und Ausgang des Filters liegen und N ist der Grad des Filters. Für die kanonische

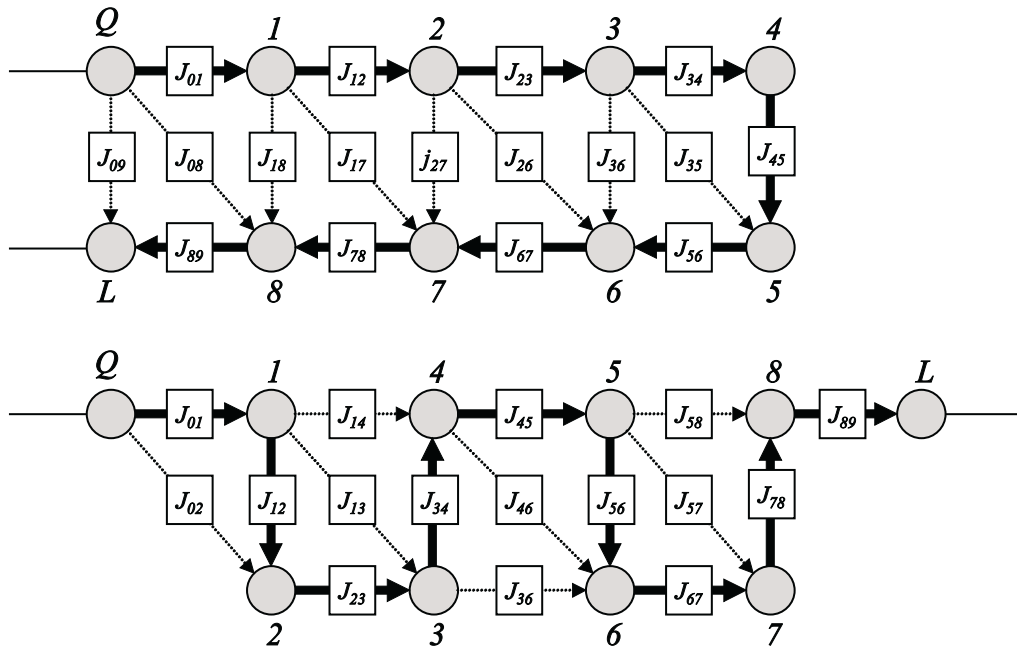


Abbildung 5: *Kanonische und In-Line Koppelstrukturen. Oben: kanonische Koppelstruktur; unten: In-Line Koppelstruktur. Die Knoten stellen einen Parallelkreis aus einer Kapazität $C_i=1$ und einem Blindleitwert B_i dar. Die Parameter J_{ij} sind Admittanzinverter zwischen den Knoten i und j . Die Hauptkopplungen sind in halbfett, die Querkopplungen in Schraffur dargestellt.*

Struktur heißt das, dass ein N -kreisiges Filter ohne Quelle-Last Kopplungen höchstens $N-2$ Transmissionsnullstellen generiert [Ama 99] und dass ein Filter mit Quelle-Last Kopplungen höchstens N Nullstellen haben kann. Vor kurzem wurde die Methode der Extraktion auch auf Filter mit Quelle-Last Kopplungen erweitert [Mon 00, Ama 01]. Die Realisierung durch Extraktion kann auch über die transformierte Variable der Frequenz z^2 erreicht werden [Wen 71, Lev 94, Lev 95, Bel 01]. Die gefaltete kanonische Struktur in Abbildung 5 erlaubt die maximale Anzahl an Transmissionsnullstellen N mit der minimalen Anzahl der Querkopplungen zu realisieren. Die In-Line Struktur erlaubt eine maximale Anzahl von

$$N_{Z_{MAX}} = \begin{cases} N/2 & N \text{ gerade} \\ (N-1)/2 & N \text{ ungerade} \end{cases} \quad (46)$$

Transmissionsnullstellen und wird für den Entwurf von Filtern in der sogenannten Dual-Mode Hohlleitertechnologie benutzt (siehe Kapitel 2).

1.5.2 Berechnung durch Orthonormierung

Die zweite Kategorie der Realisierungsverfahren wurde von Atia und Williams [Ati 71] vorgestellt und berechnet die in Abbildung 6 gezeichnete Vierpolersatzschaltung. Das Filter ist durch LC Resonatoren und Impedanzinverter realisiert. Der Kern des Verfahrens besteht darin, die schon bekannten Polynome $y_{22}(s)$ und $y_{21}(s)$ in Gleichung 40 mit den unbekannt Polynomen $y_{22}(s)$ und $y_{21}(s)$ der Schaltung in Abbildung 6 durch die Gleichungen [Ati 74a]

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= j[-[M] - \omega[I]]_{N1}^{-1} \\ y_{22}(s) &= j[-[M] - \omega[I]]_{NN}^{-1} \end{aligned} \quad (47)$$

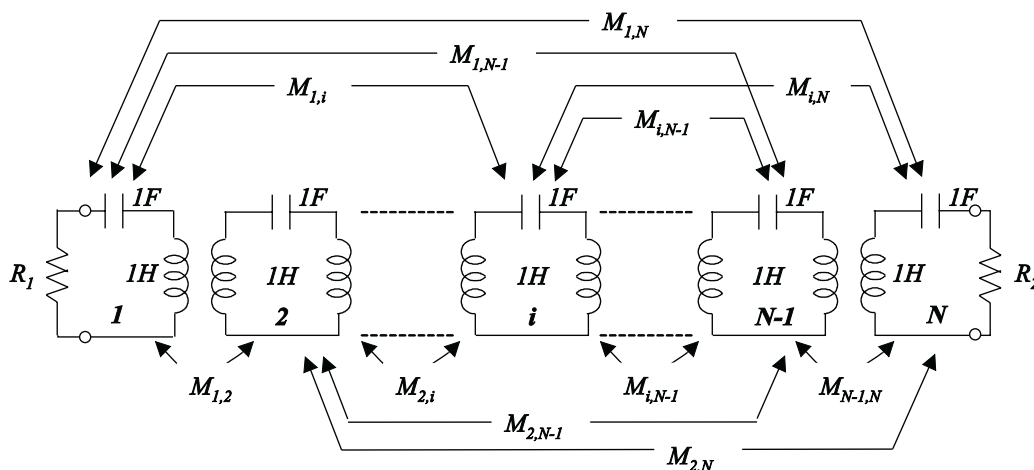


Abbildung 6: *Beidseitig abgeschlossenes Netzwerk aus gekoppelten Resonatoren. Jeder Resonanzkreis ist durch die Reihenschaltung einer Kapazität und einer Induktivität (des Wertes $1 F$ bzw. $1 H$) geformt. Die Parameter M_{ij} sind Impedanzinverter zwischen den Resonatoren i und j .*

in Verbindung zu bringen. Dabei ist $[M]$ die normierte Koppelmatrix, sie ist reell und symmetrisch und enthält die Werte $M_{i,j}$ der Schaltung (die Einzelheiten sind in [Ati 72] zu finden). Die Matrix $[I]$ ist die Einheitsmatrix. Das Problem besteht jetzt in der Bestimmung einer Koppelmatrix $[M]$, die die vorigen Gleichungen erfüllt. Da die Matrix $[M]$ reell und symmetrisch ist, sind ihre Eigenwerte reell. Deshalb existiert eine reelle orthogonale Matrix $[T]$, so dass

$$[M] = -[T][\Delta][T]^T \quad (48)$$

gilt. Dabei ist $[\Delta] = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N]$ eine diagonale Matrix. Die Eigenwerte von $[M]$ sind λ_i für $i=1, 2, \dots, N$. Die Matrix $[T]^T$ ist die transponierte Matrix von $[T]$. Durch mathematische Umformung erhält man aus Gleichung 47:

$$\begin{aligned} y_{21}(s) &= j \sum_{k=1}^N T_{Nk} T_{1k} / (\omega - \lambda_k) \\ y_{22}(s) &= j \sum_{k=1}^N T_{Nk}^2 / (\omega - \lambda_k). \end{aligned} \quad (49)$$

Da die Kurzschlussleitwerte $y_{21}(s)$ und $y_{22}(s)$ bekannt sind, ist die Identifikation der Residuen T_{1k} und T_{Nk} möglich, die erste und die letzte Reihe der Matrix $[T]$ können bestimmt werden. Eine Möglichkeit die verbleibenden $N-2$ Reihen von $[T]$ zu berechnen ist das Gram-Schmidt Orthonormierungsverfahren. Mit diesem Verfahren wählt man $N-2$ Vektoren, die mit der ersten und letzten Reihe von $[T]$ eine Basis für den N -dimensionalen euklidischen Vektorraum generieren. Diese Vektoren können nach Belieben in $[T]$ gelegt werden. Die Matrix $[M]$ wird schließlich durch Gleichung 48 berechnet und hängt von $[T]$ ab. Die Lösung des Syntheseproblems ist deshalb uneindeutig und die Matrix $[M]$ ist voll besetzt. Das heißt, dass alle möglichen Kopplungen in $[M]$ sein können. Das ist ein großes Problem für die Realisierung des Filters, da durch die Ähnlichkeitstransformationen die Matrix $[M]$ verändert werden muss (siehe Kapitel 1.6). Dieses Verfahren ist kompliziert und kann manchmal nicht konvergieren, vor allem mit Filtern hohen Grades. Aus diesem Grund ist die Synthese durch Extraktion der Schaltung stabiler und somit vorzuziehen.

Anwendungen der Methode der Orthonormierung sind in [Ati 72] für symmetrische Filter gegeben. Die Berechnung der Vierpolersatzschaltung durch Orthonormierung ist auch für beidseitig abgeschlossene Filter mit nichtminimaler Phase [Ati 74b] und für einseitig abgeschlossene Filter [Che 77] erweitert worden.

1.5.3 Berechnung durch Optimierung

Die Berechnung der Ersatzschaltung durch Optimierung der Koppelmatrix wurde von Atia beschrieben [Ati 98]. Das Verfahren besteht in der Bestimmung der Matrix $[M]$, die die gleichen Pol- und Nullstellen der charakteristischen Funktion und die gleiche Welligkeit im Durchlassbereich bildet.

Aus der Koppelmatrix $[M]$ des in Abbildung 6 gezeichneten Prototyps werden die Streuparameter durch die folgenden Gleichungen berechnet

$$S_{11} = \frac{D - P_0 R_1 R_2 + j(P_{11} R_1 - P_{22} R_2)}{D + P_0 R_1 R_2 - j(P_{11} R_1 + P_{22} R_2)} \quad (50)$$

$$S_{21} = \frac{-2j\sqrt{R_1 R_2} P_{12}}{D + P_0 R_1 R_2 - j(P_{11} R_1 + P_{22} R_2)} \quad (51)$$

wobei P_{11} , P_{12} , P_{22} , P_0 und D Polynome in s der Koppelmatrix $[M]$ sind und

$$\begin{aligned} [s[I] - [M]]_{11}^{-1} &= P_{11}/D & [s[I] - [M]]_{22}^{-1} &= P_{22}/D \\ P_0 D &= P_{12}^2 - P_{11} P_{22} & [s[I] - [M]]_{12}^{-1} &= P_{12}/D \end{aligned} \quad (52)$$

gilt. Die Fehlerfunktion ist wie folgt definiert:

$$\delta = \sum_{i=1}^N |S_{11}(Z_{11_i})|^2 + \sum_{i=1}^{N_z} |S_{21}(Z_{21_i})|^2 + (\epsilon - \hat{\epsilon})^2. \quad (53)$$

Dabei sind die komplexen Werte Z_{11_i} bzw. Z_{21_i} die gewünschten Nullstellen der Reflexion und der Transmission. Die Parameter $S_{11}(s)$, $S_{21}(s)$ und ϵ werden durch die aktuelle Koppelmatrix berechnet. Es gilt, dass $\epsilon = |S_{11}(s)|_{s=j1}$ ist. Die reelle Anzahl $\hat{\epsilon}$ ist der vorgegebene Wert von $|S_{11}(s)|_{s=j1}$.

Dieses Verfahren ist genauso einfach wie mächtig. Man kann die gewünschte Topologie der Koppelmatrix vorgeben und die Rotationen der Koppelmatrix in Kapitel 1.6 sind nicht mehr notwendig. Es gilt für minimalphasige und nicht minimalphasige Filter und schließt den Fall von Quelle-Last Kopplungen ein. In ähnlicher Weise könnte das Verfahren in der Synthese einseitig abgeschlossener Filter verwendet werden. Die Methode gilt auch für die Synthese von Koppelstrukturen wie die CT und die CQ [Ati 00], für die *Cul-de-Sac* [Cam 02] oder für andere Koppelschemen [Ros 02]. Die Konvergenz der Optimierung ist sicher, denn die Anfangskoppelmatrix ist in der Nähe der Lösung. Die Methode ist unabhängig von der Topologie der Koppelmatrix. Die Nachteile des Verfahrens sind der Zeitaufwand der Optimierung und die Notwendigkeit, die richtige Koppelstruktur für eine vorgegebene Transferfunktion zu kennen.

1.6 Ähnlichkeitstransformationen

Eine komplexe Zahl λ ist Eigenwert einer reellen oder komplexen Matrix $[A]$, wenn es einen Vektor \vec{x} gibt, so dass

$$[A]\vec{x} = \lambda\vec{x}. \quad (54)$$

Die Eigenwerte von $[A]$ erfüllen die Gleichung $\det([A] - \lambda[I]) = 0$.

Ist $[R]$ eine reelle oder komplexe nicht singuläre Matrix und $\vec{y}=[R]^{-1}\vec{x}$, folgt aus Gleichung 54

$$[R]^{-1}[A][R]\vec{y} = [R]^{-1}[A]\vec{x} = \lambda[R]^{-1}\vec{x} = \lambda\vec{y}. \quad (55)$$

Das bedeutet, dass λ auch Eigenwert der Matrix $[R]^{-1}[A][R]$ ist. Die Transformation

$$[B] = [R]^{-1}[A][R] \quad (56)$$

wird *Ähnlichkeitstransformation* genannt, $[A]$ und $[B]$ sind ähnliche Matrizen. Ähnliche Matrizen haben auch dasselbe charakteristische Polynom, da

$$\begin{aligned} \det([R]^{-1}[A][R] - \lambda[I]) &= \det([R]^{-1}([A] - \lambda[I])[R]) = \\ &= \det([R]^{-1})\det([A] - \lambda[I])\det([R]) = \det([A] - \lambda[I]) \end{aligned}$$

ist. Zwei ähnliche Koppelmatrizen $[K]$ (in Gleichung 38) haben die gleichen Eigenwerte und Eigenvektoren. Sie produzieren also die gleiche Transferfunktion. Diese Eigenschaft erlaubt, eine Koppelmatrix in eine neue Koppelmatrix mit bestimmten Besonderheiten zu transformieren, ohne die charakteristische Funktion zu verändern. Dies ist z. B. erforderlich, wenn die Struktur des Filters gewisse Kopplungen nicht realisieren darf und diese Kopplungskoeffizienten auf Null gesetzt werden müssen. Die Minimierung der Anzahl der Querkopplungen ist für den optimalen Entwurf auch ein interessantes Ziel, da Filter mit wenigen Querkopplungen einfacher herzustellen und abzugleichen sind. Ähnlichkeitstransformationen können auch benutzt werden, um die Werte der Kopplungskoeffizienten zu variieren. Eine zu große Kopplung ist schwer zu realisieren, die Wirkung einer zu kleinen Kopplung wird oft durch parasitäre Effekte beeinflusst.

Die Rotationsmatrix $[R]$ der Filtersynthese ist normalerweise eine orthogonale Matrix, die wie folgt definiert ist. Sie ist eine Einheitsmatrix, in der aber die Elemente

$$\begin{aligned} R_{i,i} &= R_{k,k} = \cos(\theta_r) \\ R_{i,k} &= -R_{k,i} \sin(\theta_r) \end{aligned} \quad (57)$$

gesetzt sind. Um die Transferfunktion des Filters zu gewährleisten, müssen die Ähnlichkeitstransformationen keine Abschlussknoten einbeziehen [Bel 82]. Das impliziert, dass in den vorigen Gleichungen weder i noch k die Werte 1 oder $N+2$ gleichen können. Die rekursive Formel für die r -te Transformation ist

$$[K]_r = [R]_r^{-1}[K]_{r-1}[R]_r \quad (58)$$

wobei die neue Koppelmatrix $[K]_r$ Funktion der letzteren Koppelmatrix $[K]_{r-1}$ ist.

In der Literatur sind verschiedene Beispiele von Ähnlichkeitstransformationen für Filter mit Kreiszahlen von 6 bis 12 gegeben. Rhodes [Rho 80b] transformiert die kanonische Koppelstruktur in die In-Line Struktur. Seine Transformationen gelten nur für symmetrische Filter mit symmetrischer Struktur und mit Kreiszahlen $N=6, 8, 10$ und 12 . Cameron [Cam 81] erweitert sie zu asymmetrischen Realisierungen. Bell [Bel 82] realisiert asymmetrische kanonische Koppelstrukturen für Filter mit symmetrischem oder asymmetrischem Frequenzgang. Kürzlich hat Macchiarella [Mac 02] einen auf Ähnlichkeitstransformationen basierenden Optimierungsprozess für den Fall von CT Filtern mit Quelle-Last Kopplungen eingeführt und Cameron hat Tabellen für die Transformation kanonisch zu Cul-De-Sac veröffentlicht [Cam 02].

Die kanonische Koppelmatrix ist also einfach zu transformieren. Das ist nicht immer der Fall für die vollbesetzte Koppelmatrix, für die keine allgemeine Regel existiert. Benutzbar ist deshalb die Synthese durch Extraktion, weniger praktisch ist die Synthese durch Orthonormierung. Am geeignetsten ist die Filtersynthese durch Optimierung, hier wird keine Transformationen der Koppelmatrix benötigt. Diese Überlegungen werden eine große Rolle in der Wahl des besten Synthese-basierenden Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern spielen.

1.7 Filtersynthese und rechnergestützter Abgleich

Die Theorie der Filtersynthese kann dem rechnergestützten Abgleich angepasst werden. Das so genannte inverse Problem liegt darin, die Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen eines gemessenen Filters zu bestimmen. Wenn diese Parameter erst einmal abgeleitet sind, können sie mit den Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des idealen Filters verglichen werden. Dieser Vergleich zeigt die fehlerbehafteten Parameter, die die Verstimmung verursachen und eingestellt werden müssen. Beim manuellen Abgleichen kann aber nur ein einzelnes Abstimmelement benutzt werden, ein effizientes Auswahlkriterium des Korrekturlements ist deshalb notwendig. Die in der Literatur vorgeschlagene Regel für die Auswahl des Abstimmelementes ist der größte Unterschied zwischen idealer und aktueller Koppelmatrix. Dieses Problem ist für die schnelle Konvergenz des Abgleichs sehr wichtig und wird in den folgenden Kapiteln weiter erarbeitet. Eine schnelle Konvergenz existiert nur dann, wenn der Unterschied zwischen idealem und gemessenem Filterverhalten empfindlich gegen das abzugleichende Element ist.

Das Problem des Abgleichs durch Filtersynthese wird in drei Schritten bearbeitet:

1. Bestimmung der Pol- und Nullstellen des gemessenen Filters.
2. Berechnung einer verlustbehafteten Schaltung (oder einer Koppelmatrix) der gewünschten Topologie.
3. Auswahl des Korrekturlements und Abgleich.

Ibbetson [Ibb 00] realisiert den Tiefpassprototyp, der einem gemessenen Filter entspricht, durch Extraktion der Schaltungselemente. Diese Methode wurde implementiert, insbesondere wurde die Extraktion durch die Kettenmatrix benutzt (Einzelheiten sind in Kapitel 1.5.1). Wegen der beschränkten Genauigkeit der gemessenen Daten und wegen der Effekte des Rauschens, ist die Anzahl der Elemente begrenzt, die mit einer akzeptablen Genauigkeit extrahiert werden können. Die Schaltung könnte komplexe Kapazitäten und unrealisierbare Elemente enthalten, die Anzahl dieser Elemente würde im Laufe der Extraktion ansteigen. Selbst wenn der Prototyp synthetisiert werden kann, müssen Ähnlichkeitstransformationen seine Topologie zu der tatsächlichen Topologie führen. Wie erklärt, stellt die Berechnung der Schaltung ein Beispiel für ein uneindeutiges Problem dar. Zahlreich sind die Netzwerke, die bestimmte Streuparameter generieren können, vor allem bei hochkreisigen Filtern. Die Ähnlichkeitstransformationen konvergieren nicht immer zur gewünschten Topologie. Selbst dann wenn die Konvergenz existiert, kann die Lösung uneindeutig sein und effiziente Kriterien für die Gültigkeit der Lösung sind nicht in der Literatur zu finden.

Der Ansatz von Kahrizi [Kah 00] basiert auf der Realisierung des Filterprototyps durch Optimierung der Koppelmatrix. Die zu optimierende Matrix ist die Koppelmatrix des idealen Tiefpassfilters. Die Fehlerfunktion wird durch die Nullstellen der gemessenen Streuparameter

definiert. Wie schon in Kapitel 1.5.3 erklärt, ist dieses Verfahren sehr effizient. Der vorgeschlagene Algorithmus bereitet jedoch Schwierigkeiten. Die Fehlerfunktion berücksichtigt nur die Nullstellen von $S_{11}(s)$ und $S_{21}(s)$ und ignoriert die Nullstellen von $S_{22}(s)$. Verlustbehaftete Zweitore haben aber im Allgemeinen $|S_{11}(s)| \neq |S_{22}(s)|$. Das Verfahren ignoriert den Term $[\epsilon - \hat{\epsilon}]$ der Welligkeit im Durchlassbereich in Gleichung 53. Das Hauptproblem der Methode liegt darin, dass die Optimierung lokale Minima und uneindeutige Lösungen finden kann, vor allem bei stark verstimmtten Filtern. Die vorgeschlagene Lösung zu diesem Problem ist die Mehrstufenoptimierung. Zunächst optimiert man die Hauptkopplungen, dann die Querkopplungen und schließlich die Resonanzfrequenzen. Die Autoren erklären aber nicht, warum dieser Ansatz zu besseren Lösungen führen soll.

Eine weitere Methode ist in [Sey 98] beschrieben. Die Streumatrix $[S]$ eines wie in Abbildung 6 gezeichneten Prototyps ist wie folgt ausdrückbar

$$[S] = \frac{1}{E(s)} \begin{bmatrix} F(s) & P(s) \\ P(s) & C(s) \end{bmatrix} = [C] (j\omega[I] - [M])^{-1} [B] + [D] \quad (59)$$

wobei $[C]_{2 \times N}$, $[M]_{N \times N}$ und $[B]_{N \times 2}$ reelle oder komplexe Matrizen sind und $[B]^T = [C]$. Die Matrizen $[I]_{N \times N}$ und $[D]_{2 \times 2}$ sind Einheitsmatrizen, $[M]$ ist die Koppelmatrix. Die Polynome $E(s)$, $F(s)$, $C(s)$ und $P(s)$ sind in Abschnitt 1.2.1 definiert und werden durch Polynomapproximation der gemessenen Streuparameter berechnet. Eine bestimmte Streumatrix $[S]$ kann von unendlichen Kombinationen der Matrizen $[B]$, $[M]$ und $[C]$ generiert werden. Die erste Lösung für die Matrix $[M]$ ist eine diagonale Matrix, deren Elemente die Polstellen der Transferfunktion sind. Die anderen Lösungen können durch die Transformation

$$\begin{cases} [M]' = [T]^T \cdot [M] \cdot [T] \\ [B]' = [T]^T \cdot [B] \\ [C]' = [C] \cdot [T] \end{cases} \quad (60)$$

bestimmt werden, wobei $[T]$ eine reelle oder komplexe orthogonale Matrix ist. Dieses Verfahren ist der in Abschnitt 1.5.2 beschriebenen Methode sehr ähnlich. Die Transformationen der Gleichung 60 sind praktisch Ähnlichkeitstransformationen und die gewünschte Filtertopologie kann durch eine Reihe von Rotationen erreicht werden. Alle möglichen realisierbaren Lösungen für eine bestimmte Topologie können auch durch Optimierung der orthogonalen Matrix $[T]$ identifiziert werden. Die zu minimierende Fehlerfunktion wird durch die Summe der unerwünschten Kopplungskoeffizienten berechnet. Diese besondere Methode für die Parameteridentifizierung ist innerhalb einer Methode für die Vollwellenoptimierung von Mikrowellenfiltern verwandt worden [Bil 99, Bil 01, Bai 01, Bil 01b]. Nach einer Vollwellensimulation wird die Koppelmatrix durch das beschriebene Verfahren extrahiert. Sie wird mit der idealen Koppelmatrix des Filters verglichen. Anhand der Ergebnisse der Gegenüberstellung wird entschieden, ob die zwei Koppelmatrizen hinreichend genau übereinstimmen, und das Ende des Optimierungsprozesses erreicht ist, oder welche Filterabmessungen korrigiert werden müssen. Das Verfahren funktioniert aber nur dann, wenn das Filter einen guten Stand der Reflexion im Durchlassbereich zeigt. Die Transformationen der Gleichung 60 ergeben Schwierigkeiten vor allem bei hochkreisigen Filtern.

Alle beschriebenen Methoden zum Filterabgleich setzen ein vorabgeglichenes Filter voraus. Da die Realisierung durch Optimierung in [Kah 00] keine Ähnlichkeitstransformationen braucht, scheint dieses Verfahren die besten Möglichkeiten den rechnergestützten Abgleich anzubieten.

1.8 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die Grundlagen der Synthese von schmalbandigen Filtern aus konzentrierten Elementen vorgestellt. Die Einführung in die Theorie der Filtersynthese hat die folgenden Themen betroffen: Definition von ein- und beidseitig abgeschlossenen Filtern, Analyse der Besonderheiten der typischen charakteristischen Funktionen, Voraussetzungen der Realisierbarkeit, Polynomapproximation und Berechnung der Vierpolersatzschaltung. Die analysierten Ersatzschaltbilder bestehen grundsätzlich aus LC Kreisen und Admittanzinvertern oder Impedanzinvertern. Sie sind zur Modellierung von schmalbandigen Hohlleiterfiltern aus gekoppelten Resonatoren geeignet, da jeder LC Kreis eine elektrische Resonanz und jeder Inverter eine Kopplung zwischen zwei Resonatoren darstellt.

Da die Theorie der Realisierung der Schaltung auch für das so genannte inverse Problem benutzt werden kann, wurden die Eigenschaften und Nachteile der auf der Theorie der Synthese von Reaktanzfiltern basierenden Hauptalgorithmen des rechnergestützten Abgleichs beschrieben. Vorgeschlagene Methoden unterstützen aber nur den Feinabgleich und können nur kleine Abweichungen der Parameter bestimmen. Sie brauchen ein Filter, dessen Verhalten in der Nähe des optimalen Zustandes liegt. Die Wirksamkeit von diesen Methoden ist deshalb stark eingeschränkt.

2 Stand der Forschung zum rechnergestützten Filterabgleich

2.1 Einleitung

Hochfrequenzfilter mit kleiner relativer Bandbreite sind sehr empfindlich gegenüber Parameteränderungen. Aufgrund von Fertigungstoleranzen, parasitären Effekten und Ungenauigkeiten des Simulationsmodells erfüllen oft die gefertigten schmalbandigen Filter ihre Spezifikation nicht. Daher besteht die Notwendigkeit, einerseits den sogenannten optimalen Entwurf zu berechnen und andererseits das gefertigte Filter abzugleichen.

Die Berechnung der Filterabmessungen kann durch die Zuweisung von realistischen Toleranzen (engl.: Tolerance Assignment) und Abgleichsbereichen (engl.: Tolerance-Tuning Problem) durchgeführt werden. Das Ziel der Zuweisungen ist, einen Entwurf zu finden, mit dem die elektrische Spezifikation erfüllt und eine Minimierung der Herstellung- und Abgleichskosten erreicht wird. Dieser Entwurf wird *optimal* genannt.

Der Ersatz von fehlerhaften Elementen oder ihr Abgleich sind zwei Möglichkeiten, ein gefertigtes Filter abzustimmen. Der erstere Ansatz ist in der Literatur als Fehleranalyse bekannt und ist normalerweise für die Hochfrequenztechnik zu teuer und zeitintensiv. Beim Abgleichen werden die Werte der fehlerhaften Parameter durch geeignete Abstimmelemente eingestellt. Das Ziel des rechnergestützten Abgleichs ist die Senkung der Zeitdauer und der Abgleichkosten und ist das Thema dieser Dissertation.

Deterministischer und funktioneller Abgleich sind Abgleichmethoden, die auf das Problem der Parameteridentifizierung (oder inverses Problem) zurückgeführt werden können. Dieses ist die eindeutige Bestimmung der Parameterwerte einer Schaltung, die durch direkte Messungen oder durch mathematische Verfahren durchgeführt wird. Die ältere Theorie der Fehleranalyse schafft die Voraussetzungen für die Lösbarkeit der Parameteridentifizierung und wird in Kapitel 2.4 beschrieben. Das generelle Problem der Parameteridentifizierung ist für passive RLC Filter aus konzentrierten Elementen, aktive Filter und Verstärker aber auch für Mikrowellenfilter gültig. Im Allgemeinen ist die Parameteridentifizierung für Mikrowellenfilter nicht einfach. Verschiedene Methoden sind in der Literatur angegeben. Kapitel 2.7 analysiert Vorteile und Grenzen dieser Verfahren, um zu verstehen, welche mit Erfolg verwendet werden können und was noch zu tun ist. Diese Überlegungen sind hilfreich, die Ziele dieser Arbeit zu verdeutlichen.

2.2 Zur Notwendigkeit des Abgleichs

Die Realisierung eines schmalbandigen Mikrowellenfilters wird normalerweise in drei Schritten durchgeführt, Entwurf, Fertigung und Montage, und wird im Folgenden analysiert.

Der Entwurf ist die Bestimmung der Filterstruktur einschließlich ihrer geometrischen Abmessungen, so dass im Rahmen des Feldsimulationsmodells der Frequenzgang des Filters die Spezifikation erfüllt. Dieser Entwurf wird gewöhnlich in vier Schritten durchgeführt: Berechnung des Tiefpassprototyps, Bandpasstransformation des Prototyps, Bestimmung der Anfangsdimensionen und Optimierung des Feldsimulationsmodells. Die endgültigen Abmessungen des Filters werden also mittels Optimierung festgelegt. Das Feldsimulationsmodell berücksichtigt normalerweise keine Verluste. Die Verluste verschieben Pol- und Nullstellen des Filters weiter in die linke Halbebene der komplexen s -Ebene und erhöhen die Dämpfung im Durchlassbereich (siehe Kapitel 1). Weiterhin ist die Genauigkeit der Modellierung des

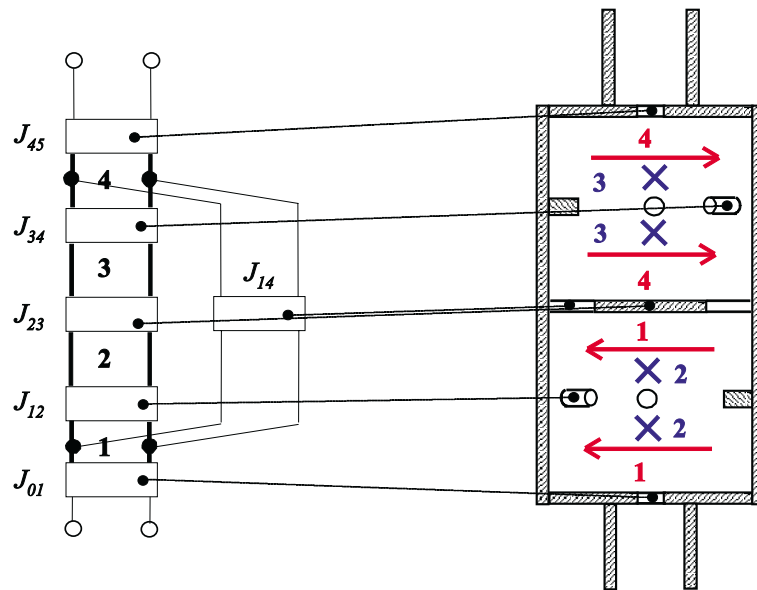


Abbildung 7: Tiefpassprototyp mit Admittanzinvertern und sein äquivalentes Feldsimulationsmodell in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Beispiel eines vierkreisigen Filters mit einer negativen Querkopplung. Die Pfeile im rechten Bild geben die Richtung des Elektrischen Feldes an.

Feldsimulationsmodells beschränkt. So ist z. B. in Abhängigkeit des verwendeten Verfahrens (Mode-Matching, Finite Elemente, Finite Differenzen usw.) die Zahl der berücksichtigten höheren Moden beschränkt. Weiterhin wird die numerische Genauigkeit durch Rundungsfehler begrenzt.

Die Fertigung und die Montage betreffen die Realisierung des sich aus dem Feldsimulationsmodell ergebenden Filters. Jede Fertigungsmethode ist von bestimmten Toleranzen gekennzeichnet und aufgrund dieser Toleranzen werden oft die gefertigten Filter ihre elektrischen Spezifikationen nicht erfüllen. Typische Fertigungsmethoden für Hohlleiterfilter sind Fräsen und Drehen, wobei die Toleranzen in der Größenordnung von ein bis zwei Hundertstel Millimeter liegen. Kleinere Toleranzen sind auch möglich, die Fertigung wird dadurch aber langsamer und teurer. Es muss also ein Kompromiss zwischen Toleranzen und Kosten gefunden werden. Die Schwierigkeiten des Problems der Toleranzen ist eine Funktion der relativen Bandbreite und Mittenfrequenz des Filters. Filter mit schmalen relativen Bandbreiten und hohen Mittenfrequenzen sind sehr empfindlich gegenüber Parameteränderungen und erfordern kleine Toleranzen. Weitere Probleme sind zu erwarten, wenn besondere Geometrien gefertigt werden müssen, z. B. rechteckige Kanten. Diese werden durch Fräsradien angenähert. Gefertigte und geforderte Geometrien sind also nicht identisch. Das gemessene Filterverhalten wird also vom berechneten Frequenzgang abweichen und es muss deshalb abgestimmt werden. Die direkte Messung der Filtergeometrien hilft nicht, das Problem des Abgleichs zu lösen. Es ist nämlich unpraktisch oder manchmal unmöglich Fehler zu korrigieren, die im Bereich der Toleranzen liegen. Die Anwendung von Abstimmeelementen ist deshalb unverzichtbar.

Auch kleine Abweichungen der Geometrie, die die Montage mit sich bringen kann, können Variationen der Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des Filters verursachen. Die Geometrien könnten leicht verformt werden und die Position einer Koppelblende auf dem Querschnitt könnte z. B. nicht mit der idealen Position übereinstimmen. Die Effekte der Montage können nicht vorausgesehen werden. Hochkreisige Filter mit zahlreichen Kompo-

nenten, hoher Mittenfrequenz und schmaler relativer Bandbreite sind normalerweise sehr empfindlich auch gegenüber Montagetoleranzen.

Der Abgleich ist die Einstellung der Kopplungen und Resonanzfrequenzen eines Filters. Wie in Kapitel 1 gezeigt, hängt das elektrische Filterverhalten nur von diesen Parametern ab. Nur Kopplungen und Resonanzfrequenzen müssen deshalb abgeglichen werden. Abgleich kann viele Ungenauigkeiten kompensieren: Ungenauigkeiten der Simulation, der Toleranzen, der Radien und weitere Ungenauigkeiten bei Fertigung und Montage. Abbildung 8 zeigt ein Beispiel von Filtern in Single- und Dual-Mode [Wil 70, Wil 77] Hohlleitertechnologie. Solche Filter nutzen die TE Moden, z. B. TE_{101} bzw. TE_{111} . Die Resonanzfrequenzen der Filter werden durch die gezeigten Abgleichschrauben abgeglichen. In einem Dual-Mode Filter werden die Kopplungskoeffizienten zwischen zwei orthogonalen Moden im selben Resonator durch Koppelschrauben generiert. Seriengeschaltete Resonatoren werden in beiden Fällen durch Koppelblenden verbunden.

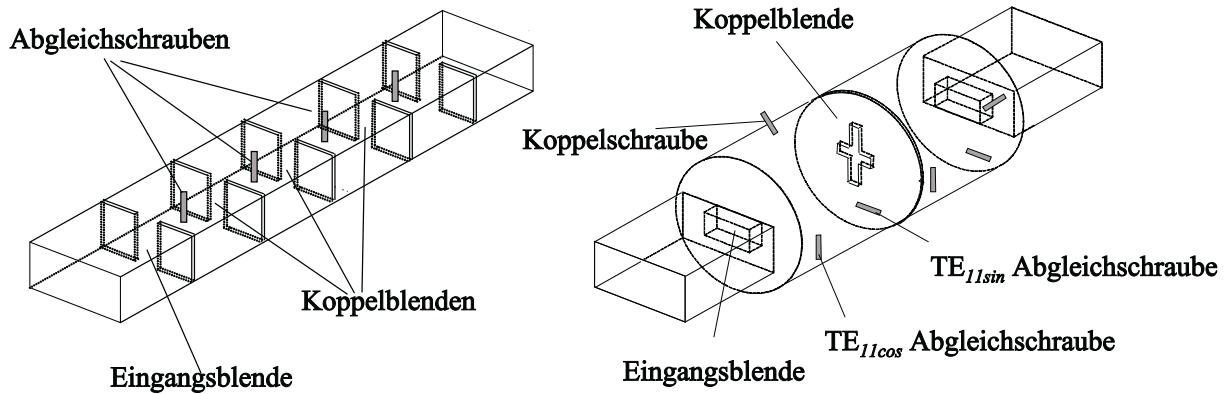


Abbildung 8: Vierkreisiges Rechteckhohlleiterfilter in Single-Mode Technologie (links) und vierkreisiges Rundhohlleiterfilter in Dual-Mode Technologie (rechts).

Die Verschiebung der Resonanzfrequenz durch eine Variation des Volumens des Resonators oder durch eine Variation des Materials des Resonators kann mit der Störungstheorie untersucht werden. Eine metallische Schraube in einem metallischen Resonator wird die Resonanzfrequenz um [Ram 65]

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \simeq \frac{\int_{\Delta V} (\mu |\vec{H}_0|^2 - \epsilon |\vec{E}_0|^2) dv}{\int_V (\mu |\vec{H}_0|^2 + \epsilon |\vec{E}_0|^2) dv} = \frac{\Delta U_H - \Delta U_E}{U} \quad (61)$$

ändern, wobei ω_0 die Resonanzfrequenzen des ungestörten Resonators und ω die neue Resonanzfrequenz ist. ΔV und V sind das Volumen der Schraube und des Resonators, ϵ und μ sind Dielektrizitäts- und Permeabilitätskonstante im Resonator, \vec{E}_0 und \vec{H}_0 sind elektrische und magnetische Felder des ungestörten Resonators. ΔU_H und ΔU_E sind die durch die Schraube bewirkten Änderungen der magnetischen und elektrischen Feldenergie. U ist die Gesamtenergie, die der Resonator enthält. Die Resonanzfrequenz wird also erhöht oder erniedrigt in Abhängigkeit von Position und Eindringtiefe der Schraube.

In einem Dual-Mode Resonator ist die wechselseitige Abhängigkeit der zwei Resonanzfrequenzen und des Kopplungskoeffizienten von der entsprechenden Eindringtiefe der Schrauben

nichtlinear (siehe Abbildung 9). Ein Inkrement der Tiefe der Abgleichschraube TE_{11cos} verursacht eine kapazitive Verringerung der entsprechenden Resonanzfrequenz und eine kleine induktive Steigerung der Resonanzfrequenz des orthogonalen Modes TE_{11sin} . Ein Inkrement der Eindringtiefe der Koppelschraube verursacht eine Erhöhung des Kopplungskoeffizienten und die kapazitive und induktive Verminderung der Resonanzfrequenz der zwei orthogonalen Moden. Diese wechselseitige Abhängigkeit der Resonanzfrequenzen und des Kopplungskoeffizienten machen den Abgleich von Filtern in Dual-Mode Technologie sehr schwierig. Diese Besonderheit existiert nicht bei Single-Mode Filtern.

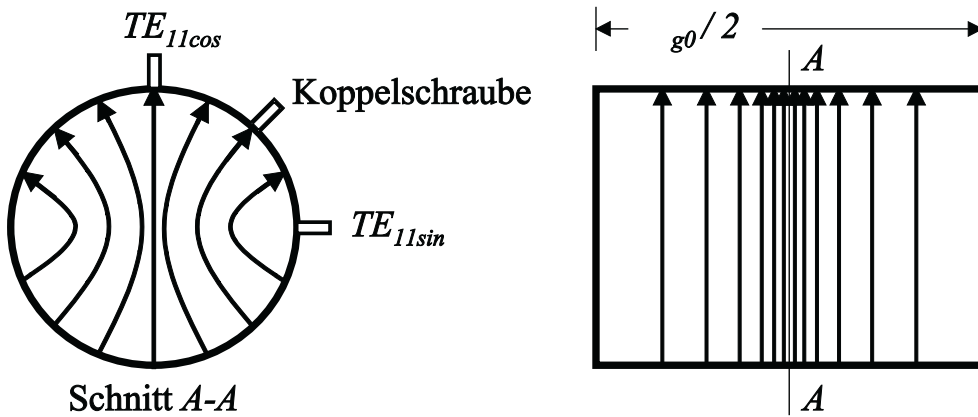


Abbildung 9: Quer- und Längsschnitt eines Rundresonators mit dem Feldverteilung des TE_{111} Modes, zwei Abgleichschrauben und einer Koppelschraube.

Von Interesse ist auch die mögliche Veränderung der Resonanzfrequenz durch eine Variation des Innenmaterials des Resonators. Es gilt die Approximation [Ram 65]

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \simeq \frac{-\int_{\Delta V} (\mu_1 - \mu) |\vec{H}_0|^2 + (\epsilon_1 - \epsilon) |\vec{E}_0|^2 dv}{\int_V (\mu |\vec{H}_0|^2 + \epsilon |\vec{E}_0|^2) dv} \quad (62)$$

wobei ϵ_1 , μ_1 und ΔV Dielektrizitätskonstante, Permeabilitätskonstante und Volumen des in Resonator eingefügten Elements sind. Gleichung 62 zeigt, dass eine Vergrößerung von ϵ oder μ immer die Resonanzfrequenz vermindert. Dielektrische Abgleichschrauben verursachen Variationen $(\epsilon_1 - \epsilon) \neq 0$ und $(\mu_1 - \mu) = 0$, und sind da wirksam, wo die elektrische Komponente des elektromagnetischen Feldes ungleich Null ist. Die Wirkung der Koppel- und Abgleichschrauben auf die unbelastete Güte des Resonators wurde von Thal [Tha 77] untersucht. Ergebnisse zeigen, dass die unbelastete Güte verringert wird, wenn die Eindringtiefe der Schrauben zunimmt.

Die Resonanzfrequenzen des Filters werden also durch Abgleichschrauben abgeglichen. Die Kopplungskoeffizienten zwischen zwei orthogonalen Moden werden durch die Koppelschrauben generiert und abgestimmt. Die induktiven Koppelblenden können auch mittels Abstimmerschrauben abgeglichen werden. Der Abgleich korrigiert die Ungenauigkeiten der Toleranzen, der Montage und des Feldsimulationsmodells durch Abstimmung von Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen. Es können aber nur kleine Fehler korrigiert werden. Die von einer falschen Montage verursachten gravierenden Fehler (siehe Kapitel 2.4) können z. B. nicht abgestimmt werden. Auch die Verluste sind nicht einstellbar. Im Allgemeinen ist

der Abgleich nur dann erfolgreich, wenn die Geometrien des gefertigten Filters in der Nähe der berechneten Abmessungen liegen. Normalerweise müssen die Abmessungen des Filters im Toleranzbereich liegen.

2.3 Optimaler Entwurf

Das grundsätzliche Ziel eines Entwurfs ist es, einen Nennvektor $\vec{\phi}^0 = [\phi_1^0, \phi_2^0, \dots, \phi_P^0]^T$ der Schaltungsparameter $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_P$ (z. B. Geometriedaten, Hohlleiterlängen, Kopplungskoeffizienten usw.) zu finden, mit dem die Schaltung die Spezifikationen erfüllt.

Die Berücksichtigung der Toleranzen im Abschnitt des Entwurfs ist notwendig, um ein funktionierendes theoretisches Modell in ein herstellbares Produkt zu verwandeln [Pin 75]. Das Problem der *Zuweisung der Toleranzen* und das generelle Problem der *Zentrierung des Entwurfs* mit der optimalen Zuweisung der Toleranzen sind in der Literatur ausführlich beschrieben worden [Pin 72, Ban 74, Ban 74b, Ban 75, Pin 75, Eli 75]. Sowohl deterministische als auch statistische Methoden sind benutzt worden [Geh 71]. Die erste Methode ist in der Literatur als Worst-Case Entwurf, die letztere als statistischer Entwurf bekannt.

Das Problem der Zentrierung des Entwurfs mit der optimalen Zuweisung der Toleranzen und die Verfügbarkeit des Abgleichs wurde zuerst durch Bandler [Ban 74c, Ban 75b, Ban 76] untersucht. Die Grundidee ist, dass Fertigung, Abgleich und Betriebseigenschaften einer elektrischen Schaltung simuliert werden können [Kje 75]. Die Theorie verbindet die Parameter der Nennschaltung, die entsprechenden Toleranzen und die Abgleichsbereiche. Das Ziel ist, einen Nennvektor $\vec{\phi}_0$, die Toleranzen und den Abgleichsbereich zu berechnen, mit denen die Herstellungskosten reduziert und die Spezifikationen erfüllt werden können. Beispielsweise kann ein Entwurf mit dem breitesten Toleranzbereich und dem kleinsten Abgleichsbereich zur Minimierung der Herstellungskosten führen.

Der Entwurf besteht in einem Nennvektor $\vec{\phi}^0 = [\phi_1^0, \phi_2^0, \dots, \phi_P^0]^T$, einem Toleranzvektor $\vec{\epsilon} = [\epsilon_1, \epsilon_2, \dots, \epsilon_P]^T$ und einem Abgleichsvektor $\vec{t} = [t_1, t_2, \dots, t_P]^T$, wobei P die Anzahl der Parameter der Schaltung ist. Das Ergebnis des Entwurfs ist der Vektor

$$\vec{\phi} = \vec{\phi}^0 + [E]\vec{\mu} + [T]\vec{\sigma} \quad \vec{\phi} \in R_C. \quad (63)$$

Dabei sind die Matrizen $[E] = \text{diag}[\vec{\epsilon}]$ und $[T] = \text{diag}[\vec{t}]$ reelle diagonale Matrizen. Sie stellen Toleranz- bzw. Abgleichsbereiche dar. Die Vektoren $\vec{\mu}$ und $\vec{\sigma}$ legen die Auswirkung der Toleranzen und des Abgleichs fest. Alle Vektoren der Schaltungsparameter, mit denen die Schaltung die Spezifikation erfüllt, sind in der Menge R_C enthalten. Die Spezifikationen werden mathematisch durch begrenzte Funktionen $\vec{g}(\vec{\phi})$ dargestellt, wie z. B.

$$R_C = \left\{ \vec{\phi} \mid \vec{g}(\vec{\phi}) \geq \vec{0} \right\}. \quad (64)$$

Die Aufgabe des Entwurfs besteht in der Bestimmung der Vektoren $\{\vec{\phi}^0, \vec{\epsilon}, \vec{t}\}$, die die Funktion der Herstellungskosten $C(\vec{\phi}^0, \vec{\epsilon}, \vec{t})$ minimieren, unter der Bedingung $\vec{\phi} \in R_C$ und der Beschränkungen $\vec{\phi}^0, \vec{\epsilon}, \vec{t} \geq \vec{0}$. Die Funktion C muss geeignete Terme enthalten, die die Abgleichskosten darstellen. Diese Abgleichskosten wachsen im Allgemeinen sowohl mit der Zahl abzugleichender Parameter als auch der Weite der Abgleichsbereiche. Eine genaue Schätzung der Kosten ist eine unerlässliche Voraussetzung zur Erreichung des optimalen Entwurfs.

Die Ergebnisse dieser Theorie beweisen die Wichtigkeit des Abgleichs. Die Einbeziehung von abgleichbaren Parametern kann nämlich die Toleranz über denselben Parameter erhöhen und kann die Unbestimmtheiten des Modells kompensieren. Die Minimierung der Abgleichskosten durch den rechnergestützten Abgleich ermöglicht also bei gleichen Toleranzen, die Produktion zu verbilligen.

2.4 Fehleranalyse

Nach der Fertigung und der Montage der Schaltung muss geprüft werden, ob die elektrischen Spezifikationen erfüllt sind. Bei Nichterfüllung wird die Schaltung korrigiert. Bei der Fehleranalyse werden die fehlerbehafteten Elemente ersetzt. Ein Element ist fehlerhaft, wenn es Veränderungen der idealen Übertragungsfunktion verursacht. Die Fehler können *klein* oder *gravierend* sein. Man hat einen kleinen Fehler, wenn das Element zwar richtig funktioniert, aber sein Wert vom Nennwert abweicht. Der gravierende Fehler entspricht dem Fall, dass das Bauteil seine charakteristische Funktion verliert. Normalerweise verursacht ein solcher Fehler einen Kurzschluss oder einen Leerlauf an den Knoten des Bauteils.

Das Problem der Fehleranalyse wird gewöhnlich als *Parameteridentifizierung* bezeichnet [Tri 78]. Durch die Parameteridentifizierung berechnet man die aktuellen Parameter der Schaltung. Wenn dies eindeutig möglich ist, wird das inverse Problem gelöst. Durch den Vergleich von aktuellen und idealen Parametern können fehlerbehaftete Elemente identifiziert und ersetzt werden. Die Lösbarkeit der Parameteridentifizierung wurde zuerst von Berkowitz [Ber 62] betrachtet, der den Begriff der *Erreichbarkeit* einführte. Dieser kennzeichnet die Möglichkeit, Spannungen oder Ströme an den Knoten eines Bauteiles einer Schaltung aus konzentrierten Elementen zu messen oder einzuprägen. Lösbar ist die Parameteridentifizierung für eine Schaltung genau dann, wenn alle Werte ihrer Parameter aus den Messungen an den erreichbaren Knoten eindeutig bestimmt werden können.

Das Gelingen der Fehleranalyse hängt von der Technologie ab. Eine Begrenzung für die Lösbarkeit ist die Unerreichbarkeit einiger oder aller Knoten der Komponenten. Berkowitz [Ber 62] zeigt, dass lineare Schaltungen aus erreichbaren Knoten lösbar sind. Auch lineare Schaltungen, die nicht zusammengesetzt sind, sind lösbar, da ihre Knoten erreichbar sind. Ausnahme sind die Elemente mit Parallelanschluss, die nicht eindeutig aus der Messung von Spannung und Strom bestimmt werden können. Ein anderer Fall liegt vor, wenn einige Knoten teilweise erreichbar sind, nur Spannungen oder Ströme gemessen oder eingepreßt werden können, oder gar nicht erreichbar sind. Der Fall einer Schaltung mit einer gegebenen Topologie und mit einigen nicht erreichbaren Knoten wurde von Mayeda [May 78] untersucht. Schaltungen aus teilweise erreichbaren Elementen, wobei keine Ströme gemessen oder eingepreßt werden können, wurden in [Elt 75] untersucht. Das Problem der Lösbarkeit von nichtlinearen Schaltungen ist noch ungelöst. Die Parameterwerte einer nichtlösbaren Schaltung könnten auch mittels eines Optimierungsprozesses berechnet werden. Die Ergebnisse einer Optimierung sind aber im Allgemeinen uneindeutig. Notwendige Voraussetzung für die Lösbarkeit der Parameteridentifizierung durch Optimierung ist deshalb, dass „*die meisten Parameterwerte der gemessenen Schaltung nahe den nominalen Werten liegen*“ [Ban 80].

Die Theorie der Fehleranalyse wurde für Filter aus konzentrierten Elementen entwickelt. Die Methode benötigt eine große Anzahl von Messungen und liefert nicht immer akzeptable Ergebnisse bei gravierenden Fehlern. Weiterhin sind die meisten Messungen invasiv, sie stören das Filterverhalten und den gemessenen Parameter. Mikrowellenfilter sind also in den meisten Fällen nicht untersuchbar. Der Ansatz zur Parameteridentifizierung muss also anders sein, als mittels direkter Messung der Kopplungskoeffizienten, der Resonanzfrequenzen oder der Geometrien. Bei kleinen Fehlern ist es außerdem zu teuer und viel zu aufwändig die Bauteile zu ersetzen, viel besser ist es, die Werte der fehlerbehafteten Parameter abzugleichen. Der Abgleich löst also das Problem der Toleranzen und bietet die beste Möglichkeit zur Korrektur des hergestellten Filters.

2.5 Theoretische Formulierung des Problems des Abgleichs

Im Folgenden wird das Problem des Abgleichs für ein Filter mit P Parametern (Elementen) beschrieben. Von diesen P Parametern sind nur $K \leq P$ Elemente abgleichbar und damit die verbleibenden $P-K$ Elemente unabgleichbar. Dieses Faktum kann formal dadurch ausgedrückt werden, dass man aus dem P -dimensionalen Vektor $\vec{\phi} = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_P]$ der Parameter einen K -dimensionalen Teilvektor der abgleichbaren Elemente

$$\vec{\phi}_t = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_K]^T \quad (65)$$

und einen $(P-K)$ -dimensionalen Teilvektor

$$\vec{\phi}_r = [\phi_{K+1}, \phi_{K+2}, \dots, \phi_P]^T \quad (66)$$

der unabgleichbaren Elemente bildet und diese Zerlegung gemäß $\vec{\phi} = [\vec{\phi}_t, \vec{\phi}_r]$ formuliert. Für ein aktuelles Filter können durch jede Methode zur Parameteridentifizierung die P aktuellen Parameter $\vec{\phi}^a = [\phi_1^a, \phi_2^a, \dots, \phi_P^a] = [\phi_t^a, \phi_r^a]$ gefunden werden. Durch Abgleich kann nur der zu $\vec{\phi}_t$ gehörige Teil der Parameter verändert werden, d. h. zur Erfüllung der Spezifikationen steht nur die Untermenge

$$\vec{\phi} \Big|_{\vec{\phi}_r = \vec{\phi}_r^a} = [\vec{\phi}_t, \phi_r^a] \quad (67)$$

zur Verfügung. Da zur Erfüllung der elektrischen Spezifikationen nur die K Parameter $\vec{\phi}$ zur Verfügung stehen, kann man die Spezifikation schreiben

$$\vec{g}(\vec{\phi}) = \vec{g}_a(\vec{\phi}_t). \quad (68)$$

In Gleichung 64 wurde die Menge aller P -dimensionaler Vektoren $\vec{\phi}$, welche die Spezifikationen erfüllen, mit R_C bezeichnet. Der Abgleich findet aber nur in derjenigen Untermenge R_{CT} dieser Menge R_C statt, für die $\vec{\phi}_r = \vec{\phi}_r^a$ gilt:

$$R_{CT} = \left\{ \vec{\phi}_t \mid \vec{g}_a(\vec{\phi}_t) \geq \vec{0} \right\}. \quad (69)$$

Das Ziel des Abgleichs ist, einen aktuellen Vektor $\vec{\phi}_t$ zu finden, so dass

$$\vec{\phi}_t^a + [T_t] \vec{\phi}_t \in R_{CT}. \quad (70)$$

Dabei ist $[T_t]$ eine Untermatrix der im Kapitel 2.3 definierten Matrix $[T]$, ihre Ordnung ist K und $\vec{\phi}_t^a = [\phi_1^a, \phi_2^a, \dots, \phi_K^a]^T$.

Es sind zwei begrifflich verschiedene Ansätze in der Literatur für den rechnergestützte Abgleich zu finden, die unter der Bezeichnung *deterministischer* und *funktionaler* Abgleich bekannt sind [Mos 78]. Der deterministische Abgleich betrifft die Feinabstimmung der Komponenten im Vergleich zu Werten, die analytisch vorgegeben sind. Der funktionelle Abgleich impliziert die Feinabstimmung eines zusammengesetzten und funktionierenden Netzwerkes, so dass seine Übertragungseigenschaft während des Abgleichs überwacht werden kann. Die Theorie des deterministischen und des funktionellen Abgleichs wird in den folgenden Abschnitten erklärt.

2.6 Deterministischer Abgleich

Der deterministische Abgleich ist die Abstimmung von einigen Komponenten einer RC aktiven Schaltung. Die notwendigen Abweichungen für die Einstellung werden aus einer Kombination von Vierpolgleichungen und Bauelementemessungen vorgeschrieben. Der Hauptunterschied zwischen der älteren Theorie der Fehleranalyse und dem deterministischen Abgleich ist, dass jetzt einige Parameter abgeglichen werden können.

Am Anfang wird die Transferfunktion der idealen Schaltung berechnet. Die Koeffizienten dieser Funktion hängen von den Werten der Schaltungsparameter ab. Ein nichtlineares Gleichungssystem, das Parameterwerte und Koeffizienten der Transferfunktion in Verbindung bringt, kann deshalb aufgestellt werden. Da ein Filter durch die Koeffizienten seiner Transferfunktion charakterisiert wird und da diese Koeffizienten Funktionen der Kapazitäten und der ohmschen Widerstände der Schaltung sind, kann die Invarianz der Transferfunktion bei der Messung der Kapazitäten und dem Abgleich der ohmschen Widerstände erreicht werden. Zum Beispiel wird die Gleichung $RC=k_1$ mit der gemessenen Kapazität $C=C_1$ und der Wahl $R=k_1/C_1$ verifiziert. Die Auswahl der ohmschen Widerstände als abgleichbare Elemente ist nicht zufällig, da es schwierig ist, Kapazitäten zu variieren [Lop 77]. Normalerweise wird Laser Trimming benutzt, um die Werte der ohmschen Widerstände zu erhöhen. Die Lösung des Problems des Abgleichs wird also durch die Inversion eines nichtlinearen Systems berechnet.

Der deterministische Abgleich besteht im Grunde genommen im Trimming von Widerständen. Das Verfahren ist einfach und schnell in der Ausführung, jedoch müssen die nichtlinearen Gleichungen die ersten und oft auch die zweitrangigen parasitären Effekte berücksichtigen. Typische parasitäre Effekte sind die Verluste und Frequenzabhängigkeit der Kondensatoren und die Frequenzabhängigkeit der Operationsverstärker. Notwendige Voraussetzung für den Erfolg des Algorithmus ist, dass die Knoten der Kondensatoren erreichbar sind. Die Genauigkeit der Methode hängt von der Präzision der Messungen der Kondensatoren und der ohmschen Widerstände ab, sowie von der Genauigkeit des Trimmings.

Das Hauptproblem des Verfahrens liegt darin, dass man für eine Menge abgleichbarer Elemente nicht sicher sein kann, dass eine Lösung des nichtlinearen Systems existiert und, dass sie eindeutig ist. Um diese Schwierigkeit zu beheben schlägt Lopresti [Lop 77] eine Methode für den deterministischen Abgleich von RC aktiven Filtern vor. Das Verfahren invertiert grundsätzlich das System durch Optimierung. Die Berechnung der Empfindlichkeiten der Koeffizienten der Transferfunktion zu den Werten der Elemente der Schaltung unterstützt die Optimierung. Obwohl dieser Algorithmus das Problem der Eindeutigkeit löst, scheint die Optimierung über Koeffizienten der Transferfunktion Nachteile zu haben. Es könnte passieren, dass einige Koeffizienten hohe Empfindlichkeiten zu einigen Parametern haben. Um diese Schwierigkeit zu umgehen, könnte man Gewichtungsfaktoren benutzen, aber dafür könnten schlechte Konditionen auftreten.

Ein weiterer Algorithmus ist von Alajajian, El-Masry und Trick vorgeschlagen worden [Ala 79, Ala 80]. Das Verfahren verwendet den Begriff des adjungierten Netzwerks und das differentielle Tellegenstheorem [Dir 69], um eine Beziehung zwischen Parameteränderungen ΔG_K und entsprechenden Spannungsänderungen ΔV_K an den abgleichbaren Knoten der Schaltung zu bilden. Die Hauptgleichung der Methode ist:

$$\sum_{K=1}^T (V_K^i + \Delta V_K^i) \cdot \widehat{V}_K^i \Delta G_K - c \cdot V_{od}^i = -V_{om}^i. \quad (71)$$

Dabei ist T die Anzahl der abgleichbaren ohmschen Widerstände. V_K bzw. \widehat{V}_K sind Spannungen der idealen und der adjungierten Schaltung über alle abgleichbaren Elemente. V_{om} bzw.

V_{od} sind Ausgangsspannungen der gefertigten und der idealen Schaltung. Die Hochstellung i bezeichnet die Frequenz, an der die Spannungen betrachtet werden. c ist eine unbekannt Konstante. $V_K + \Delta V_K$ sind die Spannungen nach dem Abgleich. Diese können durch die Spannungen der idealen Schaltung angenähert werden:

$$V_K + \Delta V_K \cong V_{KD}, \quad \text{für} \quad K = 1, 2, \dots, T. \quad (72)$$

Auf diese Art können die erforderlichen Abgleichbeträge ΔG_K einfach durch die Lösung eines linearen Gleichungssystems bestimmt werden. Dieser Algorithmus ist effizient. Er zwingt nämlich sowohl Ausgangsspannungen als auch Innenspannungen, die Spezifikationen zu erfüllen. Die Abgleichbeträge sind jedoch außer Kontrolle und man kann nichts dagegen tun, wenn diese Beiträge zu groß werden.

Obwohl noch weitere effiziente Algorithmen für den deterministischen Abgleich von RC aktiven Filtern existieren [Lue 77], scheint die Anwendung dieses Verfahrens für Mikrowellenfilter aus gekoppelten Resonatoren sehr unwahrscheinlich zu sein. In diesem Fall ist die direkte Messung der Filterparameter sehr schwierig, ungenau und manchmal gar unmöglich. Das Problem ist die Unerreichbarkeit der Knoten. In den meisten Fällen kann die beste elektrische Performance nur dann erreicht werden, wenn alle Filterparameter, d. h. Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten, einstellbar sind. Die Anwendung des deterministischen Abgleichs ist also hauptsächlich für Filter aus konzentrierten Elementen prädestiniert.

2.7 Funktioneller Abgleich

Der funktionelle Abgleich bedeutet die Abstimmung der kritischen Parameter des Netzwerks wenn alle Komponenten zusammengesetzt worden sind und das Verhalten des Filters gemessen werden kann. Der klassische Ansatz zum funktionellen Abgleich nutzt den Begriff der Empfindlichkeitsanalyse und wird im Abschnitt 2.7.3 beschrieben. In diesem Kapitel werden aber auch weitere Algorithmen untersucht, die für den Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren geeignet sind. Diese Methoden verwenden zusammengesetzte Filter. Aus diesem Grund werden sie als Algorithmen des funktionellen Abgleichs betrachtet. Vorher werden die Algorithmen untersucht, die auf der Kurzschlussmethode basieren. Dann werden die Algorithmen durch Optimierung der Koppelmatrix beschrieben. Sie sind für den Feinabgleich geeignet, aber sie berücksichtigen keine parasitären Effekte. Danach werden die Algorithmen durch Empfindlichkeitsanalyse beschrieben. Diese werden auch während des Feinabgleichs verwendet, sie brauchen keine Ersatzschaltung und berücksichtigen die parasitären Effekte des gemessenen Filters. Schließlich wird der Algorithmus im Zeitbereich beschrieben und es werden noch weitere Verfahren untersucht.

2.7.1 Abgleich basierend auf der Kurzschlussmethode

Zu der Klasse der Kurzschlussmethoden gehören die Abgleichsalgorithmen, die ein Filter mit einem Kurzschluss an einem Tor betrachten. Die Kopplungskoeffizienten und die Resonanzfrequenzen werden normalerweise durch Messung des Reflexionsfaktors $\Gamma(\omega)$ an dem anderen Tor berechnet.

Die Methode wurde erstmals von Atia und Williams vorgestellt [Ati 75, Wil 83]. Sie konnten die Kopplungskoeffizienten eines Tschebyscheff-Filters mit schon abgeglichenen Resonanzen durch Messung der 0° und 180° Phasenstellungen von $\Gamma(\omega)$ berechnen, wie auch in [McD 76] gezeigt. Diese Frequenzstützstellen sind einfach zu messen. Die Kenntnis der 0° und

180° Phasenstellungen gibt die Möglichkeit, die Pol- und Nullstellen der Eingangsimpedanz zu berechnen. Es gilt nämlich die Formel

$$\Gamma(\omega) = \frac{Z_1(\omega) - R_1}{Z_1(\omega) + R_1} \quad (73)$$

wobei Z_1 und R_1 die Eingangsimpedanz des Filters und der Innenwiderstand der Quelle sind. Die 0° und 180° Phasenstellungen von $\Gamma(\omega)$ entsprechen den Pol- und Nullstellen von $Z_1(\omega)$. Die Kenntnis der Eingangsimpedanz erlaubt schließlich durch rekursive Formeln die Identifizierung aller Kopplungskoeffizienten. Die Grenzen des Verfahrens sind offensichtlich. Die Resonanzfrequenzen müssen schon eingestellt sein, sie werden nicht identifiziert. Die vorgeschlagenen Formeln gelten nur für verlustlose Filter ohne Querkopplungen. Kürzlich wurde das Verfahren um die Extraktion der Resonanzfrequenzen erweitert [Ati 00b], Anwendungen der Methode für den Entwurf von Entzerrern der Gruppenlaufzeit sind in [Hsu 01] zu finden. Die vorgeschlagenen rekursiven Formeln gelten aber nur für verlustlose Tschebyscheff-Filter. Auch in diesem Fall ist notwendige Bedingung für die Anwendbarkeit der Methode, dass die Filtercharakteristik bereits in der Nähe des optimalen Verhaltens liegen muss. Die Einführung von Querkopplungen wurde in [Hsu 02] betrachtet. Diese Arbeit untersucht kanonische verlustlose Netzwerke mit symmetrischer Anordnung der Resonanzfrequenzen um die Ebene der Symmetrie des Filters herum, wie z.B. $f_{res_1} = f_{res_N}$, $f_{res_2} = f_{res_{N-1}}$ usw. Diese Beschränkungen machen das Verfahren für den rechnergestützten Abgleich ungeeignet.

Accantino [Acc 86, Acc 87] realisiert die Extraktion von Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten eines Tschebyscheff-Filters durch Synthese einer verlustlosen LCX Schaltung (siehe Kapitel 1 für die Einzelheiten). Wenn das Filter zusätzliche Querkopplungen hat, wird eine Optimierung der Koppelmatrix benutzt. Die Fehlerfunktion wird durch 0° und 180° Phasenstellungen von $\Gamma(\omega)$ definiert. Dieses Verfahren benötigt ein vorabgeglichenes Filter um das Problem der lokalen Minima und der Eindeutigkeit der Lösung zu verringern. Erst wenn das Filter nah am idealen Verhalten liegt, kann der Algorithmus angewendet werden. Deshalb ist die Wirksamkeit der Methode sehr begrenzt.

Interessant ist das in [Che 77b] beschriebene Verfahren. Die Methode basiert auf der Übereinstimmung zwischen gemessener und simulierter Eingangsimpedanz. Die Ersatzschaltung des Filters ist in Abbildung 6 gezeigt und sie wird durch die Impedanzmatrix dargestellt. Zu Beginn des Abgleichverfahrens werden alle Resonanzen verstimmt und die Elemente der Impedanzmatrix dementsprechend eingestellt. Die Resonatoren 1, 2, 3, ..., N werden entsprechend der Übereinstimmung der gemessenen und simulierten Eingangsimpedanzen einzeln systematisch abgeglichen. Dieses Verfahren berechnet keine Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des gemessenen Filters und es löst kein inverses Problem. Die Wechselwirkung der Abstimmeelemente macht den Abgleich kompliziert und ungenau. Die sogenannte *Fehlerausbreitung* verbietet, hochkreisige Filter abzugleichen. Abgleichfehler in den vorigen Resonatoren verursachen nämlich größere Fehler in den inneren Resonatoren des Filters. Das Verfahren ist im Allgemeinen langsam und ungenau.

Die Folgerungen aus diesem Kapitel sind einfach zu ziehen. Die Parameteridentifizierung durch analytische Verfahren funktioniert nur unter bestimmten Bedingungen, insbesondere darf in den meisten Fällen das Filter nicht verlustbehaftet sein. Die rekursiven Formeln gelten nämlich nur in diesem Fall. Die systematische Methode von Chen identifiziert keine Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen, und das Verfahren ist ungenau. Die Systematik dieser Methode ist interessant, aber sie war schon lange in der Literatur bekannt [Dis 51] (siehe Kapitel 2.7.5).

2.7.2 Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix

Die Algorithmen dieser Klasse optimieren eine normierte Koppelmatrix mit einer vorgegebenen Topologie. Das Ziel der Optimierung ist, die gemessenen Streuparameter zu erreichen. Das Ergebnis des Verfahrens ist eine neue Matrix $[K]^a$, die den aktuellen Stand der Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des gemessenen Filters darstellt. Die Differenz zwischen idealer und aktueller Koppelmatrix $[K]-[K]^a$ definiert die Verstimmung jedes Kopplungskoeffizienten und jeder Resonanzfrequenz und kann für den Abgleich benutzt werden. Der Prozess wird wiederholt angewendet und endet, wenn das Filter die Spezifikation erfüllt.

Der Algorithmus in [Har 00, Har 00b, Har 01, Har 01b, Har 02, Har 02b] ist der im zweiten Kapitel beschriebenen Methode [Kah 00] ähnlich. Die Fehlerfunktion ist durch den Unterschied zwischen gemessenen $S_{hk}^{MES}(f)$ und modellierten $S_{hk}^{MOD}(f)$ Streuparametern definiert,

$$\delta = \sum_{i=1}^{n_p} \sum_{h=1}^2 \sum_{k=1}^2 |S_{hk}^{MES}(f_i) - S_{hk}^{MOD}(f_i)|^2 \quad (74)$$

wobei n_p die Anzahl der Stützstellen ist. Die Methode wurde mit einer Empfindlichkeitsanalyse kombiniert, um die Fehlerdrehwinkel jeder Abstimmsschraube zu berechnen. Die Annahme dazu ist, dass Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen eines Filters lineare Funktionen der Drehwinkel jeder Schraube sind. Das Filter muss schon vorabgeglichen sein, um die Möglichkeit lokaler Minima und uneindeutiger Lösungen während der Optimierung der Koppelmatrix zu verringern. Die gemessene Transferfunktion muss in der Nähe des optimalen Verhaltens liegen. Der Vorabgleich kann viel Zeit dauern und der aus dem Algorithmus gezogene Gewinn ist sehr gering. Die Koppelmatrix enthält keine parasitären Effekte wie Frequenzabhängigkeit und Verluste der Kopplungen, parasitäre Kopplungen, höhere Moden usw., außer natürlich der Resonatorverluste. Das könnte Schwierigkeiten während des Feinabgleichs durch Empfindlichkeitsanalyse mit sich bringen und die Konvergenz des Algorithmus behindern.

Macchiarella [Mac 01] minimiert dieselbe Fehlerfunktion wie in Gleichung 74 während der Optimierung der Koppelmatrix. Ist die aktuelle Koppelmatrix $[K]^a$ berechnet, werden die Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen nacheinander abgeglichen. Der Algorithmus berechnet nämlich die Streuparameter des Filters, wenn ideale abzugleichende Kopplungskoeffizienten oder Resonanzfrequenzen in $[K]^a$ eingegeben sind. Die entsprechenden Korrektur Elemente müssen eingestellt werden, bis die berechneten (d. h. die vorgesehenen) und die gemessenen Streuparameter übereinstimmen. Das Problem der Methode ist, dass eine einzige Abstimmsschraube verschiedene Parameter des Filters verändern kann. In einem Dual-Mode Filter ist dieser Effekt drastisch. Gemessene und berechnete Kurven werden kaum übereinstimmen und die Konvergenz des Algorithmus wird verloren gehen.

Die Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix erzeugt nur unter bestimmten Annahmen gute Ergebnisse. Der Frequenzgang des Filters muss mit einer Koppelmatrix beschrieben werden können und das Filter darf keine parasitären Effekte haben. Die Koppelmatrix muss verfügbar sein und die relative Bandbreite soll kleiner als 3% sein. Die Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen des gefertigten Filters müssen Werte nahe den nominalen haben, d. h. ein Vorabgleich ist erforderlich. Nur dann, wenn diese notwendigen Bedingungen erfüllt sind, kann die Optimierung der Koppelmatrix akzeptable Lösungen liefern und das Abgleichsverfahren wird konvergieren.

2.7.3 Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse

Die Empfindlichkeitsanalyse ist ein ziemlich einfaches mathematisches Verfahren, das oft benutzt wird, um festzustellen, ob ein hergestelltes Filter die Spezifikationen erfüllen wird und welche Toleranzen seine Komponenten haben müssen [Lid 86].

Das Problem des Abgleichs durch Empfindlichkeitsanalyse kann wie folgt formuliert werden. Die Schaltung wird durch eine charakteristische Funktion $F(f, \vec{\phi}_t, \vec{\phi}_r)$ definiert, wobei f , $\vec{\phi}_t$ und $\vec{\phi}_r$ die Frequenz, den Vektor der abgleichbaren Komponente und den Vektor der unabgleichbaren Komponenten darstellen. Das Problem des Abgleichs wird gelöst, indem ein Vektor $\Delta\vec{\phi}_t$ bestimmt wird, so dass

$$F\left(f, \vec{\phi}_t^a + \Delta\vec{\phi}_t, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r\right) = F\left(f, \vec{\phi}_t^0, \vec{\phi}_r^0\right) \quad (75)$$

gilt. Dabei sind $\vec{\phi}_t^0$ und $\vec{\phi}_r^0$ die Nennwerte von $\vec{\phi}_t$ und $\vec{\phi}_r$. Die Vektoren $\vec{\phi}_t^a$ und $\vec{\phi}_r^a = \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r$ sind die aktuellen Werte der abgleichbaren und unabgleichbaren Elemente. Die aktuellen Parameter $\vec{\phi}_r^a$ müssen jetzt nicht bekannt sein oder gemessen werden.

Obwohl weitere Algorithmen bekannt sind, um Gleichung 75 zu lösen [Naz 85, Naz 85b, Ban 83, Ban 85], verwendet die klassische Methode den Gedanken der Empfindlichkeitsmatrix. Der Term der linken Seite der Gleichung 75 wird durch Linearisierung der Funktion F angenähert,

$$F\left(f, \vec{\phi}_t^a + \Delta\vec{\phi}_t, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r\right) \cong F\left(f, \vec{\phi}_t^a, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r\right) + [E] \cdot \Delta\vec{\phi}_t \quad (76)$$

wobei $F(f, \vec{\phi}_t^a, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r)$ das aktuelle und messbare Verhalten der Schaltung darstellt. Die Matrix $[E]$ ist die so genannte Empfindlichkeitsmatrix. Sie ist eine Jacobische Matrix mit den Einträgen

$$E_\varrho(f_\nu) = \left. \frac{\partial F\left(f, \phi_1^a, \phi_2^a, \dots, \phi_\varrho^a, \dots, \phi_K^a, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r\right)}{\partial \phi_\varrho^a} \right|_{f=f_\nu} \quad (77)$$

Die Menge der Empfindlichkeiten $E_\varrho(f_\nu)$ für alle Komponenten ϕ_ϱ für $\varrho=1, 2, \dots, K$ und bei allen Frequenzen f_ν für $\nu=1, 2, \dots, n_p$ wird durch die Empfindlichkeitsanalyse des Netzwerks berechnet oder gemessen. Die Empfindlichkeitsmatrix ist also:

$$[E] = \begin{bmatrix} E_1(f_1) & \cdots & E_K(f_1) \\ \vdots & E_\varrho(f_\nu) & \vdots \\ E_1(f_{n_p}) & \cdots & E_K(f_{n_p}) \end{bmatrix} \quad (78)$$

Aus Gleichung 75 und 76 erhält man

$$[E] \cdot \Delta\vec{\phi}_t \cong F\left(f, \vec{\phi}_t^a, \vec{\phi}_r^0\right) - F\left(f, \vec{\phi}_t^0, \vec{\phi}_r^0 + \Delta\vec{\phi}_r\right) = \vec{e}, \quad (79)$$

wobei \vec{e} der Fehlervektor ist. Dieser Vektor wird durch den Unterschied zwischen gemessenem und idealem Verhalten des Filters bestimmt. Um das letztere lineare System zu lösen, muss die Bedingung $n_p \geq K$ erfüllt werden.

Müller [Mue 79, Ant 75] berechnet die notwendige Variation der Korrekturalemente durch Minimierung des restlichen Fehlers nach dem Abgleich. Der Fehlervektor \vec{e}_R nach dem Abgleich (Variation von $-\Delta\vec{\phi}_t$ der Korrekturalemente) ist

$$\vec{e}_R = \vec{e} + [E]\Delta\vec{\phi}_t. \quad (80)$$

Der Vektor $\Delta\vec{\phi}_t$ wird durch die Bedingung bestimmt, dass die Norm des Fehlervektors \vec{e}_R minimal ist. Dafür gilt die generelle Gauss-Newton Lösung:

$$\Delta\vec{\phi}_t = - ([E]^T [E])^{-1} [E]^T \vec{e}. \quad (81)$$

Notwendige Bedingung für die schnelle Konvergenz des Abgleichs ist eine lineare Funktion der Filterparameter [Mue 76, Mar 77]. Ist die Funktion F nicht linear, gilt die Approximation der Gleichung 76 nicht. Der Vektor $\Delta\vec{\phi}_t$ approximiert die optimale Lösung nur schlecht. Die Konvergenz wird langsam, und deshalb werden wiederholte Iterationen des Algorithmus notwendig. Aus diesem Grund wird die Empfindlichkeitsanalyse nur beim Feinabgleich benutzt. Die gemessenen Beträge der Streuparameter sind als Zielfunktion nicht geeignet, da das Verhalten zwischen Drehwinkeln der Schrauben und $|S_{11}|$ oder $|S_{21}|$ nichtlinear ist. Um das Problem der Nichtlinearität zu lösen, schlägt Müller die Entdeckung von Manaktala [Ada 75] vor, wonach die Stellung der Nullstellen der Eingangsimpedanz eines kurzgeschlossenen Filters eine lineare Funktion der Filterparameter ist. Analytische Beweise sind aber dafür nicht gegeben worden. Ein weiteres Problem ist die Zeitaufwändigkeit der Messung der Empfindlichkeitsmatrix, die durch aufeinander folgende Variationen aller abgleichbaren Elemente gewonnen wird. Der Algorithmus von Müller wurde auch in [Jer 88] beschrieben und mit dem weniger effizienten Algorithmus von Pinel [Pin 71] in [Jer 91] verglichen. Der Algorithmus von Marshall [Mar 91] ist dem von Müller sehr ähnlich. Interessant ist auch die Methode von Shockley [Sho 73], der die Empfindlichkeit der Transferfunktion durch die Empfindlichkeiten der Pol- und Nullstellen derselben Funktion berechnet. Vor- und Nachteile dieser Methoden bleiben aber unverändert.

Eine weitere Lösung für das Problem der Messung der Empfindlichkeiten wurde von Bandler [Ban 81] vorgeschlagen. Die Idee ist, ein Modell des Filters zu benutzen, wie z. B. ein Feldsimulationsmodell, und seine Empfindlichkeiten zu berechnen. Die aktuellen Werte der hergestellten Komponenten sind aber unbekannt, die Ungenauigkeiten und die parasitären Effekte eines gemessenen Filters sind schwer zu modellieren.

Der Vorteil der Empfindlichkeitsanalyse liegt darin, alle parasitären Effekte zu berücksichtigen und die Fehlerdrehwinkel jeder Abstimmerschraube zu berechnen, ohne eine Ersatzschaltung des Filters zu kennen. Der Nachteil ist der Zeitaufwand der Messung der Empfindlichkeiten. Weitere Überlegungen betreffen die Berechnung der gewünschten Funktion $F(f, \vec{\phi}_t^0, \vec{\phi}_r^0)$. Diese Funktion kann durch ein Feldsimulationsmodell berechnet werden. Wie schon im Abschnitt 2.2 gezeigt, berücksichtigt dieses Modell keine Verluste. Es besteht deshalb das Risiko, dass die Funktion F nicht erreicht werden kann. Viel besser wäre, diese Funktion aus einem gemessenen und schon abgeglichenen Filter zu definieren. Der erste Filter wird durch andere Methoden oder ohne die Unterstützung des Rechners abgeglichen, die folgenden Filter durch Empfindlichkeitsanalyse. Dieses Prinzip ist aber nur in der Serienfertigung sinnvoll, wenn zahlreiche identische Filter hergestellt werden müssen.

2.7.4 Abgleich im Zeitbereich

Der Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich im Zeitbereich wurde von Dunsmore entwickelt [Dun 99, Dun 99b]. Die Methode nutzt die reflektierten Signale $S_{11}(t)$ oder $S_{22}(t)$. Der Kern der Entdeckung liegt darin, dass Minima der reflektierten Signale (engl.: Dips) nur entstehen, wenn die Resonanzfrequenzen der Mittenfrequenz des Filters gleichen. Das erste Minimum von $S_{11}(t)$ entsteht nur, wenn der erste Resonator abgestimmt ist, das zweite Minimum nur, wenn der zweite Resonator abgestimmt ist usw. Ein tiefes Minimum der i -ten Resonanzfrequenz ist nur dann zu erwarten, wenn alle Resonatoren $1, 2, \dots, i-1$ richtig

abgeglichen sind. Ist die Resonanzfrequenz j verstimmt, werden die Minima $j, j+1, \dots, N$ verschwinden. Daraus folgt das Kriterium, Resonanzfrequenzen einzustellen. Man fängt mit den Außenresonatoren an und gleicht alle Resonatoren in Folge ab.

Sind zwei Resonatoren stark gekoppelt, dringt mehr Energie ins Filter ein. In diesem Fall wird weniger Energie reflektiert und das Maximum (engl.: Peak) zwischen zwei Minima ist niedrig. Der Kopplungskoeffizient zwischen zwei Resonatoren ist also durch das Maximum von $S_{11}(t)$ zwischen zwei Minima bestimmt. Das ist also das Kriterium, um die Kopplungskoeffizienten abzugleichen. Diese Besonderheiten der Maxima und Minima der reflektierten Signale bilden die Methode der *Dips and Peaks*.

Probleme sind zu erwarten, wenn das Filter Querkopplungen hat. Es ist nämlich nicht klar, in welcher Reihenfolge diese Kopplungen abgeglichen werden sollen. Filter mit asymmetrischem Frequenzverhalten, wie z. B. die Filter eines Multiplexers, haben Resonatoren, deren Resonanzfrequenz von der Mittenfrequenz des Filters abweichen. Diese Resonatoren können nicht durch Minima der Reflexion abgeglichen werden. Spezielle Verfahren sind hierfür vorgeschlagen worden, aber sie sind in der Benutzung kompliziert.

2.7.5 Weitere Abgleichverfahren

Das funktionelle Abgleichsverfahren von Dishal [Dis 51] benutzt ein Filter, dessen Resonanzfrequenzen stark verstimmt sind. Anhand von bestimmten Eigenschaften des gemessenen Reflexionsfaktors werden die Resonanzfrequenzen hintereinander abgeglichen. Die Methode setzt voraus, dass alle Kopplungen schon richtig zentriert sind und dass das Filter symmetrisch ist. Die Methode von Dishal wurde auch in [Kur 99] beschrieben.

Die Methode von Ness [Nes 98] ist der Methode von Dishal sehr ähnlich. Alle verstimmten Resonanzfrequenzen werden hintereinander abgeglichen. Ness berechnet aber die Kopplungskoeffizienten durch den Wert der Gruppenlaufzeit von S_{11} bei der Mittenfrequenz des Filters. Die Resonanzen werden durch die Bedingung abgeglichen, dass die Gruppenlaufzeit symmetrisch um die Mittenfrequenz des Filters ist. Deshalb gilt die Methode nur für symmetrische Filter. Der Abgleich von Kopplungen und Resonanzfrequenzen auf der Basis der Symmetrie der gemessenen Funktionen ist immer sehr kompliziert, ungenau und zeitaufwändig. Ein effizienter Algorithmus muss Zahlen liefern. Diese Zahlen müssen auf eindeutige Weise angeben, welches Korrekturlement zu ändern ist, und wann die Einstellung beendet werden muss.

Verschiedene weitere Algorithmen lösen das inverse Problem durch Optimierung [Tha 78, Gom 89, Ish 90, Jil 96]. Ihre Schwierigkeiten sind aber denen in Kapitel 2.7.2 sehr ähnlich. Mirzai [Mir 89, Gra 89] benutzt einen intelligenten Abgleich durch „Machine-Learning“ Ansatz. Die Trainingsphase kann aber viel Zeit kosten und der Algorithmus funktioniert nur dann, wenn alle Resonanzen bereits im Durchlassbereich des Filters liegen.

2.8 Zusammenfassung

Der zeitaufwändige und damit teure Abgleich ist wegen der hohen Empfindlichkeit gegenüber Parameteränderungen aufgrund von Fertigungstoleranzen und von Ungenauigkeiten der Simulationswerkzeuge unverzichtbar. Der rechnergestützte Abgleich bietet die Möglichkeit, diese Aufgabe zu vereinfachen und damit die entsprechenden Abgleichkosten zu senken. Daher ist es notwendig, Software für den rechnergestützten Abgleich zu entwickeln.

In den meisten Fällen besteht das Problem des rechnergestützten Abgleichs in der Parameteridentifizierung, die auch als inverses Problem bekannt ist. Das stellt für Mikrowellenfilter ein uneindeutiges Problem dar. Hierzu sind spezielle Abgleichsalgorithmen vorgeschlagen worden und wurden in diesem Kapitel analysiert.

Die analytischen Verfahren auf der Basis der Kurzschlussmethode funktionieren nur unter der Bedingung der Verlustlosigkeit. Keine der vorgeschlagenen Algorithmen scheint in der Praxis das Problem des Abgleichs zu lösen. Ihre Ergebnisse sind zufällig und schwer vorauszusehen. Die Algorithmen durch Optimierung der Koppelmatrix brauchen vorabgeglichene Filter, um das Problem der Uneindeutigkeit der Lösung zu beschränken. Die Koppelmatrix enthält normalerweise keine parasitären Effekte. Diese Effekte können durch Empfindlichkeitsanalyse berücksichtigt werden. Die Messung der Empfindlichkeiten ist aber zeitaufwändig und die Hypothese der Linearität der charakteristischen Funktion ist schwer zu erfüllen. Die Methode der Empfindlichkeitsanalyse sollte höchstens während des letzteren Feinabgleichs benutzt werden. Das Verfahren im Zeitbereich hat Schwierigkeiten bei asymmetrischen Filtern mit Querkopplungen.

Die beste vorgeschlagene Methode ist die Optimierung der Koppelmatrix. Diese erfordert aber einen Vorabgleich, d. h. ein Filter, dessen Verhalten bereits in der Nähe des optimalen Frequenzganges liegt. Der Vorabgleich wird zuerst nicht vom Rechner unterstützt, er ist also zeitaufwändig. Die Wirksamkeit des Algorithmus ist deshalb begrenzt. Was also in der Literatur fehlt, ist ein effizientes Verfahren, das gleichzeitig Vor- und Feinabgleich unterstützen kann. Die Entwicklung eines solchen Algorithmus ist deshalb das Ziel des folgenden Kapitels.

3 Ein neuartiger Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren

3.1 Einleitung

Dieses Kapitel erläutert einen neuartigen Algorithmus für den sequentiellen rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren. Wie in den vorigen Kapiteln gezeigt wurde, ist die Literatur für den rechnergestützten Abgleich von stark verstimmt Filtern kaum zu verwenden. Vorgeschlagene Methoden für die Parameteridentifizierung sind in den meisten Fällen akademisch. Ihre Voraussetzungen sind schwer und manchmal sogar unmöglich zu erfüllen, wie z. B. die Verlustlosigkeit. Die Parameteridentifizierung ist kompliziert und das inverse Problem hat uneindeutige Lösungen. Aus diesem Grund konzentriert sich die Literatur des rechnergestützten Abgleichs auf Filter, deren Verhalten schon fast abgestimmt ist. Die vorgeschlagenen Algorithmen unterstützen nämlich nur den letzten Feinabgleich, wo noch kleine Parameterabweichungen bestimmt und korrigiert werden können. Der erste Schritt des Abgleichs, der sogenannte Vorabgleich, wo die schlimmsten Abweichungen korrigiert werden müssen, wird bis jetzt nicht vom Rechner unterstützt. Die Unterstützung des Rechners ist deshalb insgesamt gering und der Abgleich bleibt eine un-systematische und zeitaufwändige Arbeit.

Der neue Algorithmus ermöglicht Vor- und Feinabgleich gleichzeitig und führt das Filter zu seinem optimalen Verhalten. Für den stark verstimmtten Anfangszustand des Filters wird ein Filtermodell generiert, während ein zweites Modell das ideale Filterverhalten beschreibt. Ein weiteres aktuelles und adaptives Modell folgt dem Filterzustand während des Abgleichs und ist die wichtigste Neuheit des Verfahrens. Die Kopplungskoeffizienten und die Resonanzfrequenzen des aktuellen Modells werden durch eine Methode für die Parameteridentifizierung bestimmt. Das Ziel des rechnergestützten Abgleichs ist die Konvergenz des adaptiven Modells zum idealen Modell. Der praktische Abgleich wird durch die systematische Abstimmung jeder Resonanzfrequenz und Kopplung durchgeführt.

Im Folgenden wird zuerst das Filtermodell beschrieben. Danach werden der Algorithmus, praktische Beispiele zum Filterabgleich und die Vorteile und Grenzen des Verfahrens präsentiert.

3.2 Ersatzschaltung eines Mikrowellenfilters

Hohlleiterfilter aus gekoppelten Resonatoren werden in diesem Kapitel durch die in Abbildung 10 gezeichnete Ersatzschaltung aus verteilten und konzentrierten Elementen modelliert. Jeder entnormierte Admittanzinverter $W_{i,j}$ repräsentiert eine Kopplung zwischen zwei Resonatoren. Die elektrischen Resonanzkreise sind durch verteilte Elemente dargestellt, d. h. leerlaufende Leitungen der Länge $n_r \lambda_{h0_i} / 2$, wobei λ_{h0_i} die Hohlleiterwellenlänge bei der Resonanzfrequenz f_{res_i} des i -ten Resonators und n_r eine ganze positive Zahl ist. Diese Ersatzschaltung gilt für einseitig und beidseitig abgeschlossene, minimalphasige und nicht minimalphasige, symmetrische und asymmetrische Filter. Alle möglichen Querkopplungen und auch die Quelle-Last Kopplungen sind einfach zu modellieren. Die Ausbreitungskonstante der Leitung ist im Allgemeinen komplex und die Resonatorverluste können einfach berücksichtigt werden. Außerdem ist die Genauigkeit dieser Modellierung eines Hohlleiterfilters für größere relative Bandbreiten besser als die von Ersatzschaltungen aus konzentrierten

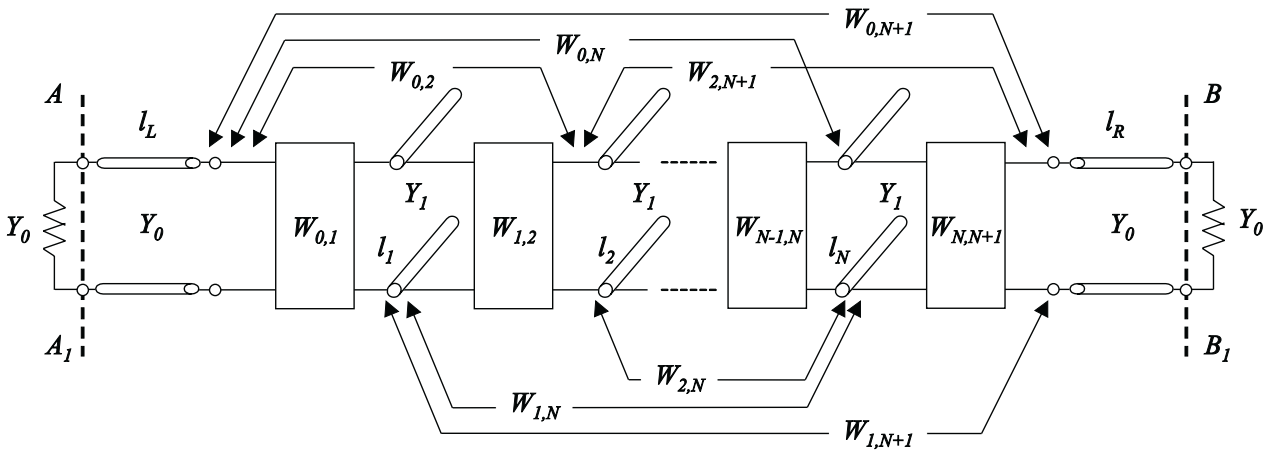


Abbildung 10: Ersatzschaltung für ein Bandpassfilter bestehend aus Leitungen und entnormierten Admittanzinverter. Alle Resonanzleitungen haben charakteristische Leitwerte Y_1 , Länge l_i und zeigen einen parallelen Resonanztyp. Schnitte $A-A_1$ und $B-B_1$ sind die Referenzebenen der Kalibrierung. Die Leitungen der Länge l_L und l_R haben charakteristischen Leitwert Y_0 und modellieren die Hohlleiteradapter zwischen Referenzebenen und Eingangs- und Ausgangsblenden des Filters.

Elemente gemäß Abbildung 4. Der Nachteil dieses Modells ist, dass die Kopplungen frequenzunabhängig sind. Diese Grenze scheint aber nicht kritisch zu sein, da Formeln für die Frequenzabhängigkeit der Inverter gegeben sind [Lev 67, Lev 68] und da die relative Bandbreite eines Filters für Multiplexer selten 3% überschreitet. Die Frequenzabhängigkeit einer Kopplung in einem schmalen Frequenzbereich ist nämlich unerheblich.

3.2.1 Allgemeine Betrachtungen

Der in Abbildung 10 gezeigte Vierpol ist durch parallelgeschaltete Resonanzleitungen gebildet. Er muss aber Filter modellieren, die durch seriengeschaltete Hohlleiterresonatoren realisiert sind. Das gemessene Filter wird also durch seine duale Schaltung modelliert. Duale Schaltungen unterscheiden sich in einer Phasendifferenz der Reflexionsfaktoren von 180 Grad. Das in Abbildung 10 gezeichnete Modell verursacht also einen Fehler von 180 Grad für die Phasen von $S_{11}(f)$ und $S_{22}(f)$. Diese Abweichung ist frequenzunabhängig und muss korrigiert werden. Die Korrektur der Phase der Reflexionskoeffizienten entspricht einer Umwandlung einer Schaltung mit Admittanzinvertern und parallelgeschalteten Resonanzleitungen in ihre duale Schaltung mit Impedanzinvertern und seriengeschalteten Resonanzleitungen. Das kann in der Praxis umgesetzt werden durch das Einfügen von zwei Admittanzinvertern mit Betrag Y_0 vor $W_{0,1}$ und nach $W_{N,N+1}$ in Abbildung 10. Die Admittanzinverter verändern die Phase von $S_{11}(f)$ und $S_{22}(f)$ um 180 Grad und die Phase von $S_{21}(f)$ um -180 Grad. Die notwendige Bedingung im Verlustlosenfall in Gleichung 13 wird deshalb immer erfüllt.

Die zweite Betrachtung gilt der Bestimmung der Längen l_L und l_R . Die Referenzebenen der Kalibrierung sind in Abbildung 10 durch die Schnitte $A-A_1$ und $B-B_1$ dargestellt. Zwei Adapter der messbaren Länge L_{AR} und L_{AL} verbinden die Referenzebenen und die ersten induktiven Kopplungen des gemessenen Filters. Diese Kopplungen sind durch induktive Blenden realisiert und werden durch zwei Impedanzinverter dargestellt, deren Werte $K_{0,1}=1/W_{0,1}$ und $K_{N,N+1}=1/W_{N,N+1}$ sind. Eine mögliche Ersatzschaltung eines Impedanzinverters in der Nähe der Mittenfrequenz des Filters ist in Abbildung 11 zu finden. Die Eingangsblende wird von dem Blindwiderstand jx modelliert. Die Länge δl_1 muss deshalb von der Länge L_{AL}

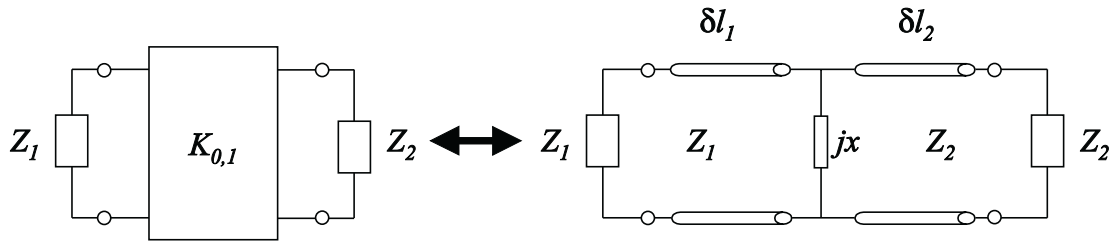


Abbildung 11: Impedanzinverter und seine Ersatzschaltung bestehend aus zwei Leitungen und einem Blindleitwert.

subtrahiert werden, dasselbe gilt am zweiten Tor. Die Längen der Leitungen l_L und l_R in Abbildung 10 sind also

$$\begin{aligned} l_L &= L_{A_L} - \delta l_{1L} \\ l_R &= L_{A_R} - \delta l_{2R} \end{aligned} \quad (82)$$

wobei δl_{1L} bzw. δl_{2R} die Korrekturen des Eingangsinverters und Ausgangsinverters sind. Die Werte von jx , δl_1 und δl_2 werden aus der Bedingung berechnet, dass der Impedanzinverter und seine Ersatzschaltung dieselben Streuparameter in Betrag und Phase bei der Mittenfrequenz des Filters haben. Sie sind [Lev 67, Lev 73]

$$\delta l_1 = \frac{c}{2\pi\sqrt{f_0^2 - f_{c1}^2}} \cdot \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2Z_2}{x \left(\frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z_1}{Z_2 x} \right)^2} \right) \quad (83)$$

$$\delta l_2 = \frac{c}{2\pi\sqrt{f_0^2 - f_{c2}^2}} \cdot \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2Z_1}{x \left(\frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z_2}{Z_1} - \frac{Z_2}{Z_1 x} \right)^2} \right) \quad (84)$$

wobei

$$x = \frac{K_{0,1} Z_1 Z_2}{\sqrt{K_{0,1}^4 + (Z_1 Z_2)^2 - (Z_2^2 + Z_1^2) K_{0,1}^2}} \quad (85)$$

gilt. Dabei sind f_{c1} und f_{c2} Grenzfrequenzen der rechten und linken Hohlleiter in Abbildung 11. δl_1 und δl_2 sind negative Längen. Die Formeln 85-84 verallgemeinern die Formeln von Cohn [Coh 56], die mit $Z_1=Z_2$ und $f_{c1}=f_{c2}$ angesetzt sind.

Hohlleiterfilter für Raumfahrtanwendungen werden für den Orbit modelliert und berechnet. Sie werden aber in Luft abgeglichen. Die Dielektrizitätskonstante der Luft ist eine Funktion der Umgebungstemperatur, Luftfeuchtigkeit und Luftdruck. Eine Variation der Dielektrizitätskonstante in einem Hohlleiter verursacht Variationen der Grenzfrequenz, der Wellenlänge, der Gruppengeschwindigkeit des Hohlleiters sowie der Resonanzfrequenz eines Hohlleiterresonators. Die Wirkung der Luft ist eine Verringerung der Resonanzfrequenzen und deshalb der Mittenfrequenz des Filters. Normalerweise wird diese Verringerung durch empirische Formeln berechnet und muss während des Abgleichs berücksichtigt werden.

3.2.2 Berechnung der Filterparameter

Die Parameter des Bandpassfilters werden durch die normierte Koppelmatrix (oder Leitwertmatrix) $[K]$ in Gleichung 38 berechnet. Die Tiefpass-Bandpass Transformation ist

$$\omega \rightarrow \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (86)$$

wobei ω_0 und $\Delta\omega$ Mittenfrequenz und Bandbreite des Filters sind. Wie in Abbildung 12 gezeigt, wird eine Kapazität C_i in einen Parallelkreis $L_{i1}C_{i1}$ mit $C_{i1}=C_i/\Delta\omega$ und $L_{i1} = \Delta\omega/(\omega_0^2 C_i)$ transformiert. Wegen ihrer Frequenzunabhängigkeit werden Blindleitwert jB_i und Admittanzinverter $J_{i-1,i}$ und $J_{i,i+1}$ von der Transformation nicht erfasst.

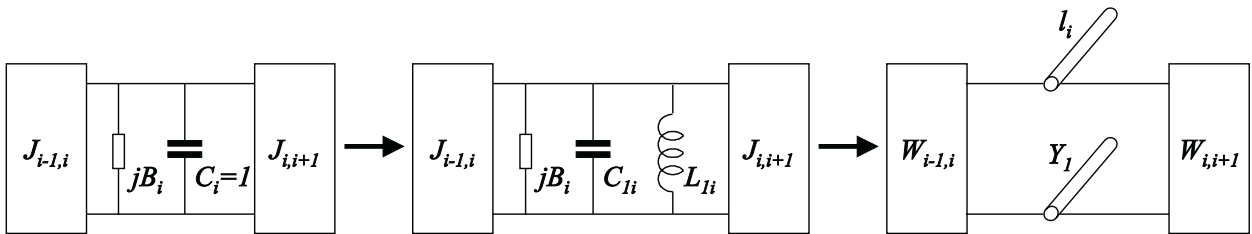


Abbildung 12: Berechnung der Schaltungsparameter. Tiefpass-Bandpass Transformation.

Zwei Parameter beschreiben einen Resonanzkreis $L_{i1}-C_{i1}-B_i$, nämlich die Resonanzfrequenz f_{res_i} und der Susceptance-Slope-Parameter S_i [Mac 97]:

$$f_{res_i} = f_0 \left\{ \sqrt{\left(\frac{\Delta f \cdot B_i}{2f_0 C_i} \right)^2 + 1} - \left(\frac{\Delta f \cdot B_i}{2f_0 C_i} \right) \right\} \quad (87)$$

$$S_i = \frac{1}{2} \frac{C_i f_{res_i}}{\Delta f} \left(1 + \frac{f_0^2}{f_{res_i}^2} \right). \quad (88)$$

Der Resonanzkreis aus konzentrierten Elementen wird danach in eine leerlaufende Leitung umgewandelt, wie Abbildung 12 zeigt. Die Umwandlung ist nur dann gültig, wenn die zwei Resonanzkreise dieselbe Resonanzfrequenz und denselben Susceptance-Slope-Parameter haben. Die Transformation gilt deshalb nur in der Nähe der Resonanzfrequenz. Länge l_i und Susceptance-Slope-Parameter S_{i_h} der Leitung sind

$$l_i = n_r \frac{\lambda_{h0_i}}{2} \quad (89)$$

$$S_{i_h} = n_r \frac{\pi}{2} \cdot \frac{Y_1}{Y_0 \left(1 - \left(\frac{f_c}{f_{res_i}} \right)^2 \right)} \quad (90)$$

wobei f_c die vorgegebene Grenzfrequenz des Hohlleiters ist. Gleichung 89 stellt sicher, dass die geöffnete Leitung die Resonanzfrequenz f_{res_i} hat. Durch die Bedingung, dass konzentrierte und verteilte Resonatoren denselben Slope-Parameter haben, erhält man durch mathematische Umformung die endgültigen Formeln für die entnormierten Admittanzinverter:

$$\begin{aligned}
W_{i,j} &= Y_0 \cdot J_{i,j} \sqrt{(S_{i_h} S_{j_h}) / (S_i S_j)} & \text{für } i, j &= 1, 2 \cdots N & i \neq j \\
W_{0,j} &= Y_0 \cdot J_{0,j} \sqrt{S_{j_h} / S_j} & \text{für } j &= 1, 2 \cdots N \\
W_{i,N+1} &= Y_0 \cdot J_{i,N+1} \sqrt{S_{i_h} / S_i} & \text{für } i &= 1, 2 \cdots N \\
W_{0,N+1} &= Y_0 \cdot J_{i,N+1}.
\end{aligned} \tag{91}$$

Die Verluste der Resonatoren werden durch die komplexen Ausbreitungskonstante

$$\gamma_i(f) = \alpha_i(f) + j\beta(f) \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, N \tag{92}$$

modelliert. Die Frequenzabhängigkeit der Ausbreitungskonstante β ist

$$\beta(f) = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \tag{93}$$

wobei c die Lichtgeschwindigkeit ist. Die Länge l_i bestimmt durch $\beta(f_{res_i}) \cdot l_i = n_r \pi$ die Resonanzfrequenz f_{res_i} des i -ten Resonators. Für den Fall von kleinen Verlusten gilt $\alpha_i(f) l_i \ll 1$ für f nah der Mittenfrequenz des Filters. Die Eingangsleitwerte $\delta_i(f)$ der Leitungen werden wie folgt approximiert

$$\delta_i(f) = Y_1 \tanh(\alpha_i(f) + j\beta(f)) l_i \simeq Y_1 [j \cdot \tanh(\beta(f) l_i) + \alpha_i(f) l_i] \tag{94}$$

für $i=1, 2, \dots, N$. Die unbelasteten Güte der Resonatoren sind

$$Q_i = \frac{f}{2\alpha_i(f)} \frac{d\beta(f)}{df} \quad \text{für } i = 1, 2, \dots, N. \tag{95}$$

Die endgültige Näherung für $\delta_i(f)$ ist also

$$\delta_i(f) \simeq Y_1 j \cdot \tan \left(\frac{2\pi l_i}{c} \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \right) + \frac{Y_1 \pi n_r}{2} \left(1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2 \right)^{-1} \tag{96}$$

für $i=1, 2, \dots, N$. Die freien Parameter des Filters sind also die Resonanzfrequenzen f_{res_i} (diese werden durch die Längen l_i dargestellt), die unbelasteten Güten Q_i und die Admittanzinverter $W_{i,j}$. Sind die Längen l_i und die entnormierten Admittanzinverter gegeben, können die Parameter des Tiefpassprototyps berechnet werden. Es gilt, dass die Resonanzfrequenzen durch die Formel

$$f_{res_i} = \sqrt{\left(\frac{n_r c}{2l_i}\right)^2 + f_c^2} \tag{97}$$

berechnet werden können.

Danach können die Blindleitwerte

$$B_i = \frac{f_0^2 - f_{res_i}^2}{f_{res_i} \Delta f} \quad (98)$$

berechnet werden. Die Annahme dazu ist $C_i=1$ in Gleichung 87. Die Slope-Parameter werden durch die Formeln in Gleichung 88 und 90 berechnet. Die normierten Kopplungskoeffizienten $J_{i,j}$ werden schließlich durch die Inversion der Gleichungen 91 bestimmt.

Der Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich, der in diesem Kapitel vorgeschlagen wird, löst das inverse Problem durch die Bestimmung der Resonatorlängen, der entnormierten Admittanzinverter und der unbelasteten Güten. Aus diesen Variablen können nämlich die Streuparameter der Ersatzschaltung einfach berechnet werden (siehe Kapitel 3.2.3). Nach der Identifizierung werden aber die normierten Kopplungen und die Resonanzfrequenzen berechnet. Das praktische Ziel der Einstellung ist nämlich die Minimierung des Unterschieds zwischen idealen und identifizierten Resonanzfrequenzen und zwischen idealen und identifizierten normierten Kopplungskoeffizienten. Der Grund dafür ist, dass die Werte der entnormierten Kopplungen sehr klein und schwierig zu handeln sind. Die Werte der normierten Kopplungen hängen nicht von der Mittenfrequenz und Bandbreite des Filters ab, sie sind also für die praktische Abstimmung besser geeignet. Auch die Hohlleiterlängen sind für den Abgleich nicht geeignet. Diese Längen sind nämlich nicht einstellbar, es werden deshalb die Resonanzfrequenzen als Abstimmgrößen gewählt.

3.2.3 Berechnung der Streuparameter

Die Streuparameter des Filters werden aus der entnormierten Admittanzmatrix $[W]$ berechnet. Es gilt die Formel

$$\vec{i} = [W]\vec{v} \quad (99)$$

wobei der Vektor \vec{i} die externen oder eingepprägten Ströme und \vec{v} die Spannungen an den Knoten der Schaltung in Abbildung 10 darstellt. $[W]$ ist die $(N+2)$ dimensionale komplexe Admittanzmatrix. Die Dimension der reellen Vektoren \vec{i} und \vec{v} ist auch $(N+2)$. Die Elemente der Matrix $[W]$ außerhalb der Hauptdiagonale sind die entnormierten Admittanzinverter in Gleichung 91. Die Elemente der Hauptdiagonale sind $W_{0,0}=W_{N+1,N+1}=Y_0$ und die Eingangswerte der verlustbehafteten Leitungen

$$W_{i,i} = \delta_i \quad \text{für} \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (100)$$

wobei δ_i in Gleichung 96 berechnet wurden.

Die Streuparameter des Filters können aus den folgenden Formeln berechnet werden:

$$\begin{cases} S_{11} = v_0 \sqrt{Y_0} - 1 \\ S_{21} = v_{N+1} \sqrt{Y_0} \end{cases} \quad \text{für} \quad \vec{i} = [2\sqrt{Y_0}, 0, 0, \dots, 0]^T \quad (101)$$

$$S_{22} = v_{N+1} \sqrt{Y_0} - 1 \quad \text{für} \quad \vec{i} = [0, 0, \dots, 0, 2\sqrt{Y_0}]^T$$

wobei $\vec{v}=[v_0, v_1, \dots, v_{N+1}]$ gilt. Die verlustfreien Leitungen l_R und l_L ändern die Phase der

Streuparameter. Die neuen Formeln sind also

$$\begin{cases} S_{11} = -(v_0\sqrt{Y_0} - 1) e^{-2j\beta_a l_L} \\ S_{21} = v_{N+1}\sqrt{Y_0} e^{-j\beta_a(l_L+l_R)} \end{cases} \quad \text{für} \quad \vec{i} = [2\sqrt{Y_0}, 0, 0, \dots, 0]^T \quad (102)$$

$$S_{22} = -(v_{N+1}\sqrt{Y_0} - 1) e^{-2j\beta_a l_R} \quad \text{für} \quad \vec{i} = [0, 0, \dots, 0, 2\sqrt{Y_0}]^T.$$

Dabei ist β_a die Ausbreitungskonstante der Hohlleiteradapter. Das negative Vorzeichen vor S_{11} und S_{22} entspricht der Korrektur der Phase von 180 Grad. Weitere mögliche Abweichungen zwischen modellierter und gemessener Phase von S_{21} können einfach detektiert und korrigiert werden.

3.2.4 Beispiel eines vierkreisigen Filters

In diesem Kapitel werden die Streuparameter eines gemessenen und schon richtig abgeglichenen vierkreisigen Filters in Dual-Mode In-Line Technologie mit den Streuparametern des entsprechenden Filtermodells verglichen. Das Ziel dieses Vergleichs ist die Bestätigung der Korrektheit der vorgeschlagenen Formeln und Transformationen.

Das gemessene Filter nutzt den TE_{113} Resonanzmode, seine Mittenfrequenz im Vakuum ist $f_0=11.8$ GHz, die Bandbreite ist $\Delta f=36$ MHz, das Filterverhalten ist symmetrisch. Die Mittenfrequenz des Filters ist durch die Wirkung der Luft um 3.7 MHz verringert. Die Grenzfrequenz der Rundhohlleiter ist $f_c=6.6545$ GHz. Die simulierten Resonatoren haben unbelastete Güte $Q_i=13000$ und Länge $l_i=46.1533$ mm für $i=1, 2, \dots, N$. Die Hohlleiteradapter sind $l_{AL}=39$ mm und $l_{AR}=38$ mm lang und haben die Grenzfrequenz $f_a=7.86857$ GHz. Die korrigierten Längen sind $l_L=39.4789$ mm und $l_R=40.4789$ mm. Normierte und entnormierte Kopplungen sind in Tabelle 1 aufgeführt. Abbildung 13 zeigt gemessene und simulierte Streuparameter in Dezibel und Phasen in Grad. Die Übereinstimmung zwischen modellierten und gemessenen Streuparametern bestätigt die Korrektheit der vorgeschlagenen Formeln.

4-kreisiges Filter	
Normierte Kopplungen	Entnormierte Kopplungen
$J_{0,1}= 1.1566287$	$W_{0,1}= 2.0853415E-3$
$J_{1,2}= 1.0012606$	$W_{1,2}= 1.6273598E-4$
$J_{2,3}= 0.8687456$	$W_{2,3}= 1.4119818E-4$
$J_{3,4}= 0.8687456$	$W_{3,4}= 1.4119818E-4$
$J_{4,5}= 1.0012606$	$W_{4,5}= 1.6273598E-4$
$J_{5,6}= 1.1566287$	$W_{5,6}= 2.0853415E-3$
$J_{1,4}=-0.2526081$	$W_{1,4}=-4.1056673E-5$

Tabelle 1: *Beispiel zur Filtermodellierung. Normierte und entnormierte Koppelfaktoren eines vierkreisigen Filters.*

3.3 Definition des Algorithmus

In diesem Kapitel wird der neue Algorithmus für die systematische Abstimmung von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren präsentiert. Der erste Abschnitt erklärt die Systematik des Algorithmus. Die folgenden Abschnitte beschreiben alle weiteren Einzelheiten und Möglichkeiten des Verfahrens.

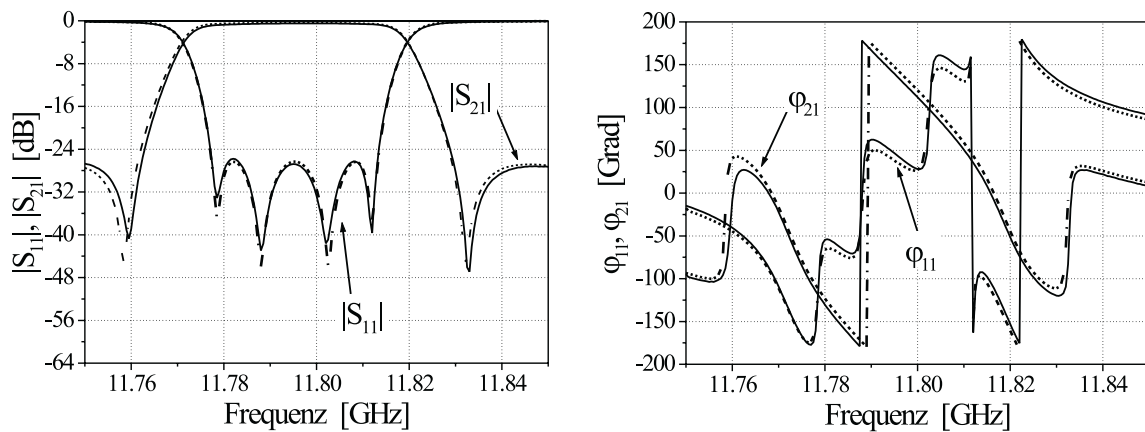


Abbildung 13: *Beispiel zur Filtermodellierung. Gemessene (gestrichelt) und simulierte (durchgezogen) Streuparameter eines vierkreisigen Filters in Dual-Mode Technologie.*

3.3.1 Systematik

Der Abgleichalgorithmus, der in diesem Kapitel beschrieben wird, wurde für die Klasse von Hohlleiterfiltern aus gekoppelten Resonatoren erarbeitet, insbesondere für Filter in Dual-Mode In-Line und Single-Mode Technologie. Die Prinzipien des Algorithmus gelten aber auch für andere Realisierungen, im Allgemeinen für alle Mikrowellenfilter, die durch eine Koppelmatrix beschrieben werden können.

Wie schon in Kapitel 2 erklärt, erreicht das Filter nur dann gute elektrische Eigenschaften, wenn alle Kopplungen und Resonanzfrequenzen abgeglichen werden können. Aus diesem Grund erlaubt die vorgeschlagene Methode die Identifikation von allen Kopplungsfaktoren und Resonanzfrequenzen des Filters. Die aus der Literatur bekannten leistungsfähigsten Algorithmen unterstützten nur den Abgleich von leicht verstimmt Filtern, um das Problem der Eindeutigkeit zu umgehen. Der Grund dafür ist, dass die Kopplungen und Resonanzfrequenzen eines Hohlleiterfilters nach der Fertigung und der Montage zufällig und schwer vorauszusehen und zu modellieren sind. Zu diesem Zweck werden neu bestimmte und wohl definierte Bedingungen über den Anfangszustand des Filters eingeführt:

Bedingung 1: Alle Resonanzfrequenzen werden stark verstimmt, d. h., dass $f_{res_i} = f_0 \pm 5\Delta f$ gilt. Dabei sind f_0 bzw. Δf Mittenfrequenz und Bandbreite des Filters. Die verstimmt Resonanzfrequenzen dürfen auf keinen Fall in den gemessenen Frequenzbereich fallen.

Bedingung 2: Die kapazitiven Kopplungskoeffizienten zwischen zwei orthogonalen Moden eines Dual-Mode Resonators verschwinden, das heißt, dass die entsprechenden Koppelschrauben entfernt werden.

Diese Bedingungen sind einfach zu verwirklichen und eindeutig zu modellieren. An die induktiven Kopplungskoeffizienten zwischen zwei Resonatoren wird keine Bedingung gestellt. Dies ergibt sich aus der Tatsache, dass die Wirkung einer verstimmt Resonanzfrequenz dieselbe ist wie die eines verschwindenden Kopplungskoeffizienten, nämlich eine Unterbrechung der Signalübertragung (siehe Abbildung 14). Die Anfangsbedingungen für Filter in Dual- und Single-Mode Technologie sind also äquivalent. Die Anfangskoppelmatrix, die den Anfangszustand eines vierkreisigen Dual-Mode Filters mit einer induktiven Querkopplung

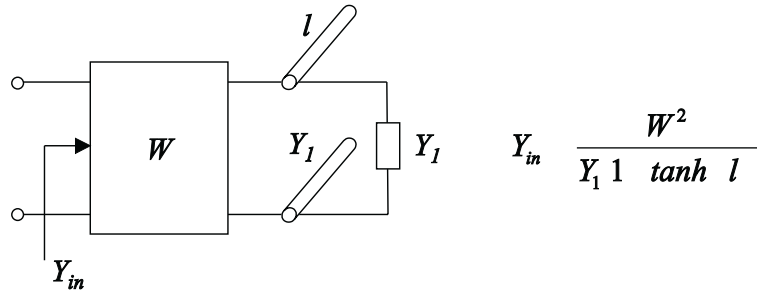


Abbildung 14: Eingangswert einer Schaltung bestehend aus einem Admittanzinverter und einer parallelgeschalteten Leitung. Ein verschwindender Kopplungskoeffizient $W=0$ oder eine verstimmtete Leitung $\tanh(\gamma l) \rightarrow \infty$ verursachen dieselbe Wirkung, nämlich eine Unterbrechung der Signalübertragung $Y_{in}=0$.

zwischen erstem und viertem Resonator beschreibt, ist z. B.:

$$[W]_{6 \times 6}^{(0)} = \begin{pmatrix} W_{0,0} & jW_{0,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jW_{0,1} & \rho_1 & 0 & 0 & jW_{1,4} & 0 \\ 0 & 0 & \rho_2 & jW_{2,3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jW_{2,3} & \rho_3 & 0 & 0 \\ 0 & jW_{1,4} & 0 & 0 & \rho_4 & jW_{4,5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & jW_{4,5} & W_{5,5} \end{pmatrix}. \quad (103)$$

Die Matrix hat die Kopplungskoeffizienten $W_{1,2}=W_{3,4}=0$ weil die entsprechenden Koppelschrauben entfernt werden und $W_{0,0}=W_{5,5}=Y_0$. Die Terme ρ_i sind die Eingangswerte der verstimmteten Resonatoren. Die ideale Koppelmatrix (Ziel des Abgleichs) ist

$$[W]_{6 \times 6}^{(ID)} = \begin{pmatrix} W_{0,0} & jW_{0,1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ jW_{0,1} & W_{1,1} & jW_{1,2} & 0 & jW_{1,4} & 0 \\ 0 & jW_{1,2} & W_{2,2} & jW_{2,3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jW_{2,3} & W_{3,3} & jW_{3,4} & 0 \\ 0 & jW_{1,4} & 0 & jW_{3,4} & W_{4,4} & jW_{4,5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & jW_{4,5} & W_{5,5} \end{pmatrix}. \quad (104)$$

Das Abgleichverfahren fängt mit der Abstimmung der ersten Resonanzfrequenz und der Eingangskopplung an. Die aktuelle Eingangskopplung $W_{0,1}^a$ und der Parameter $W_{1,1}^a$ (Länge l_1^a und Güte Q_1^a) müssen deshalb identifiziert werden. Auch die Länge l_L^a muss bestimmt werden. Die Formeln für die Berechnung von δl_1 und δl_2 sind nämlich approximiert. Überdies sind l_L und l_R Funktionen der abzugleichenden Eingangskopplung. Die Methode für die Parameteridentifizierung ist die Optimierung. Die zu minimierende Fehlerfunktion ist

$$\epsilon_{(1)} = \sum_{j=1}^{n_p} |S_{11}(f)^{MES} - S_{11}(f)_{(1)}^{MOD}|^2 \quad (105)$$

wobei n_p die Anzahl der Frequenzstützstellen ist. Die Fehlerfunktion ist durch den Unterschied zwischen gemessenem und modelliertem Reflexionsfaktor $S_{11}(\omega)^{MES}$ bzw. $S_{11}(\omega)_{(1)}^{MOD}$ gegeben. Der modellierte Reflexionsfaktor wird durch die Formeln in Gleichung 102 und durch die folgende Koppelmatrix berechnet:

$$[W]_{6 \times 6}^{(1)a} = \begin{pmatrix} [A]_{2 \times 2}^{(1)a} & [B]_{2 \times 4}^{(1)} \\ [C]_{4 \times 2}^{(1)} & [D]_{4 \times 4}^{(1)} \end{pmatrix}. \quad (106)$$

Dabei sind $[B]^{(1)}$, $[C]^{(1)}$ und $[D]^{(1)}$ Untermatrizen von $[W]^{(0)}$. Für das Beispiel des vierkreisigen Filters gilt:

$$\begin{aligned} [B]_{2 \times 4}^{(1)} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & jW_{1,4} & 0 \end{pmatrix} & [C]_{4 \times 2}^{(1)} &= [B]_{2 \times 4}^{(1)T} \\ [D]_{4 \times 4}^{(1)} &= \begin{pmatrix} \rho_2 & jW_{2,3} & 0 & 0 \\ jW_{2,3} & \rho_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_4 & jW_{4,5} \\ 0 & 0 & jW_{4,5} & W_{5,5} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (107)$$

Die Untermatrix $[A]^{(1)a}$ enthält die zu identifizierenden Parameter, nämlich die Eingangskopplung $W_{0,1}^a$, die Resonatorlänge l_1^a und die Güte Q_1^a . Das Ziel des Abgleichs ist die Konvergenz der Matrix $[A]^{(1)a}$ zu $[A]^{(1)}$, die eine Untermatrix der idealen Matrix $[W]^{(ID)}$ ist:

$$[A]_{2 \times 2}^{(1)} = \begin{pmatrix} W_{0,0} & jW_{0,1} \\ jW_{0,1} & W_{1,1} \end{pmatrix}. \quad (108)$$

Die Koppelmatrix

$$[W]_{6 \times 6}^{(1)} = \begin{pmatrix} [A]_{2 \times 2}^{(1)} & [B]_{2 \times 4}^{(1)} \\ [C]_{4 \times 2}^{(1)} & [D]_{4 \times 4}^{(1)} \end{pmatrix} \quad (109)$$

wird *Sub-Filter 1* genannt, die Matrix $[W]^{(1)a}$ stellt also das *aktuelles Sub-Filter 1* dar. Das Sub-Filter i enthält i abgestimmte Resonanzkreise (d. h. die ersten i Resonanzfrequenzen und die gegenseitigen Kopplungen) und $N-i$ verstimmt Resonanzkreise. Das Ziel des Abgleichs des ersten Sub-Filters ist also die Konvergenz von $[W]^{(1)a}$ zu $[W]^{(1)}$. Die Matrix $[W]^{(1)}$ enthält die Startwerte für die Optimierung der Matrix $[W]^{(1)a}$. Die neuartige Methode berechnet die aktuelle Matrix $[A]^{(1)a}$. Sie wird mit der Matrix $[A]^{(1)}$ verglichen, danach wird ein fehlerbehafteter Parameter abgeglichen. Der Ablauf wiederholt sich solange der Unterschied zwischen $[A]^{(1)a}$ und $[A]^{(1)}$ klein oder nicht mehr besser einstellbar ist. Das bedeutet, dass die aktuelle Matrix $[W]^{(1)a}$ auf die Matrix $[W]^{(1)}$ konvergierte. Dieser Zustand entspricht der Ende-Bedingung für die Abstimmung des ersten Sub-Filters.

Im nächsten Schritt wird das zweite Sub-Filter abgeglichen, d. h. die zweite Resonatorlänge l_2^a , der Kopplungskoeffizient $W_{1,2}^a$ und die Güte Q_2^a , zusammen mit den vorigen Parametern l_1^a , Q_1^a , $W_{0,1}^a$ und l_L^a werden identifiziert. Der Grund der wiederholten Einstellung von diesen Parametern ist, dass der Abgleich einer neuen Kopplung oder einer neuen Resonanzfrequenz die schon abgeglichenen Parameter leicht verändert. Diese Kopplungen und Resonanzfrequenzen müssen deshalb noch einmal abgeglichen werden. Dieser Effekt ist sehr wichtig, vor allem bei Filtern in Dual-Mode Technologie, wo sich zwei orthogonale Moden denselben Resonator teilen. Die Fehlerfunktion $\epsilon_{(2)}$ ist der in Gleichung 105 ähnlich. Die modellierten Streuparameter werden aus der aktuellen Koppelmatrix des 2-ten Sub-Filters berechnet:

$$[W]_{6 \times 6}^{(2)a} = \begin{pmatrix} [A]_{3 \times 3}^{(2)a} & [B]_{3 \times 3}^{(2)} \\ [C]_{3 \times 3}^{(2)} & [D]_{3 \times 3}^{(2)} \end{pmatrix}. \quad (110)$$

Die Untermatrizen $[A]^{(2)a}$, $[B]^{(2)}$, $[C]^{(2)}$ und $[D]^{(2)}$ sind wie $[A]^{(1)a}$, $[B]^{(1)}$, $[C]^{(1)}$ und $[D]^{(1)}$ definiert. Das Verfahren wiederholt sich analog zur ersten Resonanzfrequenz. Alle Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten werden mit derselben Strategie systematisch abgeglichen. Das Ziel ist in diesem Fall die Konvergenz von $[W]^{(2)a}$ zu $[W]^{(2)}$. In der Fortsetzung

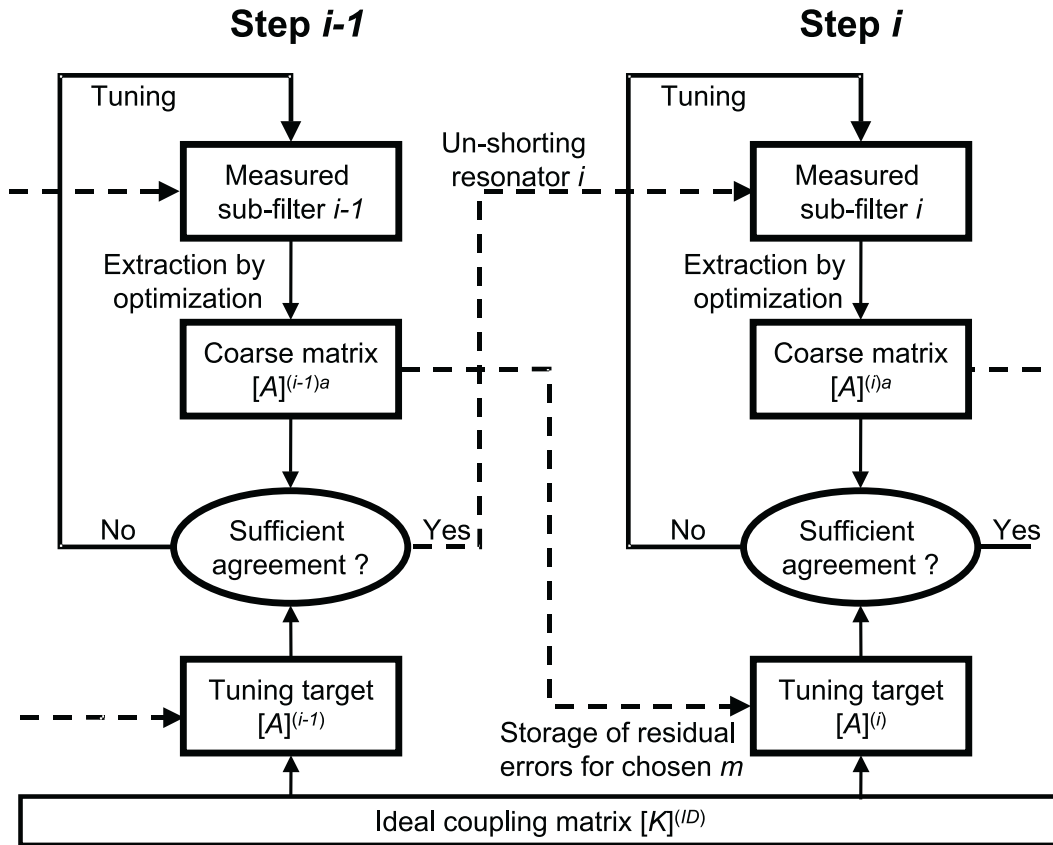


Abbildung 15: Ablaufdiagramm des Algorithmus für den Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren durch die sequentielle Abstimmung von Sub-Filtern.

dieser Arbeit werden die Elemente der Matrix $[W]^{(ID)}$ als $W_{j,k}^{(ID)}$ bezeichnet, wobei der kleinste Wert für j und k Null ist. Ähnliche Betrachtungen gelten für die Matrizen $[W]^{(0)}$, $[A]^{(i)}$, $[B]^{(i)}$, $[C]^{(i)}$, $[D]^{(i)}$ und alle Matrizen, die in diesem Kapitel benutzt werden. Abbildung 15 enthält zwei folgende Sektionen des Ablaufdiagramms des Algorithmus und sie werden im Folgenden erklärt.

Der erste Schritt des Abgleichsverfahrens ist die Verstimmung des Filters und die Berechnung der Matrizen $[W]^{(ID)}$ und $[W]^{(0)}$. Danach werden alle Sub-Filter nacheinander abgeglichen. Der Abgleich des Sub-Filtern i in Abbildung 15 fängt mit der Messung der Streuparameter an, insbesondere von dem komplexwertigen $S_{11}(f)$. Die aktuelle Fehlerfunktion

$$\epsilon_{(i)} = \sum_{j=1}^{n_p} |S_{11}(f_j)^{MES} - S_{11}(f_j)_{(i)}^{MOD}|^2 \quad (111)$$

wird berechnet. Dabei sind $S_{11}(f_j)^{MES}$ bzw. $S_{11}(f_j)_{(i)}^{MOD}$ gemessener und modellierter Reflektionsfaktor. Der modellierte Reflektionsfaktor ist eine Funktion der Frequenz f , der Adapterlänge am ersten Tor und der komplexen Koppelmatrix

$$[W]_{(N+2) \times (N+2)}^{(i)_a} = \begin{pmatrix} [A]_{(i+1) \times (i+1)}^{(i)_a} & [B]_{(i+1) \times (N-i+1)}^{(i)} \\ [C]_{(N-i+1) \times (i+1)}^{(i)} & [D]_{(N-i+1) \times (N-i+1)}^{(i)} \end{pmatrix} \quad (112)$$

des i -ten Sub-Filters. Die Elemente dieser Matrix sind

$$\begin{aligned} B_{j,k}^{(i)} &= W_{j,k+i+1}^{(0)} & \text{für } j = 0, 1, \dots, i & \quad \text{und} \quad k = 0, 1, \dots, n-i \\ D_{j,k}^{(i)} &= W_{j+i+1,k+i+1}^{(0)} & \text{für } j, k = 0, 1, \dots, n-i \\ [C]^{(i)} &= [B]^{(i)T}. \end{aligned} \tag{113}$$

Die Matrix $[A]^{(i)a}$ hat dieselbe Topologie von $[A]^{(i)}$. Die Elemente der Untermatrix $[A]^{(i)a}$ müssen identifiziert werden. Sind Frequenz, entnormierte Koppelmatrix $[W]^{(i)a}$ und Adapterlänge gegeben, können die Streuparameter durch die Formel in Gleichung 102 berechnet und die Fehlerfunktion $\epsilon_{(i)}$ definiert werden. $\epsilon_{(i)}$ wird durch eine Optimierung der Koppelmatrix $[W]^{(i)a}$ und der Länge l_L^a minimiert. Bestimmte Werte begrenzen die zu optimierenden Variablen. Sowohl die aktuelle Matrix $[A]^{(i)a}$ als auch die aktuelle Länge l_{L_a} und die aktuelle Koppelmatrix $[W]^{(i)a}$ werden berechnet. Danach wird die aktuelle Untermatrix $[A]^{(i)a}$ mit der Zielmatrix $[A]^{(i)}$ verglichen.

Durch den Vergleich zwischen $[A]^{(i)a}$ und $[A]^{(i)}$ bestimmt man, ob ein Parameter abgeglichen werden soll. In diesem Fall wird eine Abgleichschraube ausgewählt (siehe Kapitel 3.3.4) und das Filterverhalten abgeglichen. Danach wird die komplette Prozedur wiederholt. Die Entscheidung ob die Matrizen $[A]^{(i)a}$ und $[A]^{(i)}$ ausreichend genau übereinstimmen, liegt bei dem Menschen, der den Abgleich durchführt. Der Autor dieser Dissertation empfiehlt, die Übereinstimmen als ausreichend zu betrachten, wenn die Fehler über den *normierten* Kopplungen kleiner als 0.5% sind. Der akzeptable Fehler in den Resonanzfrequenzen ist eine Funktion der Mittenfrequenz und Bandbreite des Filters. Fehler kleiner als 0.5 MHz haben für den Abgleich von typischen Filtern für Raumfahrtanwendungen in X-, Ku- und Ka-Band immer gute Ergebnisse erzielt. Reicht die Übereinstimmung zwischen aktueller und idealer Koppelmatrix aus, wird der Abgleich des i -ten Sub-Filters beendet. In diesem Fall wird die $(i+1)$ -te Resonanzfrequenz des Filters vorbereitet, den Abgleich des Sub-Filters $(i+1)$ zu ermöglichen. Das wird *Un-Shorting* genannt und bedeutet die Verschiebung der neuen Resonanzfrequenz in den Durchlassbereich des Filters. Das ist mit Hilfe der gemessenen Phase von $S_{11}(f)$ sehr einfach zu erzielen.

Die aktuellen Werte der schon abgeglichenen Resonanzfrequenzen, Kopplungskoeffizienten, aber auch der Güte und der Adapterlänge werden gespeichert (*Speicherung des Fehlers* in Abbildung 15). Das gilt aber nur für $i > 1$. Die Werte der schon identifizierten und abgeglichenen Parameter werden in der komplexen Matrix

$$[A]_{(i+1) \times (i+1)}^{(i)l} = [A]_{(i+1) \times (i+1)}^{(i)a} \tag{114}$$

und in der Variablen $l_{L_i} = l_L^a$ gespeichert. Dabei sind die Matrix $[A]^{(i)a}$ und die Länge l_L^a schon bekannt. Der Zweck und der Nutzen der Speicherung wird im Folgenden klar. Nach dem Abgleich aller Sub-Filter wird die aktuelle Koppelmatrix $[W]^{(N)a}$ in $[W]^{(N)l}$ gespeichert ($[W]^{(N)l} = [W]^{(N)a}$) und der Abgleich beendet. Das Ziel des Algorithmus ist also, eine Koppelmatrix $[W]^{(N)l}$ zu erreichen, so dass der Unterschied zwischen $[W]^{(N)l}$ und $[W]^{(ID)}$ klein ist und das Verhalten des Filters die Spezifikationen erfüllt.

In den nächsten Abschnitten werden die folgenden Themen behandelt: Auswahl der zu optimierenden Parameter, Bestimmung der Matrix $[A]^{(i)}$ aus $[A]^{(i-1)l}$, Fehlerausbreitung beim Abgleich, Abgleich von zwei Toren und Berechnung des analytischen Gradienten der Fehlerfunktion. Diese Themen entsprechen der Beschreibung der besten Strategie für eine schnelle, genaue und eindeutige Optimierung, die das Problem der Fehlerausbreitung beschränken

muss. Die Auswahl des Abstimmeelementes beim Abgleich beeinflusst die Konvergenz des Abgleichs und ist das Thema des letzten Kapitels.

3.3.2 Auswahl der zu optimierenden Parameter

Im allgemeinen Fall sollen alle Parameter der Matrix $[A]^{(i)a}$ und die Länge l_L^a optimiert werden. Wenn man viele Freiheitsgrade hat, wird die Optimierung langsamer und die Möglichkeit, uneindeutige Lösungen zu finden erhöht sich. Diese sind aber nicht die einzigen Gründe, die Anzahl der zu optimierenden Parameter zu beschränken.

Wird z. B. die i -te Resonanzfrequenz mittels einer Abstimmerschraube abgeglichen, ändern sich im Prinzip alle Werte der Filterparameter, d. h. Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen. Von diesen sind aber nur wenige relevant, und zwar die Variationen der Parameter, die in der Nähe der abzugleichenden Resonanzfrequenz liegen. Ein Beispiel hilft das Problem zu erklären. Ein sechskreisiges Filter in Dual-Mode In-Line Hohlleitertechnologie hat eine Querkopplung $J_{1,4}$, eine relative Bandbreite von 1% und eine Mittenfrequenz von 20 GHz. Das Filter wurde mittels der in diesem Kapitel beschriebenen Methode abgeglichen. Danach wurde die Koppelschraube zwischen fünfter und sechster Resonanzfrequenz variiert und alle normierten Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen durch die im Kapitel 4 beschriebene Methode identifiziert. Normierte Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen als Funktion der normierten Kopplung $J_{5,6}$ sind in Abbildung 16 dargestellt.

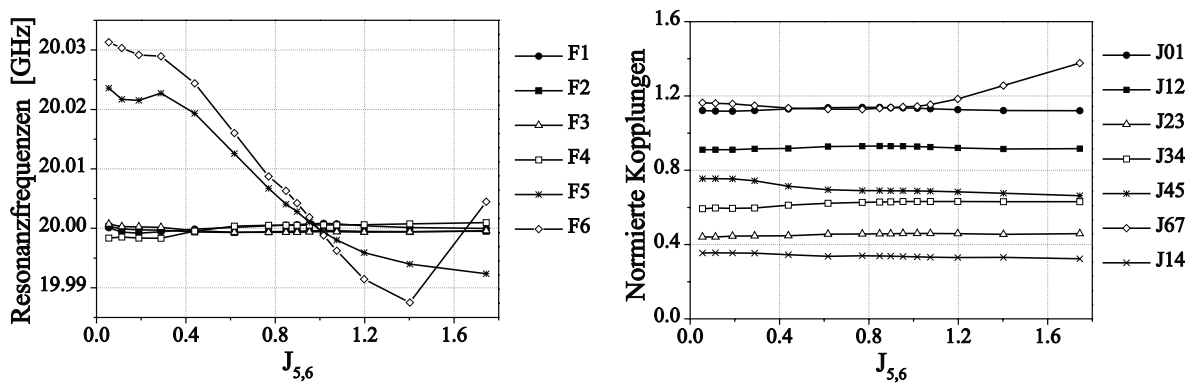


Abbildung 16: Identifizierung der Parameter eines sechskreisigen Filters in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Identifizierte Resonanzfrequenzen (links) und normierte Kopplungskoeffizienten (rechts) als Funktionen der normierten Kopplung $J_{5,6}$.

Die größten Variationen der Kopplungen und Resonanzfrequenzen treten im dritten Resonator auf, wo die Koppelschraube $J_{5,6}$ positioniert ist. Die Parameter des ersten Resonators wurden nur leicht geändert: 1 MHz für die erste und die zweite Resonanzfrequenz, etwa 1% für $J_{0,1}$, $J_{1,2}$, $J_{2,3}$ und $J_{1,4}$. Diese Variationen sind eine Funktion der Struktur und der relativen Bandbreite des Filters. Die Resonatoren eines schmalbandigen Filters sind leicht verkoppelt. Die Wirkung der Parameteränderung eines Resonators über den Parametern der vorigen Resonatoren ist deshalb klein. Das Beispiel bestätigt, dass einige Parameter nicht optimiert werden dürfen. Ihre Werte werden nämlich nur leicht verändert, wenn entfernte Resonanzfrequenzen und Kopplungen abgeglichen werden.

Die angenommene Regel für schmalbandige Mikrowellenfilter in Dual-Mode In-Line Technologie ist, dass nur die Parameter des aktuellen und des vorigen Hohlraums optimiert werden

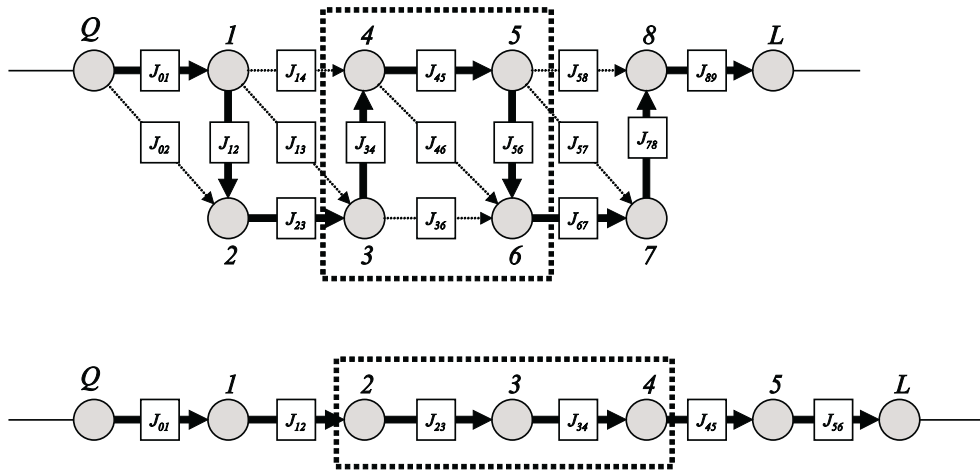


Abbildung 17: Auswahl der zu optimierenden Parameter. Oben: Topologie eines Filters in Dual-Mode In-Line Technologie, wobei die sechste Resonanzfrequenz mittels S_{11} abgeglichen werden muss. Resonatoren 7 and 8 are kurzgeschlossen. Unten: Topologie eines Filters in Single-Mode Technologie ohne Querkopplungen, wobei die vierte Resonanzfrequenz mittels S_{11} abgeglichen werden muss. Der Resonator 5 ist kurzgeschlossen. Die zu optimierenden Parameter liegen innerhalb der gestrichelten Rechtecke.

müssen. Ein Maximum von vier Resonanzfrequenzen und die entsprechenden Kopplungskoeffizienten werden deshalb zusammen optimiert. Für Filter in Single-Mode Technologie werden drei Resonatoren berücksichtigt, d. h. drei Resonanzfrequenzen und die gegenseitigen Kopplungskoeffizienten (siehe Abbildung 17). Diese Regel wurde empirisch durch Beispiele bestätigt, die mit Single- und Dual-Mode Filtern in X-, Ka- und Ku-Band mit verschiedenen Bandbreiten und Empfindlichkeiten durchgeführt wurden. Die Reihenfolge der zu optimierenden Parameter für ein Dual-Mode Filter ist also

- Resonanzfrequenz 1: $l_L^a, W_{0,1}^a, W_{1,1}^a$
- Resonanzfrequenz 2: $l_L^a, W_{0,1}^a, W_{1,2}^a, W_{1,1}^a, W_{2,2}^a$
- Resonanzfrequenz 3: $W_{1,2}^a, W_{2,3}^a, W_{1,1}^a, W_{2,2}^a, W_{3,3}^a$
- Resonanzfrequenz 4: $W_{1,2}^a, W_{2,3}^a, W_{3,4}^a, W_{1,1}^a, W_{2,2}^a, W_{3,3}^a, W_{4,4}^a$
- Resonanzfrequenz 5: $W_{3,4}^a, W_{4,5}^a, W_{3,3}^a, W_{4,4}^a, W_{5,5}^a$
- ...

während die für Single-Mode Filter

- Resonanzfrequenz 1: $l_L^a, W_{0,1}^a, W_{1,1}^a$
- Resonanzfrequenz 2: $l_L^a, W_{0,1}^a, W_{1,2}^a, W_{1,1}^a, W_{2,2}^a$
- Resonanzfrequenz 3: $W_{1,2}^a, W_{2,3}^a, W_{1,1}^a, W_{2,2}^a, W_{3,3}^a$
- Resonanzfrequenz 4: $W_{2,3}^a, W_{3,4}^a, W_{2,2}^a, W_{3,3}^a, W_{4,4}^a$
- ...

ist. Dabei bedeuten die Terme $W_{j,j}^a$ sowohl Güte Q_j^a als auch Länge l_j^a . In der Abfolge können neben den Hauptkopplungen natürlich auch die Querkopplungen Platz finden.

Eine genaue Auswahl der zu optimierenden Parameter beschleunigt die Optimierung und verringert die Wahrscheinlichkeit lokale Minima und uneindeutige Lösungen zu finden. Die Anzahl der zu optimierenden Parameter ist nämlich beschränkt und die Werte der festen Parameter sind bekannt. Es sei m die Anzahl der Resonatoren (einschließlich des Resonators

i), die während des Abgleichs des i -ten Sub-Filters abgeglichen werden sollen. Nur ein Teil der Zielmatrix $[A]^{(i)}$ stimmt mit der idealen Matrix $[W]^{(ID)}$ überein und zwar

$$\begin{aligned} A_{j,k}^{(i)} &= W_{j,k}^{(ID)} & \text{für } j, k &= i - m + 1, i - m + 2, \dots, i \\ A_{j,i}^{(i)} &= W_{j,i}^{(ID)} & \text{für } j &= 0, 1, \dots, i - m \\ A_{i,k}^{(i)} &= W_{i,k}^{(ID)} & \text{für } k &= 0, 1, \dots, i - m. \end{aligned} \quad (115)$$

Die restlichen Elemente von $[A]^{(i)}$ stimmen mit den entsprechenden Elemente von $[A]^{(i-1)l}$ überein. Nur die Elementen in Gleichung 115 werden optimiert. Dual-Mode Hohlleiterfilter werden mit $m=4$ abgeglichen, Single-Mode Filter mit $m=3$. Eine genaue Auswahl der zu optimierenden Parameter ermöglicht die Speicherung und die Modellierung von Abgleichfehlern. Ein fehlerbehafteter Parameter, der nicht richtig abgeglichen wurde oder nicht abgleichbar war, wird z. B. in $[A]^{(i-1)l}$ gespeichert und nicht optimiert. Der Reflexionsfaktor $S_{11}(f)_{(i)}^{MOD}$ des i -ten Sub-Filters wird mit diesem Parameter berechnet, das heißt, dass $S_{11}(f)_{(i)}^{MOD}$ eine Funktion von einigen Elementen der Matrix $[A]^{(i-1)l}$ ist. Das Ziel des Abgleichs ist deshalb adaptiv.

Lässt sich das Filter abgleichen, werden die Fehler klein. Die Matrix $[A]^{(i-1)l}$ nähert sich der entsprechenden Untermatrix der Koppelmatrix $[W]^{(ID)}$. Kleine restliche Abweichungen werden in $[A]^{(i-1)l}$ gespeichert und mittels $S_{11}(f)_{(i)}^{MOD}$ modelliert. Der Stand des Filters nach dem Abgleich hängt von dem Wert der Annäherung ab, aber die inneren Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten werden von den Fehlern der vorigen Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten unabhängig abgeglichen. Die sogenannte Fehlerausbreitung wird deshalb abgebrochen. Die Optimierung ist schnell und eindeutig, weil eine Untermenge der Parameter schon bekannt ist und weil nur eine beschränkte Anzahl von Parametern optimiert werden muss.

Wenn aber stark fehlerbehaftete und unabgleichbare Parameter auftreten, konvergiert die aktuelle Matrix $[A]^{(i-1)a}$ zu der Zielmatrix $[A]^{(i-1)}$ nicht. In diesem Fall wird die Fehlerfunktion in Gleichung 111 minimiert, aber einige Abmessungen des Filters liegen außerhalb des Toleranzbereichs. Nach dem Abgleich des $(i-1)$ -ten Sub-Filters wird die Matrix $[A]^{(i-1)l}$ gespeichert. Die neue Zielmatrix $[A]^{(i)}$ wird durch $[A]^{(i-1)l}$ und $[W]^{(ID)}$ für ein gegebenes m definiert. Der Abgleichfehler wird in $S_{11}(f)_{(i)}^{MOD}$ berücksichtigt. Auch in diesem Fall wird die Fehlerausbreitung unterbrochen, die Optimierung ist eindeutig und schnell, aber der Stand des Filters nach dem Abgleich wird schlechter. Fehlerbehaftete unabgleichbare Bauteile müssen jetzt ausgetauscht werden. Der Vorteil der Methode ist, dass die fehlerbehafteten Parameter erkannt und ihre Abweichungen bestimmt werden. Das Verfahren hat also Diagnosefähigkeiten.

Die Methode nutzt insgesamt drei Koppelmatrizen. Diese sind die ideale Koppelmatrix $[W]^{(ID)}$, eine aktuelle Matrix $[A]^{(i)a}$ und eine Zielmatrix $[A]^{(i)}$. Konvergiert die Matrix $[A]^{(i)a}$ zu $[A]^{(i)}$ für $i=1, 2, \dots, N$, konvergiert die Koppelmatrix des N -ten Sub-Filters $[W]^{(N)a}$ zu $[W]^{(ID)}$ und der Abgleich erfolgt. Die globale Konvergenz wird also durch eine Reihe von lokalen Konvergenzen gewährleistet. Das systematische Verfahren kann an beiden Toren angewendet werden. Besondere Beachtung gilt dem Fall, wenn schon durch das erste Tor abgeglichene Resonanzfrequenzen mit durch das zweite Tor abzugleichenden Resonanzfrequenzen gekoppelt sind. Diese Resonanzfrequenzen und die gegenseitigen Kopplungen müssen dann auch identifiziert werden (siehe Abbildung 18).

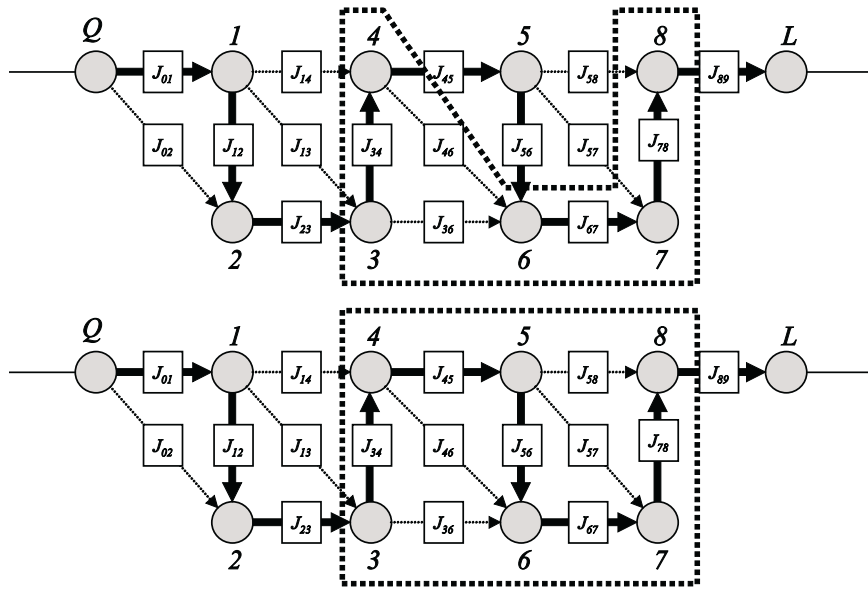


Abbildung 18: Auswahl der zu optimierenden Parameter. Topologie eines Filters in Dual-Mode In-Line Technologie, in dem die ersten vier Sub-Filter mittels S_{11} abgeglichen wurden. Oben: Abgleich des siebten Sub-Filters (sechste Resonanzfrequenz) mittels S_{22} . Unten: Abgleich des achten Sub-Filters (fünfte Resonanzfrequenz) mittels S_{22} . Die zu optimierenden Parameter sind innerhalb der gestrichelten Rechtecke.

3.3.3 Analytischer Gradient der Fehlerfunktion

Die Optimierung, die die Fehlerfunktion minimiert, benutzt den Begriff des Gradienten der Fehlerfunktion. Dieser Gradient ist die erste Ableitung einer Funktion nach ihrer Variablen und kann numerisch oder analytisch berechnet werden. Die numerische Methode ist im Allgemeinen ungenau. Die entsprechende Optimierung braucht wiederholte Messungen des Gradienten und die Konvergenz ist langsam. Die analytische Methode ist jedoch genau und die entsprechende Konvergenz schneller. Daher ist es notwendig, den analytischen Gradienten der Fehlerfunktion zu berechnen. Der Gradient der Fehlerfunktion wird durch die erste Ableitung nach einem Parameter x berechnet,

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial x} = 2 \sum_{i=1}^{np} |h(\omega_i)| \left. \frac{\partial |h(\omega)|}{\partial x} \right|_{\omega=\omega_i} \quad (116)$$

wobei $h(\omega_i) = S_{11}(\omega_i)^{MES} - S_{11}(\omega_i)^{MOD}$ und

$$\frac{\partial}{\partial x} |h(\omega)| = \text{Real} \left[\frac{|h(\omega)|}{h(\omega)} \cdot \frac{\partial h(\omega)}{\partial x} \right] \quad (117)$$

gilt [Gup 81]. Da

$$\frac{\partial}{\partial x} h(\omega) = -\frac{\partial}{\partial x} S_{11}(\omega)^{MOD} \quad (118)$$

gilt, wird der Gradient durch die Berechnung von $\partial S_{11}^{MOD} / \partial x$ bestimmt. Aus Gleichung 102 erhält man:

$$\frac{\partial S_{11}^{MOD}}{\partial x} = \frac{\partial}{\partial x} \left(- \left(v_0 \sqrt{Y_0} - 1 \right) e^{-2j\beta_A L} \right). \quad (119)$$

Für die Adapterlänge gilt $x = l_L$ und

$$\frac{\partial S_{11}^{MOD}}{\partial x} = 2j\beta_a e^{-2j\beta_a l_L} \left(-v_0 \sqrt{Y_0} + 1 \right). \quad (120)$$

Da Gleichung 99 gilt, gilt auch $\vec{v} = [W]^{-1} \vec{i}$, und deshalb ist

$$\frac{\partial \vec{v}}{\partial x} = \frac{\partial [W]^{-1} \vec{i}}{\partial x} + [W]^{-1} \frac{\partial \vec{i}}{\partial x} = \frac{\partial [W]^{-1} \vec{i}}{\partial x}. \quad (121)$$

Die letztere Gleichung gilt, weil \vec{i} unabhängig von x ist. Es sei $[T]^{i,j}$ eine Topologiematrix. Diese ist eine Nullmatrix in der aber die Elemente $T_{\mu,\nu}^{i,j} = T_{\nu,\mu}^{i,j} = 1$ für $\mu=i$ und $\nu=j$. Es sei der Vektor

$$\vec{\Lambda}^{(i,j)} = \sqrt{Y_0} e^{-2j\beta_a l_L} [W]^{-1} [W_T] [W]^{-1} \vec{i} = \left[\Lambda_0^{(i,j)}, \Lambda_1^{(i,j)}, \dots, \Lambda_{N+1}^{(i,j)} \right]^T \quad (122)$$

für $\vec{i} = [2\sqrt{Y_0}, 0, \dots, 0]$. Dann ermöglicht das Element $\Lambda_0^{(i,j)}$ die Berechnung des Gradienten in Bezug auf den Kopplungskoeffizienten, Resonatorlängen und unbelasteten Güten:

$$\frac{\partial S_{11}^{Mod}(f)}{\partial W_{i,j}} = j\Lambda_0^{(i,j)} \quad (123)$$

$$\frac{\partial S_{11}^{Mod}(f)}{\partial l_i} = \frac{j\beta(f)}{\cos^2(\beta(f)l_i)} \cdot Y_1 \Lambda_0^{(i,i)} \quad (124)$$

$$\frac{\partial S_{11}^{Mod}(f)}{\partial Q_i} = -\frac{Y_1 \pi p}{2} \left(1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right)^{-1} \cdot \frac{\Lambda_0^{(i,i)}}{Q_i^2}. \quad (125)$$

Man kann dasselbe Verfahren für die Berechnung von $\partial S_{22}/\partial x$ und $\partial S_{21}/\partial x$ verwenden. Um die Verbesserung der Geschwindigkeit der Optimierung durch den analytischen Gradienten der Fehlerfunktion zu testen, wurden die FORTRAN Routinen *DBCONEF*, die eine Optimierung auf Basis des numerischen Gradienten durchführt und *DBCONG*, die den analytischen Gradienten während der Optimierung benutzt, verglichen. Die Fehlerfunktion wurde durch die vier Streuparameter definiert (wie in Gleichung 74) und die Optimierungen von einem Rechner Pentium III der Taktrate von 800 MHz und 256 MB Speicher durchgeführt. Tabelle 2 zeigt eine Verbesserung um 50% in der Geschwindigkeit der Optimierung mit dem analytischen Gradienten. Der Restfehler nach der Minimierung der Fehlerfunktion ist kleiner, wenn *DBCONG* benutzt ist, und das Beispiel bestätigt die Genauigkeit der vorgeschlagenen Formeln.

Analytischer Gradient der Fehlerfunktion			
Parameter	DBCONEF	DBCONG	Verbesserung %
Geschwindigkeit der Optimierung [sec.]	1.73249	0.85122	50.86
Anzahl der Iterationen	60	36	40.00
Anzahl der Auswertung der Fehlerfunktion	150	68	54.66
Anzahl der Auswertung des Gradienten	62	37	40.32
Restlicher Fehler	3.46E-2	1.81E-2	47.48

Tabelle 2: Vergleich der Leistung einer Optimierung durch numerischen (*DBCONEF*) und analytischen (*DBCONG*) Gradienten der Fehlerfunktion.

3.3.4 Auswahlkriterium des Korrekturlements beim Abgleich

Die Geschwindigkeit der Konvergenz des Abgleichs hängt stark von der Entscheidung ab, welches Abstimmelement zuerst betätigt werden muss. Daher ist die Auswahl des besten Korrekturlements sehr wichtig. Das Problem hat bestimmte Randbedingungen. Beim Abgleich kann nur ein einzelner Parameter verändert werden und nicht alle optimierten Parameter lassen sich einstellen, wie z. B. die Resonatorverluste und die Adapterlängen l_L und l_R . Die hier präsentierte allgemeine Abhandlung zum Auswahlkriterium der Korrekturlemente beim Abgleich wird auch in den nächsten Kapiteln benutzt.

Das Kriterium bei der Auswahl des Abstimmelements ist die Variation der Fehlerfunktion. Man gleicht den Parameter ab, der die größte Variation der Fehlerfunktion verursacht. Die vorgeschlagene Lösung nutzt den Begriff von Empfindlichkeiten. Man nimmt an, dass die Parameter des aktuellen gemessenen Filters bekannt sind. Sie werden nämlich durch Optimierung der Koppelmatrix berechnet. Durch die Formeln für die Berechnung des analytischen Gradienten der Fehlerfunktion ist die Berechnung der aktuellen Empfindlichkeitsmatrix $[E]^a$ der in Abbildung 10 gezeigten Schaltung möglich. Der Fehlervektor $\vec{e} = F(\vec{\phi}_0 + \Delta\vec{\phi}) - F(\vec{\phi}_0)$ ist durch den Unterschied zwischen gemessenen und idealen Streuparametern definiert (siehe Abschnitt 2.7.3). Der restliche Fehler *nach* dem Abgleich von *allen* Elementen, d. h. die Variation $-\Delta\vec{\phi}$ der Parameter, ist in Gleichung 80 gegeben. Die quadrierte euklidische Norm des restlichen Fehlervektors \vec{e}_R ist:

$$\tau = \|\vec{e}_R\|^2 = \vec{e}_R^+ \vec{e}_R = \vec{e}^+ \vec{e} + \vec{e}^+ [E]^a \Delta\vec{\phi} + \Delta\vec{\phi}^+ [E]^{a+} \vec{e} + \Delta\vec{\phi}^+ [E]^{a+} [E]^a \Delta\vec{\phi} \quad (126)$$

wobei das Zeichen $+$ transponiert, komplex-konjugiert bedeutet. Der Korrekturvektor $\Delta\phi$ ist durch den Unterschied zwischen aktuellen und idealen Parametern gegeben und ist

$$\Delta\vec{\phi} = (d\phi_1, d\phi_2, \dots, d\phi_K, d\phi_{K+1_u}, d\phi_{K+2_u}, \dots, d\phi_{P_u}) \quad (127)$$

wobei K die abgleichbaren und $(P-K)$ die unabgleichbaren Parameter sind. Die Einstellung eines Parameters wird durch den Vektor $\vec{\Delta\phi}_j = (0, 0, \dots, d\phi_j, 0, 0, \dots, 0)$ dargestellt, wobei $j \leq K$ gilt. Die Norm des Fehlervektors τ_j nach dem Abgleich des j -ten Parameters ist

$$\tau_j = \vec{e}^+ \vec{e} + \vec{e}^+ [E]^a \Delta\vec{\phi}_j + \Delta\vec{\phi}_j^+ [E]^{a+} \vec{e} + \Delta\vec{\phi}_j^+ [E]^{a+} [E]^a \Delta\vec{\phi}_j \quad (128)$$

und es gilt, dass

$$\tau_j - \vec{e}^+ \vec{e} = |\vec{e}_j|^2 \Delta\phi_j^2 + 2Re(\vec{e}_j^+ \vec{e}) \Delta\phi_j \quad (129)$$

ist. Dabei ist \vec{e}_j der j -te Spaltenvektor der Empfindlichkeitsmatrix. Man wird also den Parameter j abgleichen, der die größte Variation $|\vec{e}^+ \vec{e} - \tau_j|$ verursacht. Der restliche Fehler nach dem Abgleich hängt von drei Variablen ab: von der Größe des Spaltenvektors $|\vec{e}_j|$, von dem Skalarprodukt zwischen Spaltenvektor und Fehlervektor $\vec{e}_j^+ \vec{e}$, und von der Abweichung $\Delta\phi_j$. Das Problem der Auswahl des abzugleichenden Parameters ist gut zu lösen, wenn:

1. Der Fehler $\Delta\phi_j$ ungleich Null ist, d. h. der Parameter fehlerbehaftet ist.
2. Die Norm der Spaltenvektoren \vec{e}_j groß ist, d. h. die Funktion F empfindlich gegen den Parameter ϕ_j ist.

Diese Bedingungen stellen sicher, dass der Term in Gleichung 129 ungleich Null ist. Sie gelten auch, wenn die Spaltenvektoren \vec{e}_j wechselseitig parallel sind. In diesem letzten Fall muss

man den Parameter auswählen, dessen Norm des Spaltenvektors \vec{e}_j , und dessen Fehler $\Delta\phi_j$ am größten sind. Mit anderen Worten, man muss den Parameter auswählen, dessen Variation $|\vec{e}^+\vec{e}-\tau_j|$ am größten ist. Es ist interessant festzustellen, dass die Auswahl durch den größten Unterschied zwischen idealer und aktueller normierter Koppelmatrix richtig ist, falls die Spaltenvektoren der Empfindlichkeitsmatrix parallel sind und sie dieselbe Norm haben. Das ist also ein besonderer Fall der vorgeschlagenen Lösung. Folgende Betrachtungen sind jetzt notwendig.

1. Die Empfindlichkeitsmatrix wird aus der Schaltung in Abbildung 10 berechnet. Sie ist nur eine Näherung der Empfindlichkeitsmatrix des gemessenen Filters und berücksichtigt keine Abhängigkeiten, die von der Geometrie des Filters verursacht werden. Die Auswahl des Korrekturlements kann aber mit der berechneten Matrix durchgeführt werden, da im Allgemeinen diese Abhängigkeiten zweitrangige Effekte sind.
2. Die Voraussetzung für die Empfindlichkeitsanalyse ist, dass die Funktion F linear gegen die Parameter ϕ_i ist. Die Vorhersage, welches Element abzugleichen ist, gilt nur bei kleinen Abweichungen $\Delta\phi_i$.
3. Die Einstellung des j -ten Abstimmelements lässt nicht unbedingt das eindimensionale Minimum von τ_j erreichen, das in

$$d\phi_{j_{MIN}} = -\frac{-\text{Re}(\vec{e}_j^+\vec{e})}{|\vec{e}_j|^2} \quad (130)$$

liegt. Die Projektion des Vektors $\vec{\Delta\phi}$ auf den j -ten Basisvektor stimmt nämlich nicht unbedingt mit $d\phi_{j_{MIN}}$ überein. Schlimmstenfalls könnten die Richtung des projizierten Vektors und die Richtung der j -ten Komponenten von $\Delta\phi$ entgegengesetzt sein, der restliche Fehler τ_j nach dem Abgleich wird also größer als τ . Den optimalen Fall erreicht man, wenn die Empfindlichkeitsmatrix diagonal ist, d. h. dass die Funktion F linear ist. Ist die Empfindlichkeitsmatrix diagonal, stimmt die Projektion von $\Delta\phi$ auf dem j -ten Basisvektor mit $d\phi_{j_{MIN}}$ überein. Die Auswahl des abzugleichenden Abstimmelementes ist in diesem Fall nicht entscheidend für die Konvergenz des Abgleichs. Die Reihenfolge der Einstellung könnte einfach $d\phi_1, d\phi_2, \dots, d\phi_K$ sein.

3.4 Beispiele zum Filterabgleich

In diesem Kapitel werden drei Beispiele zum Filterabgleich von beidseitig abgeschlossenen Hohlleiterfiltern gezeigt: ein Beispiel eines fünfkreisigen pseudoelliptischen Filters in Dual-Mode In-Line Technologie mit 0.3% relativer Bandbreite und zwei Dämpfungspolen; ein sechskreisiges Tschebyscheff-Filter in Single-Mode Technologie mit 2.37% relativer Bandbreite; schließlich ein zwölfkreisiges pseudoelliptisches selbstentzerrendes Dual-Mode In-Line Filter mit 0.62% relativer Bandbreite. Die Funktion $S_{21}(s)$ dieses Filters hat 6 Nullstellen, nämlich 2 Dämpfungspole und 4 komplexe Nullstellen für die Entzerrung der Gruppenlaufzeit. Diese Beispiele beweisen, dass der Algorithmus exzellente Ergebnisse liefert bei

1. Single- und Dual-Mode Filtern.
2. Filtern mit $N_Z=0$ bis $N_Z=6$ (0 bis 5 Querkopplungen).
3. Filtern mit 0.3% bis 2.37% relativer Bandbreite.

4. Fünf- bis zwölfkreisigen Filtern.
5. Ku- und Ka-Band Filtern.

Die Parameteridentifizierung wurde mittels eines Rechners mit einem Prozessor Pentium III, einer Taktrate von 800 MHz und 256 MB Speicher durchgeführt. Beispiele zum Abgleich von einseitig abgeschlossenen Filtern für Multiplexer werden in Kapitel 5 präsentiert.

Fünfkreisiges Filter in Dual-Mode Technologie

Dieses Rundhohlleiterfilter nutzt den TE_{113} Resonanzmode, hat eine Mittenfrequenz von 12.704 GHz, eine Bandbreite von 38 MHz, zwei imaginäre Dämpfungspole und dadurch eine Querkopplung zwischen den Resonatoren 1 und 4. Das Filtermodell hat 26 dB Reflexion im Durchlassbereich. Zwei Hohlräume sind Dual-Mode, der letzte Hohlraum ist Single-Mode und enthält die fünfte Resonanzfrequenz.

Um die Resonanzfrequenzen zu verstimmen, war die Entfernung der entsprechenden Abgleichschrauben ausreichend. Alle weitere Koppel- und Abgleichschrauben wurden auch entfernt. Die Resonanzfrequenzen 5, 4, 3 und 2 wurden mittels S_{22} abgeglichen, die Resonanzfrequenz 1 schließlich mittels S_{11} . Der letzte Schritt hat zwei Hohlräume und deshalb die ersten vier Resonanzfrequenzen einbezogen. Der rechnergestützte Abgleich dauerte 13 Minuten, die Dauer jeder Parameteridentifizierung lag zwischen 1.191 und 3.545 Sekunden. Ergebnisse sind in Tabelle 3 und in Abbildung 19 gegeben. Tabelle 3 enthält die idealen und die identifizierten Filterparameter, d. h. Resonanzfrequenzen, normierte Kopplungskoeffizienten, unbelastete Güte und Adapterlängen. Abweichungen zwischen modellierten und identifizierten Parametern sind sehr klein, was die Genauigkeit der Abgleichmethode bestätigt. In Abbildung 19 sind gemessene und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter gezeigt.

5-kreisiges Filter							
Hauptkopplungen				Querkopplungen			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
$J_{0,1}$	1.11745	1.12834	0.97	$J_{1,4}$	-0.47413	-0.47824	0.86
$J_{1,2}$	0.82667	0.83199	0.64	Adapterlängen [mm]			
$J_{2,3}$	0.90991	0.90700	-0.31				
$J_{3,4}$	0.52707	0.52355	-0.66	l_L	39.338	39.290	-0.052
$J_{4,5}$	0.95298	0.94827	-0.49	l_R	40.313	40.263	-0.050
$J_{5,6}$	1.11745	1.11684	-0.05				
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	12704.10	12704.20	0.10	Q_1	12000	11690	-2.58
f_{res_2}	12704.10	12704.16	0.06	Q_2	12000	11712	-2.40
f_{res_3}	12704.10	12704.09	-0.01	Q_3	12000	11786	-1.78
f_{res_4}	12704.10	12704.13	0.03	Q_4	12000	11779	-1.84
f_{res_5}	12704.10	12704.07	-0.03	Q_5	12000	11743	-2.14

Tabelle 3: Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Fünfkreisiges Filter in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Vergleich zwischen den idealen Parametern aus der Matrix $[W]^{(ID)}$ (Modell) und den Parametern aus der Matrix $[W]^{(N)t}$ (berechnet).

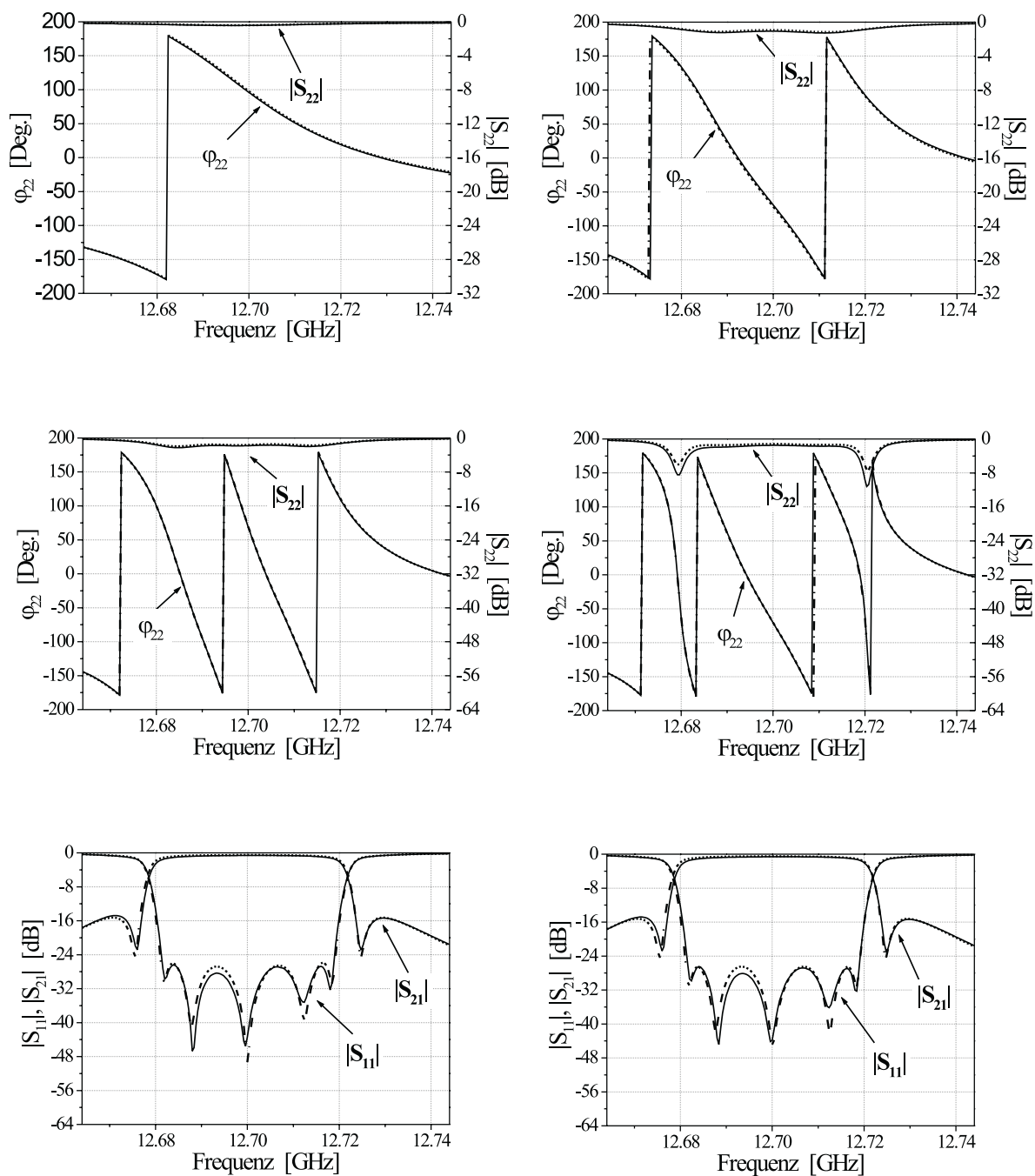


Abbildung 19: Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Fünfkreisiges Filter in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Gemessene (gestrichelt) und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter (durchgezogen). Oben links: Abgleich der 5-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 1). Oben rechts: Abgleich der 4-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 2). Mitte links: Abgleich der 3-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 3). Mitte rechts: Abgleich der 2-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 4). Unten links: Abgleich der 1-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 5). Unten rechts: Vergleich mit dem idealen Filterverhalten.

Sechskreisiges Filter in Single-Mode Technologie

Dieses Rechteckhohlleiterfilter nutzt den TE_{101} Resonanzmode. Die Mittenfrequenz des Filters ist 14.128 GHz, die Bandbreite ist 335 MHz. Das Filter hat keine Dämpfungspole und 24 dB Reflexion im Durchlassbereich. Alle Resonanzfrequenzen wurden mit den entsprechenden Abgleichschrauben verstimmt. Diese Schrauben wurden tief in die Resonatoren eingetaucht. Die ersten fünf Sub-Filter wurden mittels S_{11} abgeglichen, das sechste mittels S_{22} .

Ergebnisse sind in Tabelle 4 und Abbildung 20 gezeigt. In Abbildung 20 sind Messungen und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter dargestellt. Die kleinen Abweichungen zwischen gemessenem und idealem φ_{11} , die während des Abgleichs der ersten und der zweiten Resonanzfrequenzen auftreten, hängen davon ab, dass die Formel für die Korrektur der Referenzebenen in Gleichungen 83 und 84 approximiert sind. Sie gelten nur in der Nähe der Mittenfrequenz des Filters und nur mit kleinen relativen Bandbreiten. Es ist sehr interessant zu sehen, dass der Algorithmus diese Abweichung detektiert, sie gespeichert und durch adaptive Sub-Filter später modelliert hat. Die Abweichung verschwindet nämlich ab der dritten Resonanzfrequenz, im Einklang mit der in Kapitel 3.3.2 gegebenen Reihenfolge ($m=3$). Der Abgleich dieses Filters dauerte 18 Minuten, die Zeitdauer jeder Optimierung lag zwischen 1.391 und 3.344 Sekunden.

6-kreisiges Filter							
Hauptkopplungen				Adapterlängen [mm]			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{0,1}$	1.08398	1.08104	-0.27	l_L	111.481	111.985	0.504
$J_{1,2}$	0.92025	0.92001	-0.02	l_R	111.481	111.993	0.512
$J_{2,3}$	0.64025	0.64030	0.01				
$J_{3,4}$	0.60586	0.60485	-0.16				
$J_{4,5}$	0.64025	0.64067	0.06				
$J_{5,6}$	0.92025	0.91981	-0.04				
$J_{6,7}$	1.08398	1.08411	0.01				
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	14128.00	14127.91	-0.09	Q_1	12000	9660	-19.5
f_{res_2}	14128.00	14128.09	0.09	Q_2	12000	10431	-13.1
f_{res_3}	14128.00	14128.03	0.03	Q_3	12000	10499	-12.5
f_{res_4}	14128.00	14127.91	-0.09	Q_4	12000	10502	-12.5
f_{res_5}	14128.00	14128.23	0.23	Q_5	12000	10444	-12.9
f_{res_6}	14128.00	14128.17	0.17	Q_6	12000	9422	-21.5

Tabelle 4: Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Sechskreisiges Filter in Single-Mode Hohlleitertechnologie. Vergleich zwischen den idealen Parametern aus der Matrix $[W]^{(ID)}$ (Modell) und den Parametern aus der Matrix $[W]^{(N)i}$ (berechnet).

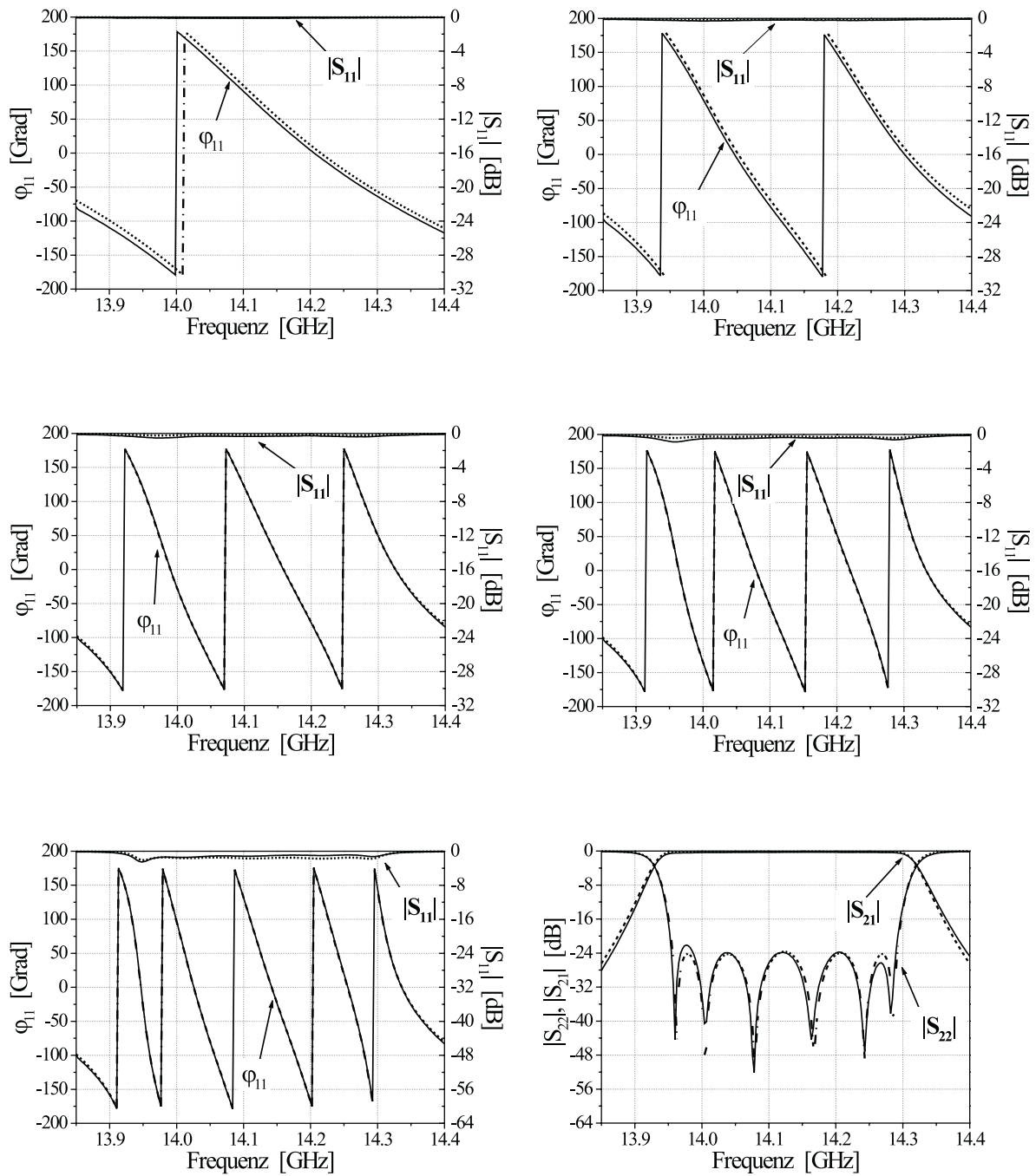


Abbildung 20: Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Sechskreisiges Filter in Single-Mode Hohlleitertechnologie. Gemessene (gestrichelt) und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter (durchgezogen). Oben links: Abgleich der ersten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 1). Oben rechts: Abgleich der 2-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 2). Mitte links: Abgleich der 3-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 3). Mitte rechts: Abgleich der 4-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 4). Unten links: Abgleich der 5-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 5). Unten rechts: Abgleich der 6-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 6).

Zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter in Dual-Mode Technologie

Dieses Rundhohlleiterfilter nutzt den TE_{113} Resonanzmode. Das Filter hat eine Mittenfrequenz von 19.24 GHz und eine Bandbreite von 120 MHz. Die Funktion $S_{21}(s)$ hat 6 Nullstellen, nämlich zwei Dämpfungspole und ein Quadrupel für die Entzerrung der Gruppenlaufzeit. Das Filter hat fünf Querkopplungen und 26 dB Reflexion im Durchlassbereich. Dieses Filter stellt ein schwieriges Beispiel zum rechnergestützten Abgleich dar: hoher Filtergrad, komplexe Filtercharakteristik mit Entzerrung der Gruppenlaufzeit und Dämpfungspolen, schmale relative Bandbreite, hohe Mittenfrequenz und hohe Empfindlichkeit gegenüber Parameteränderungen. Ohne die Unterstützung des Rechners wäre der Abgleich dieses Filters extrem zeitaufwändig und teuer.

12-kreisiges Filter							
Hauptkopplungen				Querkopplungen			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
$J_{0,1}$	1.09421	1.09282	-0.12	$J_{1,4}$	0.31087	0.31105	0.05
$J_{1,2}$	0.85370	0.85124	-0.28	$J_{3,6}$	0.18477	0.18310	-0.90
$J_{2,3}$	0.41903	0.42112	0.49	$J_{5,8}$	-0.39908	-0.39710	-0.49
$J_{3,4}$	0.57082	0.57039	-0.07	$J_{7,10}$	0.18477	0.18515	0.20
$J_{4,5}$	0.48176	0.48388	0.43	$J_{9,12}$	0.31087	0.30997	-0.28
$J_{5,6}$	0.15690	0.15730	0.25	Adapterlängen [mm]			
$J_{6,7}$	0.92799	0.92465	-0.36		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{7,8}$	0.15690	0.15598	-0.58	l_L	46.091	46.137	0.046
$J_{8,9}$	0.48176	0.48087	-0.18	l_R	46.091	46.137	0.046
$J_{9,10}$	0.57082	0.56961	-0.21				
$J_{10,11}$	0.41903	0.41666	-0.56				
$J_{11,12}$	0.85370	0.85889	0.60				
$J_{12,13}$	1.09421	1.09636	0.19				
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	19242.50	19242.45	-0.05	Q_1	12000	11444	-4.63
f_{res_2}	19242.50	19242.65	0.15	Q_2	12000	11618	-3.18
f_{res_3}	19242.50	19242.41	-0.09	Q_3	12000	11623	-3.14
f_{res_4}	19242.50	19242.64	0.14	Q_4	12000	11549	-3.76
f_{res_5}	19242.50	19242.61	0.11	Q_5	12000	11534	-3.88
f_{res_6}	19242.50	19242.55	0.05	Q_6	12000	11962	-0.31
f_{res_7}	19242.50	19242.36	-0.14	Q_7	12000	12055	0.45
f_{res_8}	19242.50	19242.26	-0.24	Q_8	12000	11505	-4.12
f_{res_9}	19242.50	19242.32	-0.18	Q_9	12000	11983	-0.14
$f_{res_{10}}$	19242.50	19242.14	-0.36	Q_{10}	12000	11453	-4.56
$f_{res_{11}}$	19242.50	19242.26	-0.24	Q_{11}	12000	11134	-7.21
$f_{res_{12}}$	19242.50	19242.36	-0.14	Q_{12}	12000	11915	-0.71

Tabelle 5: *Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Zwölfkreisiges Filter in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Vergleich zwischen den idealen Parametern aus der Matrix $[W]^{(ID)}$ (Modell) und den Parametern aus der Matrix $[W]^{(N)t}$ (berechnet).*

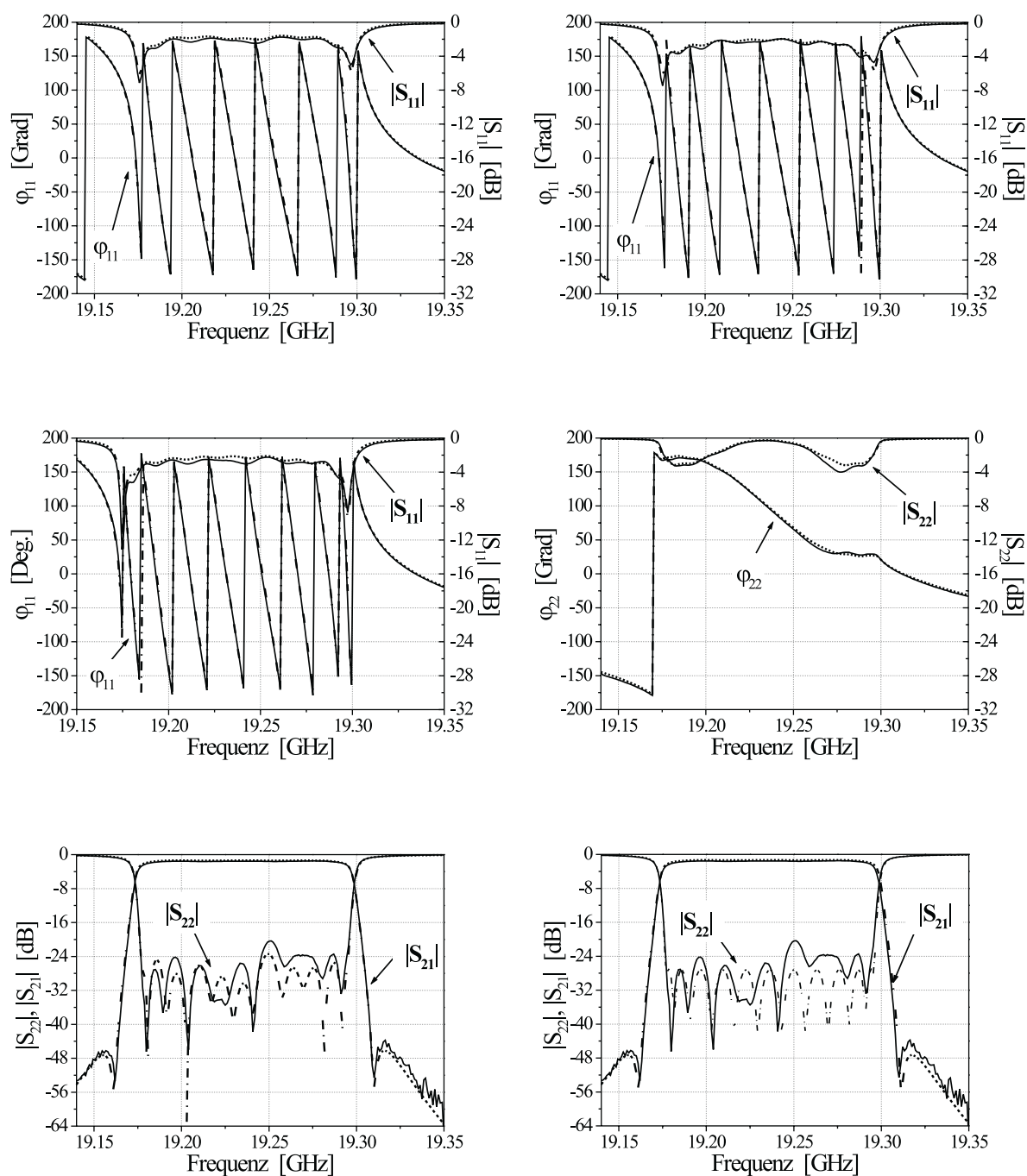


Abbildung 21: Beispiel zum Filterabgleich durch die Methode der Sub-Filter. Zwölfkreisiges Filter in Dual-Mode Hohlleitertechnologie. Gemessene (gestrichelt) und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter (durchgezogen). Oben links: Abgleich der 8-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 8). Oben rechts: Abgleich der 9-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 9). Mitte links: Abgleich der 10-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 10). Mitte rechts: Abgleich der 12-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 11). Unten links: Abgleich der 11-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 12). Unten rechts: Vergleich mit dem idealen Filterverhalten.

Um die Resonanzfrequenzen zu verstimmen wurden tief in die Resonatoren eingetauchte Abgleichschrauben benutzt. Die Koppelschrauben und die Schrauben der induktiven Blenden wurden entfernt. Die ersten 10 Sub-Filter (Resonanzfrequenzen von 1 bis 10) wurden mittels S_{11} abgeglichen, die Resonanzfrequenz 12 und 11 schließlich mittels S_{22} . Der letzte Schritt mit der Resonanzfrequenz 11 hat die letzten vier Resonanzfrequenzen einbezogen, nämlich 12, 11, 10 und 9. Ergebnisse sind in Tabelle 5 und in Abbildung 21 gegeben. In Abbildung 21 sind gemessenen und simulierte Streuparameter nach dem Abgleich des entsprechenden Sub-Filters dargestellt. Der Abgleich dauerte eine Stunde und 55 Minuten, die Dauer jeder Optimierung lag zwischen 3.705 und 14.771 Sekunden. Ein rechnergestützter Abgleich von zwölfkreisigen Filtern mit hoher Anzahl von Querkopplungen, mit hoher Mittenfrequenz, mit kleiner relativer Bandbreite und hohen Empfindlichkeiten wurde noch nicht in der Literatur präsentiert.

3.5 Diagnosefähigkeiten

Die Konvergenz des Abgleichs wird durch eine Reihe von N Unterkonvergenzen garantiert. Diese sind nämlich die Konvergenz der Matrix $[A]^{(i)a}$ zu $[A]^{(i)}$ für $i=1, 2, \dots, N$. Ist keine Konvergenz einer aktuellen Matrix zur idealen Matrix zu erreichen, sind zwei Fälle möglich: Das Filter hat unabgleichbare Elemente oder das Filter hat parasitäre Effekte.

Wie gesehen können die Fehler klein oder gravierend sein. Gravierende Fehler sind im Allgemeinen durch die vorgeschlagene Methode einfach zu detektieren. An der Stelle wo der gravierende Fehler auftritt, z. B. während der Abstimmung der i -ten Resonanzfrequenz, konvergiert der Abgleich nicht und der Unterschied zwischen Modell und Messung ist groß. Gravierende Fehler müssen sofort korrigiert werden.

Kleine unabgleichbare Fehler können auch identifiziert werden. Solche liegen vor, wenn der Algorithmus die genaue Lösung zwar findet, die die Fehlerfunktion $\epsilon_{(i)}$ minimiert, aber die Abweichungen nicht korrigiert werden können. In diesem letzten Fall können die fehlerbehafteten Elemente ersetzt werden. Man kann aber auch die ganze Abgleichprozedur fortführen. Die unabgleichbaren Fehler werden nämlich gespeichert. Nach dem Abgleich stimmt das Filterverhalten dann aber nicht mit dem idealen überein.

Die Wirkung der parasitären Effekte ist im Allgemeinen kleiner als die der Hauptparameter, d. h. der Kopplungen und der Resonanzfrequenzen. Die Koppelmatrix $[W]^{(ID)}$ enthält aber keine parasitären Effekte und infolgedessen ist die Konvergenz der Matrix $[A]^{(i)a}$ zu $[A]^{(i)}$ bei parasitären Effekten schlecht konditioniert. Der Algorithmus findet keine Koppelmatrix, die die Fehlerfunktion minimiert. Das heißt, dass die Streuparameter der Matrix $[K]^{(i)a}$ nicht völlig mit den gemessenen Streuparametern übereinstimmen können. Die vorgeschlagene Methode kann deshalb nur einen Vorabgleich ausführen. Der Feinabgleich wird danach mittels Empfindlichkeitsanalyse ausgeführt.

3.6 Beispiel zur Filterdiagnose

Als Beispiel zur Diagnose eines kleinen Fehlers wird die Eingangskopplung des im vorigen Kapitel abgeglichenen sechskreisigen Filters vergrößert. Die rechteckige Öffnung wurde zu breit gefertigt. Die ersten fünf Sub-Filter wurden mittels S_{11} und die letzte Resonanzfrequenz mittels S_{22} abgeglichen. Die in Abbildung 22 und in Tabelle 6 gezeigten Ergebnisse bestätigen die genaue Übereinstimmung zwischen Messungen und adaptivem Modell $[K]^{(N)l}$. Nach der Einstellung der zweiten Resonanzfrequenz wurde der detektierte Fehler gespeichert und weiter modelliert. Das Verhalten des Filters nach dem Abgleich ist zwar unzureichend,

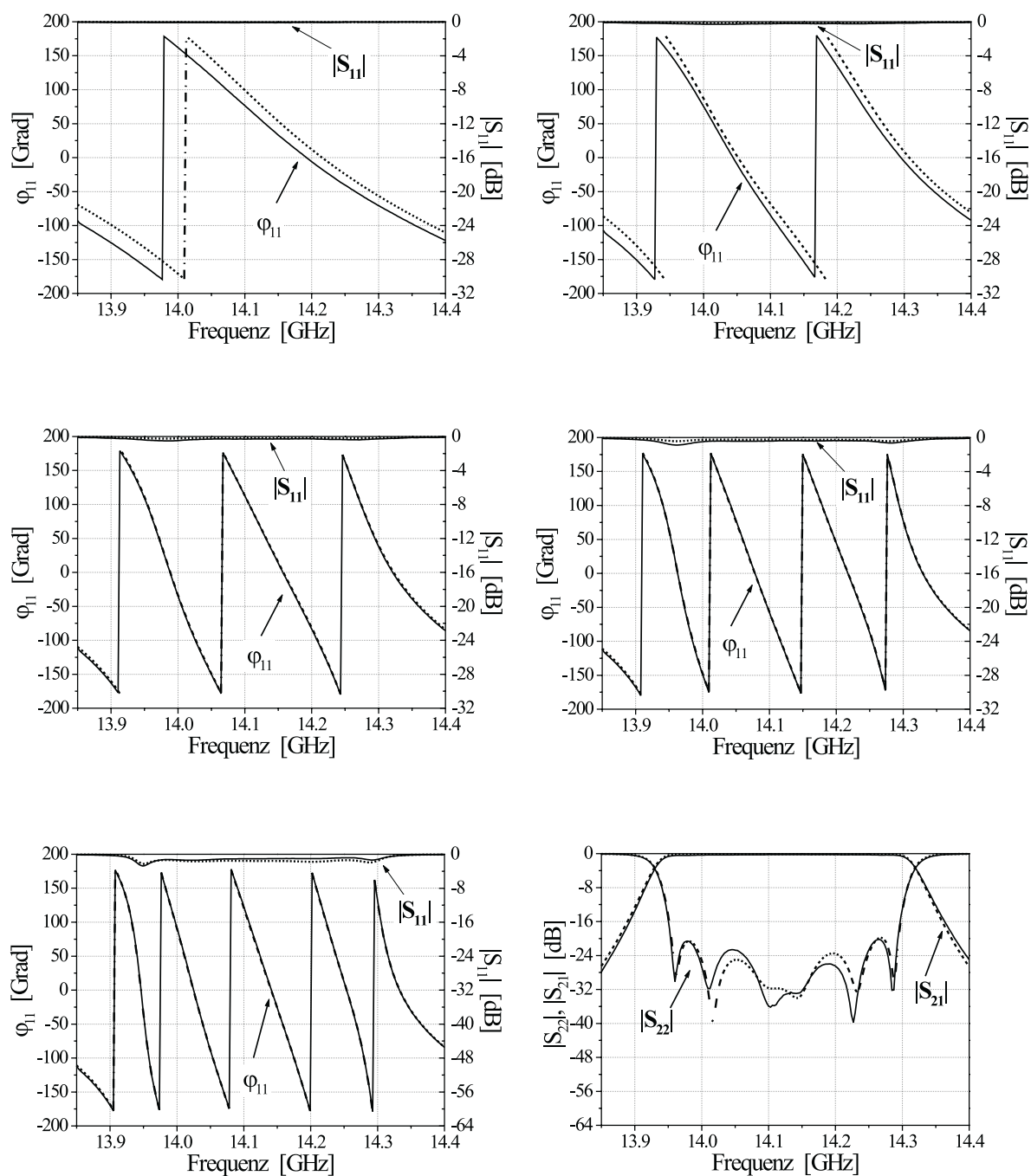


Abbildung 22: Diagnose des sechskreisigen fehlerbehafteten Filter in Single-Mode Technologie. Gemessene (gestrichelt) und durch $[W]^{(i)}$ simulierte Streuparameter (durchgezogen). Oben links: Abgleich der ersten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 1). Oben rechts: Abgleich der 2-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 2). Mitte links: Abgleich der 3-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 3). Mitte rechts: Abgleich der 4-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 4). Unten links: Abgleich der 5-ten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 5). Unten rechts: Abgleich der 6-ten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 6).

Diagnose des 6-kreisigen Filters							
Hauptkopplungen				Adapterlängen [mm]			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{0,1}$	1.08398	1.12791	3.89	l_L	111.481	112.002	0.521
$J_{1,2}$	0.92025	0.91999	-0.03	l_R	111.481	112.162	0.681
$J_{2,3}$	0.64025	0.63982	-0.06				
$J_{3,4}$	0.60586	0.60411	-0.28				
$J_{4,5}$	0.64025	0.64059	0.05				
$J_{5,6}$	0.92025	0.91916	-0.11				
$J_{6,7}$	1.08398	1.08491	0.08				
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	14128.00	14126.76	-1.24	Q_1	12000	9541	-20.5
f_{res_2}	14128.00	14127.90	-0.10	Q_2	12000	10612	-11.6
f_{res_3}	14128.00	14128.23	0.23	Q_3	12000	10095	-15.8
f_{res_4}	14128.00	14128.07	0.07	Q_4	12000	9942	-17.1
f_{res_5}	14128.00	14127.72	-0.28	Q_5	12000	10360	-13.6
f_{res_6}	14128.00	14128.03	0.03	Q_6	12000	9262	-22.8

Tabelle 6: *Diagnose des sechskreisigen fehlerbehafteten Filter in Single-Mode Technologie. Vergleich zwischen den idealen Parametern aus der Matrix $[W]^{(ID)}$ (Modell) und den Parametern aus der Matrix $[W]^{(N)_i}$ (berechnet).*

nähert sich aber dem erwarteten Filterverhalten. Das bestätigt die Gültigkeit der neuen Methode auch für die Diagnose.

3.7 Vorteile und Grenzen des Verfahrens

Die vorgeschlagene Methode hat zahlreiche Vorteile. Sie vereinfacht den Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren aufgrund von:

- **Vollständigkeit:** Das Verfahren beginnt mit einem verstimmteten Filter und führt es bis zu seinem idealen Verhalten.
- **Anfangswerte:** Verstimmtete Resonanzfrequenzen und verschwindende Kopplungen werden eindeutig durch eine Koppelmatrix modelliert.
- **Parameteridentifizierung:** Gute Startwerte für die Optimierung vermeiden lokale Minima und sichern eindeutige Lösungen.
- **Systematik:** Die Resonanzfrequenzen, Haupt- und Querkopplungen werden nacheinander abgeglichen.
- **Konvergenz:** Die Konvergenz des globalen Abgleichs wird durch eine Reihe von Unterkonvergenzen gesichert.
- **Fehlerausbreitung:** Das adaptive Modell verhindert die Fehlerausbreitung.

- Optimierung: Die Auswahl der zu optimierenden Parameter macht die Optimierung schnell und eindeutig.
- Genauigkeit: Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen werden mit hoher Genauigkeit identifiziert. Die entsprechenden Abgleichelemente können mit hoher Präzision eingestellt werden.
- Geschwindigkeit: Die Geschwindigkeit der Parameteridentifizierung erlaubt die Geschwindigkeit des ganzen Abgleichsverfahren.
- Diagnose: Die Genauigkeit und Eindeutigkeit der Parameteridentifizierung zusammen mit der Systematik des Verfahren machen die Diagnose möglich.
- Unterstützung: Die Methode führt das Filterverhalten immer in einen Zustand, in dem die Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix oder der rechnergestützte Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse möglich ist. Die Parameter des Filters sind nach Anwendung der vorgeschlagenen Methode nämlich in der Nähe der optimalen Lösung.

Eine genaue Untersuchung der Eigenschaften der Methode muss notwendigerweise auch ihre Grenzen berücksichtigen:

- Verstimmung: Alle Resonanzfrequenzen müssen verstimmt werden können.
- Koppelmatrix: Die Koppelmatrix muss gegeben sein. Grenzen sind relative Bandbreite, Unabhängigkeit der Kopplungskoeffizienten von der Frequenz, parasitäre Effekte.
- Filterstruktur: Die Methode ist strukturabhängig. Hohlleiterfilter in Dual-Mode In-Line und Single-Mode Technologie wurden berücksichtigt, weitere Strukturen können in ähnlicher Weise behandelt werden.

3.8 Zusammenfassung

Ein neuartiger Algorithmus für den systematischen Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren wurde präsentiert. Dieser löst das inverse Problem, nämlich die Bestimmung der Filterparameter aus gemessenen Daten. Die mit Hilfe eines Netzwerkanalysators gewonnenen Daten sind der Frequenzgang der komplexwertigen Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren. Der Algorithmus erlaubt die sequentielle Abstimmung jeder Resonanzfrequenz und Kopplung. Die Methode für die Parameteridentifizierung ist die Optimierung der Koppelmatrix. Die Möglichkeit, ein verstimmtes Filter durch eine verstimmte Koppelmatrix zu modellieren und die Verwendung eines adaptiven Modells machen die Parameteridentifizierung eindeutig. Das inverse Problem wird also systematisch und eindeutig gelöst. Die Konvergenz des Abgleichs ist durch eine systematische Reihe von Unterkonvergenzen garantiert. Ein solcher Algorithmus, der den Abgleich von hochkreisigen asymmetrischen Filtern mit Querkopplungen systematisch ermöglicht, ist einzigartig in der Literatur.

Alle analytischen Einzelheiten der Methode wurden beschrieben. Beispiele zum Filterabgleich mit hohem und niedrigem Filtergrad, mit Filtern in Single- und Dual-Mode Technologie und mit verschiedenen relativen Bandbreiten bestätigen die Wirksamkeit und die Gültigkeit des Verfahrens. Die Methode ist auch diagnosefähig: Fehlerbehaftete unabgleichbare Parameter werden einfach detektiert und können korrigiert werden.

Der Abgleich kann also durch die vorgeschlagene neue Methode durchgeführt werden. Nur wenn notwendig wird ein zusätzlicher Feinabgleich durch Optimierung der Koppelmatrix oder Empfindlichkeitsanalyse ergänzt. Der neue Algorithmus ist nämlich eine notwendige Voraussetzung für die Konvergenz des Feinabgleichs durch die bekannten Methoden. Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix und durch Empfindlichkeitsanalyse wurden schon in den ersten zwei Kapiteln eingeführt und werden in den folgenden Kapiteln genauer untersucht.

4 Zusätzlicher Feinabgleich von beidseitig abgeschlossenen Filtern durch Optimierung der Koppelmatrix

4.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird der rechnergestützte Abgleich von beidseitig abgeschlossenen Mikrowellenfiltern durch Optimierung der Koppelmatrix untersucht. Insbesondere werden zwei Möglichkeiten vorgeschlagen. Die erste nutzt die Synthese eines Tiefpassprototyps durch Optimierung der normierten Koppelmatrix. Die Fehlerfunktion wird durch die komplexen Nullstellen der gemessenen Streuparameter $S_{11}(s)$, $S_{22}(s)$ und $S_{21}(s)$ definiert und verbessert die bekannte Fehlerfunktion in [Kah 00]. Die Optimierung ist nur dann möglich, wenn die Lage dieser Wurzeln über der komplexen s -Ebene genau bestimmt werden kann. Aus diesem Grund wird das Problem der Interpolation für rationale Funktionen untersucht. Die zweite Methode optimiert die Parameter einer entnormierten Schaltung aus verteilten und konzentrierten Elementen. Dieser Vierpol wird durch eine entnormierte Koppelmatrix dargestellt. Obwohl die Abgleichsmethode durch Optimierung der Koppelmatrix mittels gemessener Stützstellen bekannt ist, wurden in der Literatur keine Ersatzschaltungen aus verteilten Elementen benutzt. Schließlich werden Vorteile und Grenzen der Methoden beschrieben und Beispiele zum Filterabgleich gegeben. Notwendige Bedingung für die Lösbarkeit der Parameteridentifizierung durch Optimierung ist, dass die meisten Parameter bereits nahe an den nominalen liegen. Deshalb stellt die Anwendung der Methode der Sub-Filter in Kapitel 3 die notwendige Voraussetzung für die erfolgreiche Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix dar. Der Feinabgleich durch Optimierung der Koppelmatrix ist also eine zusätzliche Möglichkeit, das Filterverhalten zu verbessern.

4.2 Adaptives Abtastverfahren von Streuparametern

Das Problem der Interpolation für eine rationale Funktion

$$\Psi(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_\mu s^\mu}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + \dots + b_\nu s^\nu}$$

einer Variablen s besteht in der Bestimmung der komplexen Parameter a_i und b_i , so dass, wenn Paare von reellen oder komplexen Nummern (s_i, t_i) , $i=0, 1, \dots, n_p$ gegeben sind, mit $n_p \geq \mu + \nu + 1$, $s_i \neq s_j$ für $i \neq j$, die Gleichung

$$\Psi(s_i, a_0, \dots, a_\mu, b_0, \dots, b_\nu) = t_i \quad \text{für} \quad i = 0, 1, \dots, n_p \quad (131)$$

gilt [Sto 80]. Ist die Anzahl der Stützstellen gleich oder größer als die Anzahl der Koeffizienten ($n_p \geq \mu + \nu + 1$), wird die Lösung des Interpolationsproblems eindeutig. Ist das Problem der Interpolation gelöst, können Pol- und Nullstellen von $\Psi(s)$ eindeutig bestimmt werden. In der vorliegenden Arbeit werden gemessene Funktionen der Frequenz mit Hilfe der Variablen $s=j\omega$ interpoliert.

Die folgenden Kapitel beschreiben die Lösung des Interpolationsproblems durch die Methode von Prony im Frequenzbereich [Bri 80]. Es gibt auch Pronys Methode im Zeitbereich. Dieses Verfahren bestimmt eine Funktion, die durch eine Reihe von Exponentialfunktionen modelliert wird. Die Methode im Frequenzbereich hat einen großen Vorteil im Vergleich zu der im Zeitbereich: Die Lage der Stützstellen s_i ist frei und die Stützstellen müssen nicht gleichverteilt in ω gewählt werden. Bekannt in der Literatur ist auch die Cauchy-Methode,

die das entsprechende Cauchy-Problem löst [Adv 93, Adv 97]. Das ist die Bestimmung der Koeffizienten a_i und b_i und der Grade μ und ν indem einige Stützstellen (s_i, t_i) und Ableitungen der zu interpolierenden Daten vorgeschrieben werden. Da die Ableitungen von gemessenen Daten schwierig zu bestimmen sind, wird die Cauchy-Methode nicht weiter untersucht. Stattdessen werden die Abtastmethoden durch rekursive Formeln ausgewertet und mit der Methode durch Singulärwertzerlegung verglichen.

Im Folgenden wird angenommen, dass die Werte μ und ν bekannt sind. Die zu approximierenden Parameter sind nämlich Streuparameter, und sie werden durch gebrochen rationale Funktionen in s dargestellt (siehe Gleichung 8). Der Zähler von $S_{11}(s)$ und $S_{22}(s)$ hat den Grad N , der Zähler von $S_{21}(s)$ den Grad N_Z . Der gemeinsame Nenner hat den Grad N . Solche Approximation gilt nur dann, wenn der analysierte Frequenzbereich schmal ist. Bei schmalbandigen Filtern ist das aber normalerweise der Fall. Da die zu optimierende normierte Koppelmatrix einem Tiefpassprototyp entspricht, muss eine Bandpass zu Tiefpass-Transformation auf den gemessenen Frequenzbereich angewendet werden. Diese wurde in Gleichung 86 eingegeben und entspricht einer Tiefpass zu Bandpass-Transformation.

4.2.1 Abtastung durch Least-Squares-Singulärwertzerlegung

Das Problem der Interpolation für $S_{11}(s)$ wird hier durch die Lösung eines Least-Squares Problems durch Singulärwertzerlegung berechnet. Ähnliche Betrachtungen gelten auch für $S_{22}(s)$ und $S_{21}(s)$. Die Anfangsgleichung ist

$$S_{11}(s)|_{s=j\omega_i} = \frac{f_0 + f_1s + \dots + f_Ns^N}{e_0 + e_1s + \dots + e_Ns^N} \Big|_{s=j\omega_i} = t_i \quad (132)$$

für $i=1, 2, \dots, n_p$. Dabei ist t_i der komplexwertige gemessene Reflexionsfaktor in ω_i , wobei $\omega=2\pi f$ gilt. f ist die normierte technische Frequenz des Tiefpassprototyps und entspricht einem Filter, dessen Durchlassbereich zwischen -1 und 1 definiert ist. Die Funktion $S_{11}(s)$ hat $2N+2$ komplexe Koeffizienten, wobei der Wert eines Koeffizienten frei ist. Hier wird $e_N=1$ gewählt. Es gibt also $2N+1$ Unbekannte. Gleichung 132 wird wie folgt neu geschrieben:

$$\begin{pmatrix} 1 & \dots & (j\omega_i)^N & -t_1 & \dots & -t_1(j\omega_1)^{N-1} \\ 1 & \dots & (j\omega_2)^N & -t_2 & \dots & -t_2(j\omega_2)^{N-1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & \dots & (j\omega_{n_p})^N & -t_{n_p} & \dots & -t_{n_p}(j\omega_{n_p})^{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_0 \\ \vdots \\ f_N \\ e_0 \\ \vdots \\ e_{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1(j\omega_1)^N \\ t_2(j\omega_2)^N \\ \vdots \\ t_{n_p}(j\omega_{n_p})^N \end{pmatrix}. \quad (133)$$

Das Problem der Interpolation wird also durch die Lösung eines linearen Systems

$$[A]\vec{x} = \vec{b} \quad (134)$$

angegangen. Da im Allgemeinen $n_p > 2N+1$ gilt, ist das System überbestimmt. Normalerweise haben überbestimmte Systeme keine exakte Lösung [Gol 82]. Das Least-Squares Problem ist die Berechnung von dem Vektor \vec{x} , der die euklidische Norm $\|[A]\vec{x} - \vec{b}\|_2$ minimiert. Dieses Problem hat eine eindeutige Lösung x_{LS} mit minimaler Norm $\|x_{LS}\|_2$ und sie wird durch die Singulärwertzerlegung der Matrix $[A]$ berechnet.

Ist $[A]$ eine komplexe Matrix, dann existieren zwei komplexe orthogonale Matrizen $[U]$ und $[V]$ so dass die Gleichung

$$[U]_{n_p \times n_p}^H [A]_{n_p \times (2N+1)} [V]_{(2N+1) \times (2N+1)} = [\Sigma]_{p \times p} = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_p] \quad (135)$$

gilt. Dabei ist

$$p = \min\{n_p, 2N + 1\} = 2N + 1 \quad (136)$$

und $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_p \geq 0$ sind die singulären Werte von $[A]$. Die Lösung des Interpolationsproblems ist deshalb

$$x_{LS}^{\vec{}} = [V][\Sigma]^{-1}([U]^H \vec{b}). \quad (137)$$

Die Matrix $[V][\Sigma]^{-1}[U]^H$ ist die allgemeine Inverse von $[A]$. Das Verhältnis zwischen größtem und kleinstem singulärem Wert heißt *Konditionsnummer*. Ist die Konditionsnummer unendlich, ist die Matrix $[A]$ singulär und ihr Rang ist kleiner als $2N+1$. Ist die Konditionsnummer groß, ist die Matrix $[A]$ schlecht konditioniert. Das ist der Fall, wenn die reziproke Zahl der Konditionsnummer kleiner als die Gleitkommadarstellung des Rechners ist (10^{-12} mit doppelter Genauigkeit). Die Matrix $[A]$ enthält die gemessenen Parameter t_i , die im Allgemeinen ungenau und verrauscht sind. Es kann passieren, dass die Anzahl ihrer singulären Werte größer als $2N+1$ ist. Die Matrix $[A]$ ist also schlecht konditioniert. In diesem Fall müssen die zusätzlichen singulären Werte zu Null eingestellt werden. Das entspricht der Elimination von linearen Gleichungen eines linearen Systems. Es scheint paradox zu sein, dass die Lösung eines linearen Systems ohne bestimmte Gleichungen genauer als die Lösung des vollen Systems sein kann. Das ist aber der Fall, da die zu eliminierenden Gleichungen genau die fehlerbehafteten Gleichungen sind. Diese könnten nämlich die Norm des Vektors $x_{LS}^{\vec{}}$ vergrößern und den Rest $\|[A]x_{LS}^{\vec{}} - \vec{b}\|_2$ des Least-Squares Problems verschlechtern [Pre 92]. Das Rauschen wird also durch Elimination der fehlerbehafteten Gleichungen gefiltert. Man muss aber vorsichtig sein. Das Verfahren ist nur dann möglich, wenn die Grade von Nenner und Zähler vorgeschrieben sind und (oder), wenn man einen bestimmten Rest $\|[A]x_{LS}^{\vec{}} - \vec{b}\|_2$ erreichen will.

4.2.2 Abtastung durch Total-Least-Squares-Singulärwertzerlegung

Aus der Gleichung 132 wird ein neues System extrahiert

$$\begin{pmatrix} 1 & j\omega_1 & \cdots & (j\omega_1)^N & -t_1 & \cdots & -t_1(j\omega_1)^N \\ 1 & j\omega_2 & \cdots & (j\omega_2)^N & -t_2 & \cdots & -t_2(j\omega_2)^N \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & j\omega_{n_p} & \cdots & (j\omega_{n_p})^N & -t_{n_p} & \cdots & -t_{n_p}(j\omega_{n_p})^N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} f_0 \\ \vdots \\ f_N \\ e_0 \\ \vdots \\ e_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (138)$$

Ist die Anzahl der Stützstellen größer als die Anzahl der Unbekannten ($n_p \geq 2N+2$), wird die Lösung des Systems eindeutig. Gleichung 138 entspricht dem System

$$[[B] - [C]]\vec{x} = \vec{0}. \quad (139)$$

Dabei ist $[B]$ eine komplexe $n_p \times (N+1)$ Matrix, die die ersten $N+1$ Spalten der Matrix in Gleichung 138 und deshalb keine gemessenen Daten enthält. Die Matrix $[B]$ ist fehlerfrei. Die Matrix $[C]$ ist eine verrauschte komplexe $n_p \times (N+1)$ Matrix. Sie enthält nämlich die letzten $N+1$ Spalten der Matrix in Gleichung 138 und deshalb die fehlerbehafteten Messungen t_i .

Eine sogenannte QR Zerlegung der Matrix $[[B]-[C]]$ bis zu der $(N+1)$ -ten Spalte erzeugt das folgende System

$$\begin{pmatrix} [R_{11}] & [R_{12}] \\ [0] & [R_{22}] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \vec{f}^T \\ \vec{e}^T \end{pmatrix} = \vec{0} \quad (140)$$

wobei $\vec{f}=[f_0, f_1, \dots, f_N]$ und $\vec{e}=[e_0, e_1, \dots, e_N]$ ist. Die Matrix $[R]$ der linken Seite der Gleichung 140 ergibt sich aus der Zerlegung $[[B]-[C]] = [Q][R]$. Die $(N+1) \times (N+1)$ Matrix $[R_{11}]$ hat nur Einträge auf und oberhalb der Hauptdiagonale. Die Matrix $[R_{12}]$ hat die Dimension $(N+1) \times (N+1)$, die $(n_p - N - 1) \times (N+1)$ Matrix $[R_{22}]$ ist fehlerbehaftet.

Aus der Singulärwertzerlegung der Matrix $[R_{22}]$ erhält man

$$[U][\Sigma][V]^H \vec{e} = \vec{0}. \quad (141)$$

Für die Theorie der Total-Least-Squares [Gol 82] ist die Lösung der Gleichung 141 proportional zum letzten Spaltenvektor von $[V]$:

$$\vec{e} = v_{N+1}. \quad (142)$$

Dabei ist v_{N+1} der $(N+1)$ -te Spaltenvektor der Matrix $[V]$. Der Vektor \vec{f} wird schließlich durch die Gleichung

$$[R_{11}]\vec{f} + [R_{12}]\vec{e} = \vec{0} \quad (143)$$

bestimmt. Diese Lösung muss im Allgemeinen genauer sein als die Lösung durch den Least-Squares Ansatz. Das Least-Squares Problem basiert auf der stillschweigenden Annahme, dass der Fehler nur im Vektor \vec{b} ist. In der Methode des Total-Least-Squares ist die Matrix $[A]$ im Allgemeinen fehlerbehaftet. Außerdem enthält die Matrix in Gleichung 140 alle gemessenen Daten (auch den Vektor \vec{b} in Gleichung 138) und die Unterdrückung des Rauschens durch Singulärwertzerlegung müsste präzisere Lösungen erzeugen. Weitere Überlegungen über Least-Squares und Total-Least-Squares sind in [Gol 80, Gol 82] zu finden.

In der Literatur sind zahlreiche Anwendungen der Abtastung durch Least-Squares und Total-Least-Squares beschrieben [Mil 87, Bur 88, Bur 89, Mil 90, Kot 91, Kot 91b, Mil 91, Adv 93, Mil 95, Adv 97, Wer 00]. Beide Ansätze sind mit einer einzigen Variablen s oder mit mehreren Variablen beschrieben worden. Felder, Strahlungscharakteristiken, Streuparameter usw. von simulierten oder gemessenen Strukturen können interpoliert und die entsprechenden Funktionen generiert werden. Einerseits verbessert die Interpolation die Effizienz der Simulation von elektromagnetischen Strukturen. Aufgrund der Interpolation ist die Anzahl der simulierten Stützstellen minimiert. Andererseits ist die Information, die eine Funktion enthält, größer als die Information einiger Stützstellen. Was hier beschrieben wurde ist eine mögliche Anwendung des Verfahrens, die für die Bestimmung der Pol- und Nullstellen einer gemessenen Funktion geeignet ist.

4.2.3 Abtastung durch rekursive Prozeduren

Algorithmen für die rationale Interpolation durch rekursive Prozeduren wurden von Stoer und Burlisch [Sto 80] beschrieben. Diese Algorithmen sind der Neville-Art und des Thieles-Kettenbruchs und führen die Interpolation von tabulierten Daten in einer rekursiven Art durch.

Es sei R_1 der Wert der einzigen rationalen konstanten Funktion, die durch den Punkt (s_1, t_1) geht. Dasselbe gilt für R_2, R_3, \dots, R_k . Die einzige rationale Funktion mit Grad 1, die durch (s_1, t_1) und (s_2, t_2) geht, ist $R_{1,2}$. Dieselbe Definition gilt für $R_{2,3}, R_{3,4}, \dots, R_{k-1,k}$ und ähnliche Betrachtungen für die anderen Polynome, bis $R_{1,2,\dots,n_p}$. Das ist die einzige Funktion, die die n_p Punkte interpoliert, und deshalb ist sie die erwartete Lösung für das Problem der Abtastung. Stoer und Burlisch demonstrierten, dass die folgende rekursive Formel für die rationale Interpolation der Neville-Art gilt:

$$R_{i,i+1,\dots,i+m} = R_{i+1,\dots,i+m} + \frac{R_{i+1,\dots,i+m} - R_{i,i+1,\dots,i+m-1}}{\frac{s-s_i}{s-s_{i+m}} \left(1 - \frac{R_{i+1,\dots,i+m} - R_{i,i+1,\dots,i+m-1}}{R_{i+1,\dots,i+m} - R_{i+1,\dots,i+m-1}}\right) - 1}. \quad (144)$$

Der Grad von Nenner und Zähler ist $(n_p-1)/2$, wenn n_p ungerade ist, anderenfalls ist der Grad des Nenners $n_p/2$ und der Grad des Zählers $n_p/2-1$. Der Algorithmus durch den Thieles-Kettenbruch basiert auf dem Begriff von inversen Differenzen. Er ist dem Neville-Art Algorithmus ähnlich und der Leser wird auf Stoer und Burlisch [Sto 80] verwiesen. Der Algorithmus der Neville-Art im mehrdimensionalen Fall wurde in [Pei 98] beschrieben. Der mehrdimensionale Algorithmus der Thieles-Kettenbruch Art wurde in [Leh 01] gegeben.

Der größte Vorteil der rekursiven Methoden ist, dass sie keine Inversion einer Matrix brauchen. Sie sind deshalb numerisch genau und sehr schnell zu berechnen. Andererseits ist die Inversion einer Matrix ungenau und langsam. Der Nachteil dieses Verfahrens ist, dass der Grad von Nenner und Zähler mit der Anzahl der Stützstellen n_p steigt. Die Bestimmung der Pol- und Nullstellen der Transferfunktion eines Filters ist deshalb kompliziert, weil notwendigerweise einige Wurzeln ausgeschlossen werden müssen. Die Auswahl dieser Wurzeln ist nicht einfach. Das passiert vor allem, wenn die Daten fehlerbehaftet sind und viele Stützstellen gebraucht werden. Der Ansatz durch rekursive Methoden scheint also die beste Lösung für das Interpolationsproblem zu sein. Der Ansatz durch Singulärwertzerlegung ist für die Bestimmung der Pol- und Nullstellen der Transferfunktion eines Filters besser geeignet.

4.2.4 Algorithmus zum adaptiven Abtastverfahren

Die Auswahl der Stützstellen (s_i, t_i) ist ein wichtiges Problem, denn die Genauigkeit der Interpolation hängt nämlich von der Lage dieser Stellen ab. In diesem Kapitel werden das Problem der Auswahl der Stützstellen und das Kriterium für den Abschluss der Interpolationsprozedur untersucht.

Müssen simulierte Daten interpoliert werden, ist ein adaptives Abtastverfahren sehr wichtig. Die Berechnung der Stützstellen t_i kann nämlich viel Zeit kosten, z. B. wenn ein Feldsimulationsmodell benutzt wird, und die Interpolation mit der kleinsten Anzahl von Samples durchgeführt werden muss. Das Problem des adaptiven Abtastverfahrens im Rahmen der simulierten Netzwerke ist in der Literatur ausführlich beschrieben worden [Ure 94, Dha 95, Mil 96, Pei 98, Tim 00, Leh 01, Dha 02]. Im rechnergestützten Abgleich ist das Problem der Berechnung der Samples unwichtig. Alle Stützstellen sind nämlich aus den gemessenen Streuparametern verfügbar. Was in diesem Fall wirklich zählt ist die Genauigkeit der Abtastung, d. h. die Übereinstimmung zwischen gemessenen und modellierten Streuparametern. Das gewährleistet nämlich die Genauigkeit der Berechnung der Pol- und Nullstellen der gemessenen Streuparameter. Das Ablaufdiagramm der adaptiven Abtastung ist in Abbildung 23 gezeigt und wird im Folgenden erklärt.

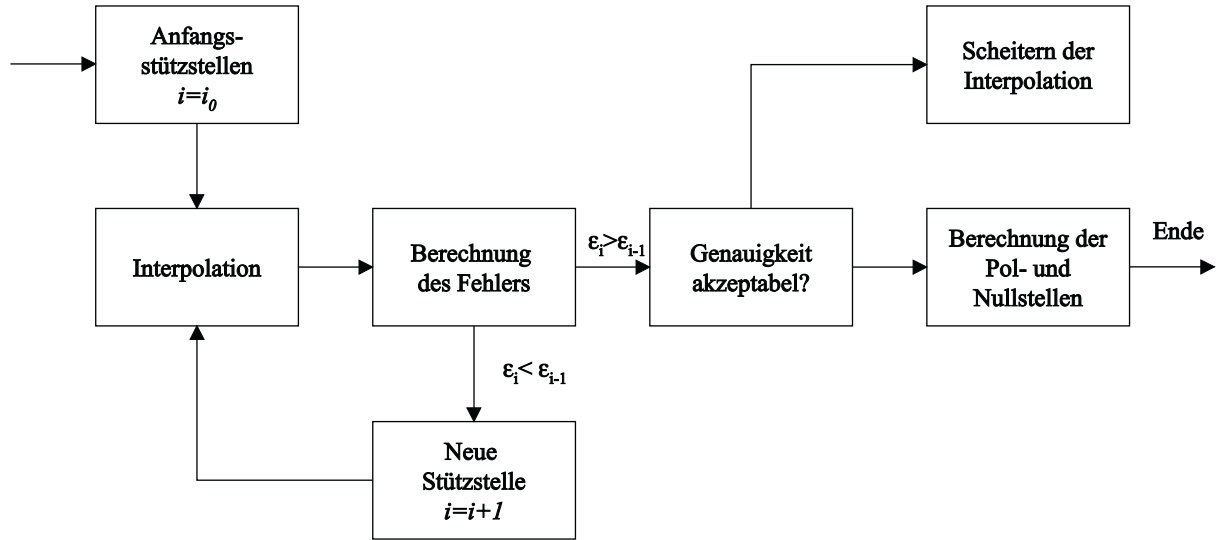


Abbildung 23: Ablaufdiagramm des Algorithmus für das adaptive Abtastverfahren.

Anfangsstützstellen: $2N+2$ Anfangsstützstellen der Reflexionsfaktoren S_{11} und S_{22} werden gleichförmig im Durchlassbereich gewählt. Zwei weitere Samples liegen an den Extremstellen des gemessenen Frequenzbereichs. Die $N+N_Z+2$ Anfangsstützstellen des Transmissionsfaktors S_{21} liegen gleichförmig im Sperrbereich, zwei weitere Samples im Durchlassbereich.

Interpolation: Für den rechnergestützten Abgleich wurde die Methode durch Total-Least-Squares und Singulärwertzerlegung ausgewählt.

Berechnung des Fehlers: Die Ergebnisse der aktuellen und der vorherigen Interpolation werden verglichen. Der Vergleich ist notwendig, um die Konvergenz der Interpolation zu kontrollieren. Die vorausgehende Interpolation wurde mit einer kleineren Anzahl von Stützstellen durchgeführt. Im Allgemeinen müsste eine größere Anzahl von Samples die Genauigkeit der Interpolation verbessern, das passiert z. B. mit den rekursiven Methoden. Gleichzeitig muss aber eine größere Matrix invertiert werden. Da die gemessenen Daten ungenau und fehlerbehaftet sind und da die Genauigkeit der Berechnung beschränkt ist, ist die Inversion der Matrix kritisch und schlechte Lösungen könnten auftreten. Die Funktion der Interpolationsfehler zeigt also ein Minimum über der Anzahl der Stützstellen. Das Ziel des Algorithmus ist dieses Minimum und die beste Lösung für die Interpolation zu finden. Der Fehler der Interpolation für den Streuparameter S_{jk} durch i Stützstellen ist

$$\epsilon_i = \max\{|S_{jk}^{INT}(j\omega_L) - S_{jk}^{MES}(j\omega_L)|\} \quad \text{für} \quad L = 1, 2, \dots, n_m \quad (145)$$

Dabei sind $S_{ij}^{INT}(j\omega)$ und $S_{ij}^{MES}(j\omega)$ interpolierte und gemessene Streuparameter und n_m ist die Gesamtanzahl der gemessenen Frequenzstützstellen. Ist der aktuelle Fehler ϵ_i kleiner als der vorherige Fehler ϵ_{i-1} , wählt der Algorithmus ein neues Sample an der Stelle wo der Unterschied

$$\Delta U = |20\log_{10}|S_{jk}^{INT}(j\omega_L)| - 20\log_{10}|S_{jk}^{MES}(j\omega_L)|| \quad \text{für} \quad L = 1, 2, \dots, n_m \quad (146)$$

am größten ist. Die Interpolation wiederholt sich und die Anzahl der Stützstellen wird $i+1$. Die logarithmische Funktion verstärkt die kleinsten Ziffern. Der Algorithmus arbeitet deshalb hauptsächlich im Durchlassbereich mit Reflexionsfaktoren und im Sperrbereich mit dem

Transmissionsfaktor. Ist der aktuelle Fehler größer als der vorherige Fehler, wird die Interpolation beendet. Die Genauigkeit der Interpolation muss jetzt geprüft werden.

Untersuchung der Genauigkeit: Die Genauigkeit der Interpolation ist ausreichend, wenn die Bedingung

$$\| |S_{jk}^{INT}(j\omega_L)| - |S_{jk}^{MES}(j\omega_L)| \| \leq \epsilon \quad \text{für} \quad L = 1, 2, \dots, n_m \quad j, k = 1, 2 \quad (147)$$

gilt. Die Variable ϵ ist die geforderte Genauigkeit. Es wurde geprüft, dass Werte von ϵ kleiner als 0.03 zu genauen Schätzungen der Pol- und Nullstellen der Transferfunktion führen. Ist die Bedingung 147 verifiziert, werden die Pol- und Nullstellen berechnet.

Scheitern der Interpolation: Ist die Bedingung in Gleichung 147 nicht verifiziert, können die Ergebnisse der Interpolation nicht benutzt werden. Der rechnergestützte Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix und den gemessenen Pol- und Nullstellen der Transferfunktion kann nicht ausgeführt werden. Eine neue Interpolation oder ein alternativer Algorithmus (siehe Kapitel 4.4) könnten angewendet werden.

4.2.5 Vergleich der Abtastverfahren

In diesem Kapitel werden zwei Beispiele von adaptiven Abtastverfahren präsentiert. Das erste Beispiel nutzt den Frequenzgang des im vorigen Kapitel gemessenen und abgeglichenen fünfkreisigen Filters. Vor der Abtastung der Streuparameter ist eine Variation der Bezugsebene der Kalibrierung notwendig. Das Filter wird durch zwei Adapter der Länge 37 mm und 38 mm gemessen, die Wirkung der entsprechenden Leitungen muss herausgerechnet werden (engl.: de-embedding). Das ist ein einfaches Problem und der Leser ist auf [Poz 98] verwiesen. Das zweite Beispiel nutzt den asymmetrischen Frequenzgang eines simulierten zwölfkreisigen Filters mit Entzerrung der Gruppenlaufzeit. Die Funktion $S_{21}(s)$ dieses Filters hat insgesamt 8 endliche Nullstellen, 4 Dämpfungspole und ein Quadrupel für die Entzerrung der Gruppenlaufzeit. Die Streuparameter wurden durch eine Simulation der in Abbildung 10 gezeigten Schaltung berechnet, die Resonatoren haben alle eine unbelastete Güte $Q_i=13000$. Ergebnisse der Interpolation sind in Tabelle 7 und in Abbildung 24 gegeben. Die Verringerung des Interpolationsfehlers für das zwölfkreisige Filter durch adaptive Abtastung ist in Abbildung 25 dargestellt.

5-kreis	<i>LS</i>	<i>TLS</i>	<i>Neville</i>	12-kreis	<i>LS</i>	<i>TLS</i>	<i>Neville</i>
N^0 S11	14	14	79	N^0 S11	44	44	104
Fehler S11	2.60E-2	1.65E-2	2.12E-3	Fehler S11	9.32E-4	9.31E-4	2.99E-6
N^0 S22	22	21	76	N^0 S22	61	63	99
Fehler S22	7.03E-3	6.18E-3	2.13E-3	Fehler S22	7.92E-4	7.87E-4	1.41E-6
N^0 S21	67	67	84	N^0 S21	25	25	97
Fehler S21	2.72E-2	2.70E-2	6.99E-4	Fehler S21	3.09E-3	2.97E-3	1.13E-5

Tabelle 7: Vergleich zwischen den adaptiven Abtastverfahren durch Least-Squares, Total-Least-Squares und Neville-Typ. Die Tabellen enthalten die Anzahl der verwendeten Stützstellen und den restlichen Interpolationsfehler ϵ für ein fünfkreisiges Filter (links) und ein zwölfkreisiges Filter (rechts).

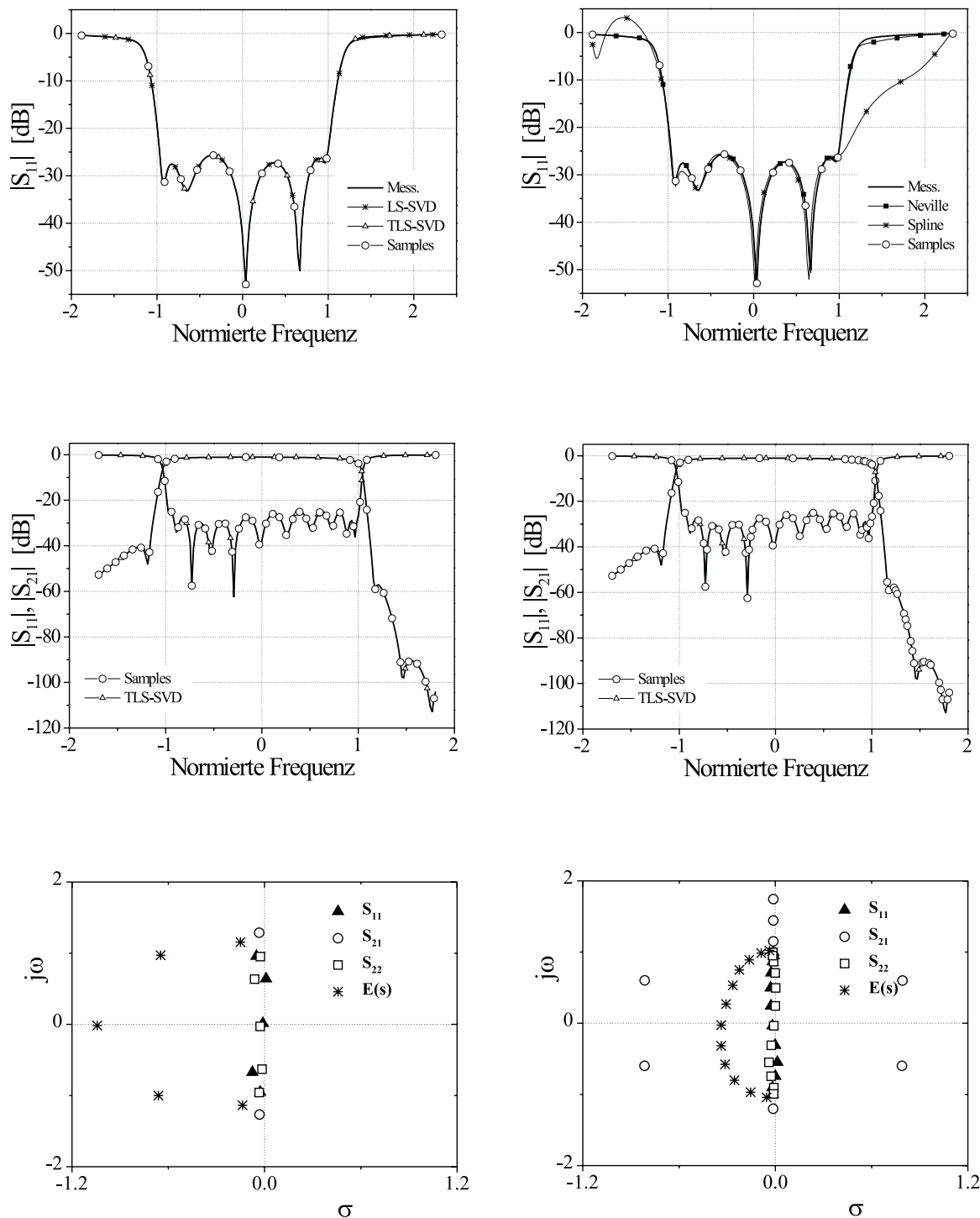


Abbildung 24: Adaptives Abtastverfahren. Oben links: Vergleich zwischen Least-Squares und Total-Least-Squares Abtastungen mit einem fünfkreisigen Filter, die Filterkurven liegen genau übereinander. Oben rechts: Vergleich zwischen Neville-Typ und kubischem Spline mit dem gleichen fünfkreisigen Filter. Mitte links: Anfangszustand der Interpolation durch Total-Least Squares mit dem zwölfkreisigen Filter. Mitte rechts: Endzustand der Interpolation durch Total-Least-Squares mit dem zwölfkreisigen Filter. Unten links: Nullstellen und Polstellen des fünfkreisigen Filters. Unten rechts: Nullstellen und Polstellen des zwölfkreisigen Filters.

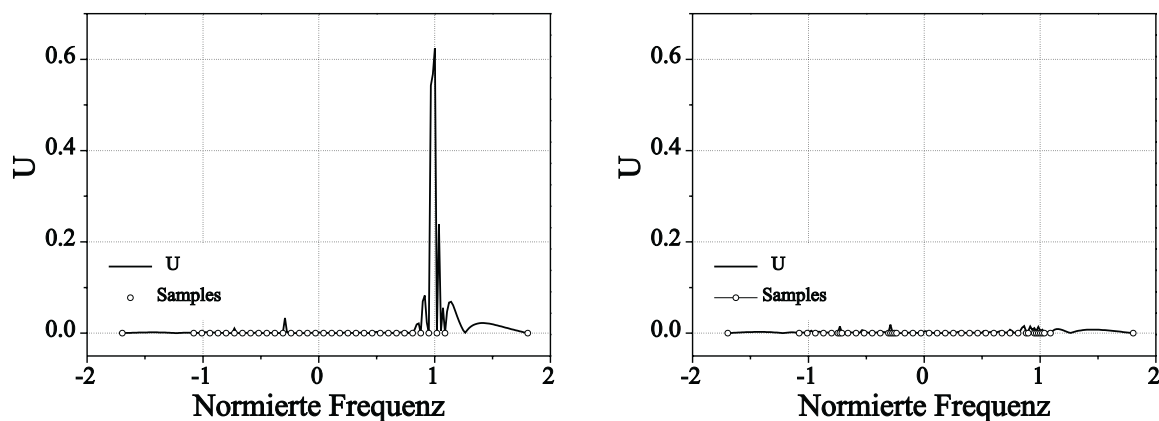


Abbildung 25: *Adaptives Abtastverfahren über S_{11} , simuliertes zwölfkreisiges Filter. Links: Anfangsfehler ΔU und Stützstellen s_i . Rechts: Endfehler ΔU und Stützstellen s_i . Der Algorithmus hat den Fehler detektiert und minimiert.*

Die Beispiele zeigen, dass die Methode durch Total-Least-Squares leicht bessere Lösungen als die durch Least-Squares liefert. Die rekursiven Methoden erreichen bessere Genauigkeiten, und die Genauigkeit steigt mit der Anzahl der Stützstellen.

4.3 Abgleich durch gemessene Pol- und Nullstellen der Transferfunktion

Abbildung 26 zeigt das Ablaufdiagramm für den rechnergestützten Abgleich durch gemessene Pol- und Nullstellen der Transferfunktion und Optimierung der normierten Koppelmatrix. Die Bedeutung jedes Schrittes wird im Folgenden erklärt.

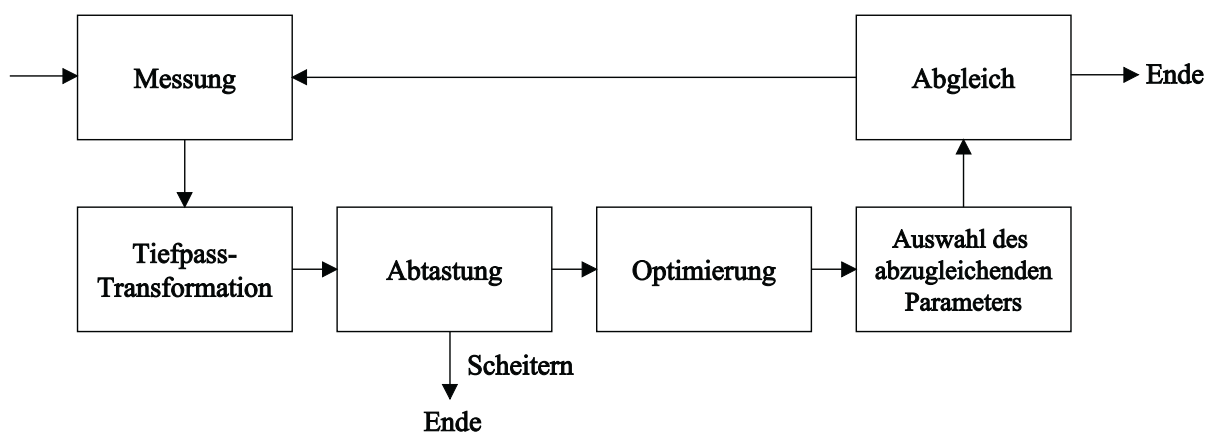


Abbildung 26: *Ablaufdiagramm für den rechnergestützten Abgleich durch gemessene Pol- und Nullstellen der Transferfunktion und Optimierung der normierten Koppelmatrix.*

Messung: Die gemessenen Daten (komplexe Streuparameter) werden mit Hilfe eines Netzwerkanalysators gewonnen.

Tiefpass-Transformation: Die Transformation ist in Gleichung 86 gegeben. Parameter sind die Mittenfrequenz und die Bandbreite des Filters.

Abtastung: Das adaptive Verfahren nutzt die Methode durch Total-Least-Squares und Singularwertzerlegung. Scheitert die Abtastung, muss der Algorithmus beendet werden.

Optimierung: Die zu minimierende Fehlerfunktion ist

$$\delta = \sum_{i=1}^N |S_{11}(Z_{11_i})|^2 + \sum_{i=1}^N |S_{22}(Z_{22_i})|^2 + \sum_{i=1}^{N_z} |S_{21}(Z_{21_i})|^2 + (\epsilon - \hat{\epsilon})^2 \quad (148)$$

wobei Z_{11_i} , Z_{22_i} und Z_{21_i} die komplexen Nullstellen der gemessenen Streuparameter sind. Der letzte Term der Gleichung 148 ist

$$\begin{aligned} (\epsilon - \hat{\epsilon})^2 = & |S_{11}^{MES}(f_k) - S_{11}^{MOD}(f_k)|^2 + \\ & |S_{22}^{MES}(f_k) - S_{22}^{MOD}(f_k)|^2 + |S_{21}^{MES}(f_k) - S_{21}^{MOD}(f_k)|^2 \end{aligned} \quad (149)$$

wobei f_k eine gemessene Frequenz ist. Eine rationale Funktion ist nämlich durch ihre Pol- und Nullstellen und durch einen Multiplikationsfaktor festgelegt. Da die Pol- und Nullstellen bekannt sind, wird der Multiplikationsfaktor aus dem Wert der Funktion in einer Frequenzstützstelle berechnet.

Die Fehlerfunktion in Gleichung 148 verbessert die Fehlerfunktion in [Kah 00]. Sie berücksichtigt nämlich auch die Nullstellen von $S_{22}(s)$ und die Multiplikationsfaktoren in Gleichung 149. Die modellierten Streuparameter werden aus den aktuellen Matrizen $[K]^a + [G]^a$ berechnet, wobei die aktuelle normierte Koppelmatrix $[K]^a$ dieselbe Topologie des Filters hat und in Gleichung 38 definiert wurde. Die diagonale Matrix $[G]^a = \text{diag}[0, g_{1,1}, g_{2,2}, \dots, g_{N,N}, 0]$ enthält die Resonatorverluste, die durch die Leitwerte $g_{i,i}$ modelliert werden. Die Streuparameter werden aus den Matrizen $[K]^a$ und $[G]^a$ ähnlich zu der in Kapitel 3.2.3 beschriebenen Methode berechnet. Die zu optimierenden Parameter sind die Kopplungskoeffizienten, die Blindleitwerte B_i , die Leitwerte $g_{i,i}$ und die Adapterlängen an beiden Toren. Die Startwerte für die Optimierung sind die ideale Koppelmatrix $[K]$, die Nullmatrix $[G] = \text{diag}[0, 0, \dots, 0]$ und die Adapterlängen in Gleichung 82. Die abzugleichenden Parameter sind die Kopplungen und die Resonanzfrequenzen des Filters. Die Resonanzfrequenzen des Filters werden durch Gleichung 87 berechnet, wobei $C_i=1$ gilt. Der Gradient der Fehlerfunktion wird ähnlich zu dem Verfahren in Kapitel 3.3.3 berechnet.

Auswahl des abzugleichenden Parameters: Dabei wird das in Kapitel 3.3.4 vorgeschlagene Kriterium benutzt.

Abgleich: Abgleich bedeutet die Minimierung der Abweichung zwischen idealem und aktuellem Parameter (Resonanzfrequenzen und normierten Kopplungskoeffizienten) mittels Abstimmerschrauben. Sind alle Abweichungen klein oder nicht mehr besser einstellbar oder erfüllt das Filter die Spezifikation, wird der Abgleich beendet. Wenn das Filter parasitäre Effekte hat und das Verhalten nicht mehr weiter zu verbessern ist, könnte eine Empfindlichkeitsanalyse benutzt werden.

4.4 Abgleich durch gemessene Stützstellen

Die Parameteridentifizierung durch Optimierung der entnormierten Koppelmatrix $[W]$ in Kapitel 3 und der gemessenen Stützstellen wird nur dann benutzt, wenn die rationale Interpolation scheitert. Das Ablaufdiagramm dieses Algorithmus ist in Abbildung 27 gezeigt.

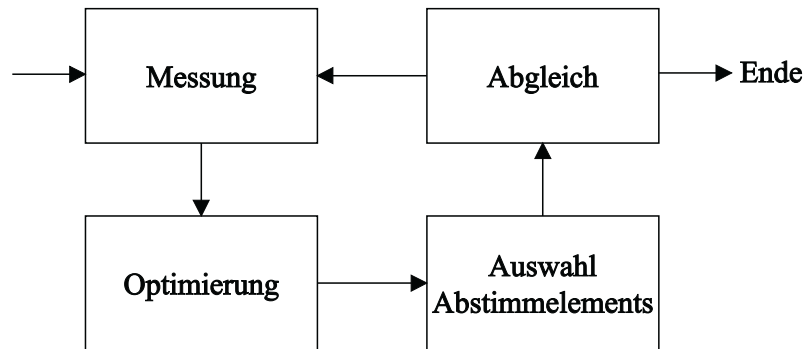


Abbildung 27: Ablaufdiagramm für den rechnergestützten Abgleich durch Optimierung der entnormierten Koppelmatrix mittels gemessener Stützstellen.

Der Unterschied zwischen diesem und dem vorigen Algorithmus ist die Strategie der Optimierung. Die zu minimierende Fehlerfunktion wurde in Gleichung 74 definiert. Die modellierten Streuparameter werden durch eine entnormierte aktuelle Koppelmatrix $[W]^a$ berechnet, wie in Kapitel 3.2.3 gezeigt. Die Anwendung einer Schaltung aus verteilten Elementen für den rechnergestützten Abgleich ist neu in der Literatur. Der analytische Gradient der Fehlerfunktion und das Auswahlkriterium der Abstimmerschrauben wurden schon in Kapitel 3.3 festgelegt und werden auch bei diesem Verfahren angewendet.

4.5 Vorteile und Grenzen des Verfahrens

Die Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix auf der Basis der gemessenen Nullstellen der Streuparameter erzeugt im Allgemeinen genauere Lösungen als die, die auf der Basis der gemessenen Stützstellen berechnet werden können. Dies ist so, da eine rationale Funktion besser durch ihre Pol- und Nullstellen als durch eine begrenzte Anzahl ihrer Stützstellen dargestellt wird. Die Identifizierung der Pol- und Nullstellen wird durch ein adaptives Abtastverfahren durchgeführt, das zeitaufwändig und rechenintensiv ist. Weiterhin konvergiert diese Abtastung nicht immer zu der gewünschten Genauigkeit und der Algorithmus kann scheitern. Die Optimierung durch gemessene Stützstellen liefert dagegen immer eine Lösung für das inverse Problem. Im Grunde genommen ist also die Optimierung durch Nullstellen genauer, die Optimierung durch Stützstellen jedoch stabiler. Beide Algorithmen führen den Feinabgleich durch und berechnen nur dann eindeutige Lösungen, wenn die gemessenen Streuparameter bereits nahe am idealen Filterverhalten sind. Notwendige Voraussetzung für die Konvergenz ist deshalb die vorherige Anwendung der Methode der Sub-Filter in Kapitel 3.

Die Koppelmatrix enthält keine parasitären Effekte wie Frequenzabhängigkeit und Verluste der Kopplungen, höhere Moden usw. Normalerweise sind diese Effekte bei schmalbandigen Filtern gering und der Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix konvergiert. Anderenfalls werden die Algorithmen in Schwierigkeiten geraten. Die normierte Koppelmatrix modelliert nur schmalbandige Filter, daher ist die relative Bandbreite beschränkt. Breitbandige

Hohlleiterfilter sind aber sehr selten in der Satelliten-Telekommunikation. Eine große relative Bandbreite impliziert auch eine niedrige Empfindlichkeit zu den Parameteränderungen. Normalerweise werden breitbandige (ab 3% relativer Bandbreite) Tschebyscheff-Filter in Rechteckhohlleiter-Technologie mit einer Genauigkeit besser als den geforderten Toleranzen gefertigt. Diese Filter brauchen also keinen Abgleich. Der rechnergestützte Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse, die alle parasitären Effekte und Frequenzabhängigkeiten berücksichtigt, wird in Kapitel 6 weiter untersucht.

4.6 Beispiele zum Filterabgleich

In diesem Kapitel werden zwei Beispiele zur Parameteridentifizierung und zum Filterabgleich präsentiert, nämlich ein sechskreisiges und ein zwölfkreisiges Filter. Diese Beispiele bestätigen, dass unter bestimmten Bedingungen die Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix genaue Lösungen liefert und der rechnergestützte Abgleich möglich ist. Die präsentierten Beispiele wurden mittels eines Rechners mit einem Prozessor Pentium III, einer Taktrate von 800 MHz und 256 MB Speicher durchgeführt.

Sechskreisiges Filter in Single-Mode Technologie

Das erste Beispiel berechnet die Parameter des im vorigen Kapitel verstimmteten sechskreisigen Tschebyscheff-Filters in Single-Mode Technologie (siehe Abbildung 22).

6-kreisiges Filter							
Hauptkopplungen				Adapterlängen [mm]			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{0,1}$	1.08398	1.11881	3.22	l_L	111.481	112.031	0.550
$J_{1,2}$	0.92025	0.91215	-0.88	l_R	111.481	112.136	0.655
$J_{2,3}$	0.64025	0.63834	-0.29				
$J_{3,4}$	0.60586	0.60432	-0.25				
$J_{4,5}$	0.64025	0.64056	0.04				
$J_{5,6}$	0.92025	0.92318	0.31				
$J_{6,7}$	1.08398	1.09047	0.60				
Resonanzfrequenzen [MHz]							
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw.
f_{res_1}	14128.00	14128.51	0.51	$g_{1,1}$	0	6.052E-3	6.052E-3
f_{res_2}	14128.00	14127.14	-0.86	$g_{2,2}$	0	6.075E-3	6.075E-3
f_{res_3}	14128.00	14127.17	-0.83	$g_{3,3}$	0	5.895E-3	5.895E-3
f_{res_4}	14128.00	14127.30	-0.70	$g_{4,4}$	0	6.277E-3	6.277E-3
f_{res_5}	14128.00	14126.41	-1.59	$g_{5,5}$	0	6.207E-3	6.207E-3
f_{res_6}	14128.00	14126.17	-1.83	$g_{6,6}$	0	6.933E-3	6.933E-3

Tabelle 8: Abgleich durch Optimierung der normierten Koppelmatrix. Vergleich zwischen den idealen (Modell) und den optimierten (berechnet) Parametern des sechskreisigen Filters in Single-Mode Technologie.

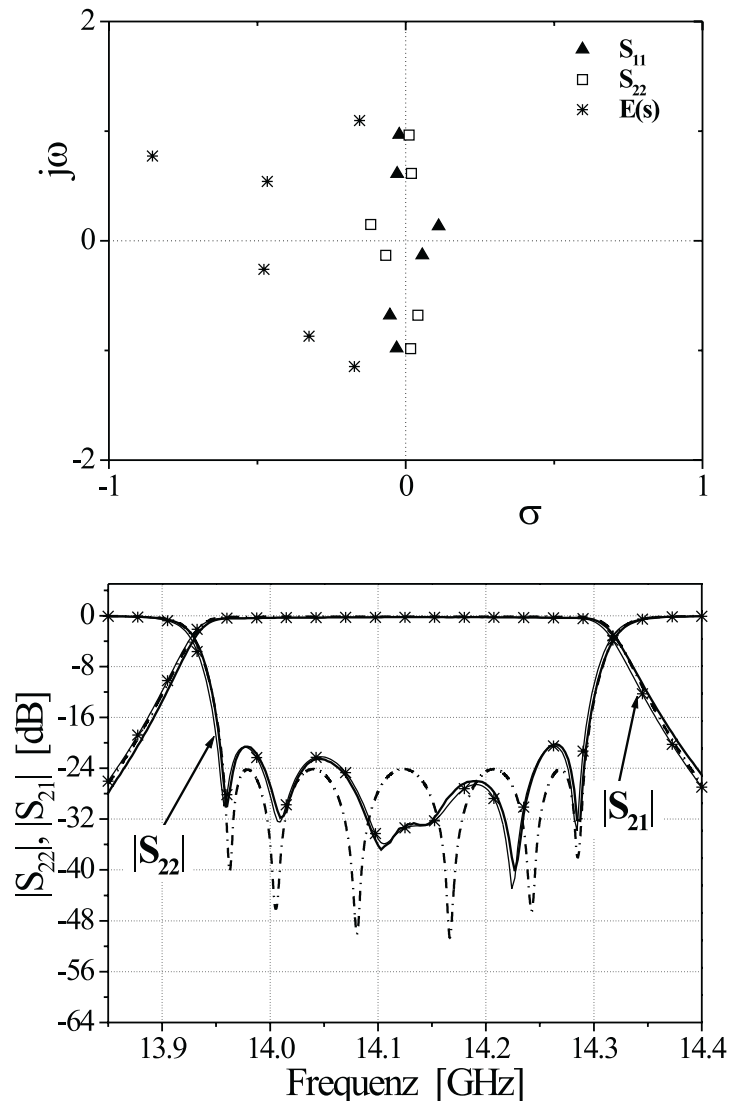


Abbildung 28: Adaptive Abtastung und Parameteridentifizierung des sechskreisigen Filters in Single-Mode Technologie durch Optimierung der normierten Koppelmatrix. Oben: Verteilung der Pol- und Nullstellen über der komplexen s -Ebene. Unten: Vergleich zwischen idealem (gestrichelt), gemessenem (durchgezogen) und durch identifizierte Parameter simuliertem Filterverhalten (durchgezogen mit Sternen).

Die Pol- und Nullstellen der Streuparameter wurden durch adaptive Abtastung berechnet. Die normierten Kopplungskoeffizienten und die Resonanzfrequenzen dieses Filters werden mittels der Optimierung der normierten Koppelmatrix identifiziert. Für das Optimierungsproblem wurde eine Stützstelle bei $f_k=1$ genommen. Die in der normierten Koppelmatrix identifizierten Parameter sind in Tabelle 8 gegeben, das inverse Problem wurde in 4.977 Sekunden gelöst. Die Abweichung der Kopplung $J_{0,1}$ stimmt mit der durch die neue Methode berechneten Abweichung in Tabelle 6 überein. Alle weiteren Kopplungen und Resonanzfrequenzen sind in der Nähe des idealen Verhaltens. Das bestätigt die Gültigkeit des systematischen Abgleichs in Kapitel 3. Abbildung 28 zeigt die Pol- und Nullstellen des Filters und den Vergleich zwischen idealem, gemessenem und simuliertem (mittels der identifizierten Parameter) Filterverhalten. Die Verteilung der Nullstellen von $S_{11}(s)$ und $S_{22}(s)$ erfüllt die

Bedingungen der Realisierbarkeit in Kapitel 1, obwohl das gemessene Filter leicht verlustbehaftet ist. Die Genauigkeit der Optimierung wird durch die Übereinstimmung zwischen gemessenen und identifizierten Streuparametern bestätigt.

Zwölfkreisiges Filter in Dual-Mode Technologie

Das zweite Beispiel berechnet die Kopplungskoeffizienten und die Resonanzfrequenzen des zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters in Dual-Mode Technologie aus Abbildung 21. Dieses hochkreisige Filter mit hoher Mittenfrequenz, schmaler Bandbreite, großen Empfindlich-

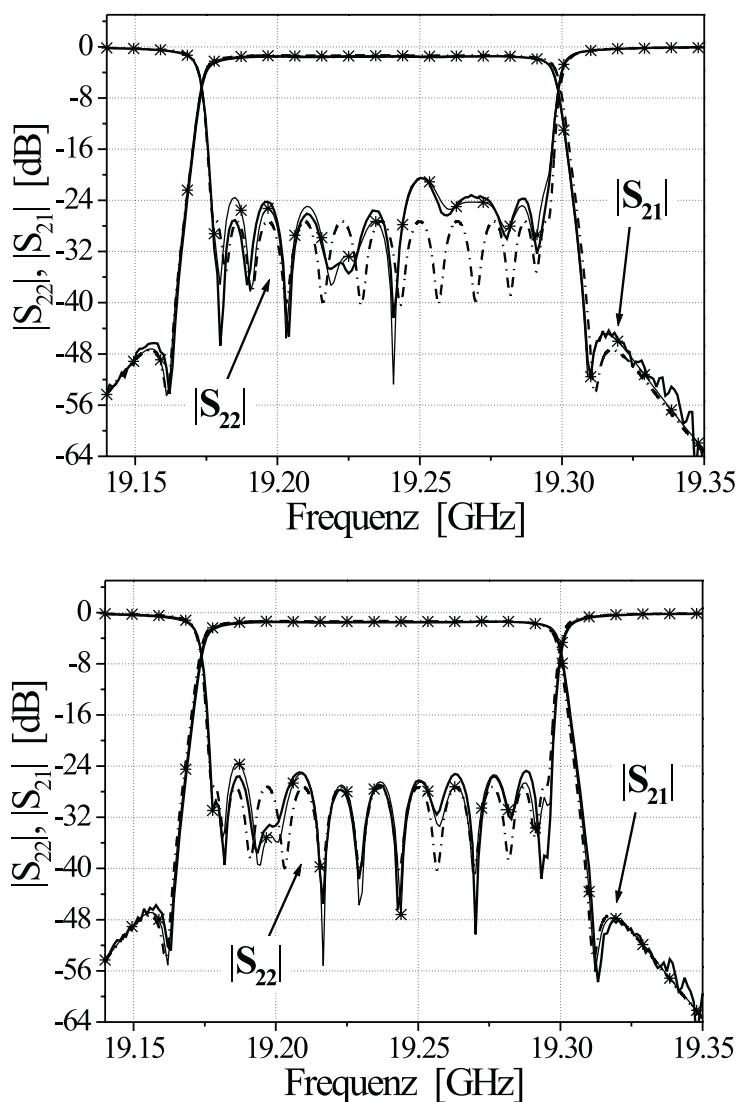


Abbildung 29: Rechnergestützter Abgleich des zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters durch Optimierung der entnormierten Koppelmatrix und gemessene Stützstellen. Vergleich zwischen idealem (gestrichelt), gemessenem (durchgezogen) und durch identifizierte Parameter simuliertem Filterverhalten (durchgezogen mit Sternchen). Oben: Anfangszustand des Filters. Unten: Endzustand des Filters.

12-kreisiges Filter							
Hauptkopplungen				Querkopplungen			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. %
$J_{0,1}$	1.09421	1.09175	-0.22%	$J_{1,4}$	0.31087	0.31110	0.07
$J_{1,2}$	0.85370	0.85119	-0.29%	$J_{3,6}$	0.18477	0.18693	1.16
$J_{2,3}$	0.41903	0.41835	-0.16%	$J_{5,8}$	-0.39908	-0.39982	0.18
$J_{3,4}$	0.57082	0.57185	0.18%	$J_{7,10}$	0.18477	0.18776	1.61
$J_{4,5}$	0.48176	0.48428	0.52%	$J_{9,12}$	0.31087	0.31194	0.34
$J_{5,6}$	0.15690	0.15710	0.12%	Adapterlängen [mm]			
$J_{6,7}$	0.92799	0.92721	-0.08%		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{7,8}$	0.15690	0.15633	-0.36%	l_L	46.091	46.113	0.022
$J_{8,9}$	0.48176	0.48101	-0.15%	l_R	46.091	46.077	-0.014
$J_{9,10}$	0.57082	0.57011	-0.12%				
$J_{10,11}$	0.41903	0.41770	-0.31%				
$J_{11,12}$	0.85370	0.85543	0.20%				
$J_{12,13}$	1.09421	1.093975	-0.02%				
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	19242.50	19242.97	0.43	Q_1	12000	10383	-13.5
f_{res_2}	19242.50	19243.03	0.53	Q_2	12000	10568	-11.9
f_{res_3}	19242.50	19243.01	0.51	Q_3	12000	11846	-1.28
f_{res_4}	19242.50	19243.20	0.70	Q_4	12000	11502	-4.15
f_{res_5}	19242.50	19242.95	0.45	Q_5	12000	11507	-4.10
f_{res_6}	19242.50	19243.10	0.60	Q_6	12000	11907	-0.77
f_{res_7}	19242.50	19243.04	0.54	Q_7	12000	11976	-0.27
f_{res_8}	19242.50	19242.50	0.00	Q_8	12000	11803	-1.64
f_{res_9}	19242.50	19242.90	0.40	Q_9	12000	11681	-2.66
$f_{res_{10}}$	19242.50	19243.48	0.98	Q_{10}	12000	11842	-1.31
$f_{res_{11}}$	19242.50	19243.16	0.66	Q_{11}	12000	11359	-5.34
$f_{res_{12}}$	19242.50	19242.83	0.33	Q_{12}	12000	11316	-5.70

Tabelle 9: Beispiel des zwölfkreisigen abgeglichenen Filters in Dual-Mode Technologie. Vergleich zwischen den idealen Parametern aus der Matrix $[W]^{(ID)}$ (Modell) und den optimierten Parametern (berechnet). Parameter sind normierte Kopplungskoeffizienten, Resonanzfrequenzen, unbelastete Güte und Adapterlänge.

keiten und mit einer großen Anzahl von Querkopplungen ist ein schwieriges Beispiel zum rechnergestützten Abgleich. Die Parameteridentifizierung wird durch die Optimierung der entnormierten Koppelmatrix mittels gemessener Stützstellen gewonnen. Da das gemessene Filterverhalten sehr nahe am idealen Verhalten liegt, ist die Möglichkeit minimiert, uneindeutige Lösungen oder lokale Minima zu finden. Ist das inverse Problem gelöst, kann das Filter abgeglichen werden. Die Endergebnisse des Abgleichs sind in Abbildung 29 und Tabelle 9 gegeben.

Der Feinabgleich durch Optimierung dauerte insgesamt eine Stunde, die Dauer einer Optimierung lag zwischen 49.973 und 51.654 Sekunden, die Anzahl der Stützstellen war $n_p=32$.

Der Abgleich dieses Filters hat also drei Stunden gedauert, zwei Stunden für die Methode in Kapitel 3 und eine Stunde für den Feinabgleich. Der Abgleich dieses Filters ohne die Unterstützung des Rechners könnte Tage oder Wochen dauern, was von der Übung des Technikers abhängt, der den Abgleich durchführt. Die Geschwindigkeit und die Genauigkeit des Abgleichs mit einem so komplizierten Filter bestätigen die hohe Qualität der vorgeschlagenen Abgleichmethoden. Zusätzliche Verbesserungen der Geschwindigkeit sind zu erwarten bei schnelleren Rechnern. Rechner mit dem Prozessor Pentium IV, 2.3 GHz Taktrate und 256 MB Speicher wurden geprüft, dabei betrug die Dauer einer einzigen Optimierung nur circa 7 Sekunden.

4.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zwei Algorithmen des rechnergestützten Abgleichs durch Optimierung der Koppelmatrix präsentiert. Die untersuchten Methoden werden für den Feinabgleich von beidseitig abgeschlossenen Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren angewendet. Der erste Algorithmus synthetisiert einen Tiefpassprototyp und nutzt Pol- und Nullstellen der gemessenen Streuparameter. Die Streuparameter werden nämlich durch gebrochen rationale Funktionen dargestellt, die Koeffizienten der Polynome werden durch adaptive Abtastung berechnet. Abtastverfahren durch die Theorie des Least-Squares und des Total-Least-Squares und der Algorithmus von Neville wurden beschrieben. Die Methode durch Total-Least-Squares wurde für den rechnergestützten Abgleich ausgewählt. Beispiele von Abtastungen mit gemessenen und simulierten Streuparametern wurden gegeben. Der zweite Algorithmus zum Filterabgleich optimiert die Parameter einer Ersatzschaltung mit verteilten und konzentrierten Elementen. Die Verwendung einer solchen Schaltung im Rahmen des rechnergestützten Abgleichs durch Optimierung der Koppelmatrix ist neu.

Beispiele zum Filterabgleich durch Pol- und Nullstellen und durch gemessene Stützstellen bestätigen die Gültigkeit der Abgleichmethode durch Optimierung der Koppelmatrix. Der erste Algorithmus mittels Pol- und Nullstellen ist im Allgemeinen genauer, aber bei verrauschten Daten kann die Interpolation scheitern. Der zweite Algorithmus findet immer eine Lösung für das inverse Problem und funktioniert auch bei hochkreisigen Filtern mit verrauschten Streuparametern. Der Abgleich eines zwölfkreisigen Filters in Dual-Mode Technologie bestätigt den Erfolg dieser Methode.

Die Parameteridentifizierung durch Optimierung ist normalerweise ein uneindeutiges Problem. Das inverse Problem könnte also nicht eindeutig gelöst werden. Das würde die Konvergenz des Abgleichs durch Optimierung der Koppelmatrix bei stark verstimmtten Filtern behindern. Notwendige Voraussetzung für die Eindeutigkeit ist, dass Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen nahe den nominalen liegen. Aus diesem Grund wird eine Optimierung der Koppelmatrix nur dann verwendet, wenn das Filter schon mit der Methode der Sub-Filter abgeglichen wurde. Der neue Algorithmus in Kapitel 3 stellt nämlich sicher, dass der Frequenzgang des Filters immer in der Nähe des gewünschten Verhaltens liegt und dass der Unterschied zwischen nominalen und aktuellen Parametern klein ist. Die Parameteridentifizierung durch Optimierung der Koppelmatrix ist also eine zusätzliche Möglichkeit, den Feinabgleich durchzuführen. Das folgende Kapitel beschreibt den Abgleich von Filtern eines Multiplexers durch Optimierung der Koppelmatrix. Der Fall von Filtern mit parasitären Effekten wird schließlich in Kapitel 6 untersucht.

5 Zusätzlicher Feinabgleich eines Filters im Multiplexer durch Optimierung der Koppelmatrix

5.1 Einleitung

Der Abgleich von Multiplexern aus Sammelhohlleiter ist zeitaufwändig und teuer. Typische hochkanalige Ausgangsmultiplexer können hunderte von Abstimmeelementen haben und jedes muss eingestellt werden. Die Verfügbarkeit von Software für den rechnergestützten Abgleich ist deshalb unverzichtbar, und ein effizienter Algorithmus wird in diesem Kapitel vorgestellt.

Die schmalbandigen Filter eines Multiplexers können durch eine Koppelmatrix modelliert werden. Der systematische Abgleich aus Kapitel 3 wird also immer bei abgetrennten Filtern zuerst benutzt. Die Filter eines Multiplexers sind aber nicht beidseitig abgeschlossen, und sie werden erst von dem Rest des Multiplexers angepasst. Abgetrennte Kanalfilter sind also nicht angepasst und ihre Charakteristik ist der von einseitig abgeschlossenen Filtern sehr ähnlich. Die Nullstellen der Reflexionsfaktoren liegen nicht auf der imaginären Achse der komplexen Frequenzebene, und diese Funktionen zeigen keine Welligkeit im Durchlassbereich. Sie sind deshalb schwieriger abzugleichen. Weiterhin kann der Frequenzgang eines einzelnen Filters nach der Anwendung der Methode der Sub-Filter in Kapitel 3 nicht direkt mit der Spezifikation verglichen werden. Der Feinabgleich sollte am besten nur dann durchgeführt werden, wenn alle Kanalfilter an den Sammelhohlleiter angeschlossen sind. Die Kanäle beeinflussen sich aber gegenseitig, und das Problem des gleichzeitigen Feinabgleichs von allen Filtern ist schwierig.

Der rechnergestützte Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix, der in diesem Kapitel beschrieben wird, löst das Problem des Feinabgleichs durch den Gedanken eines *Anpassungsnetzwerks*. Das ist ein idealer, simulierter Vierpol, der das abzugleichende Kanalfilter anpasst, und wird in Kapitel 5.3 beschrieben. Vorher werden aber die Ersatzschaltung eines Kanalfilters und des gesamten Multiplexers definiert und die bekannten Grundlagen der Synthese von Multiplexern eingeführt. Dann wird der Algorithmus beschrieben. Ein Beispiel zum rechnergestützten Abgleich bestätigt schließlich die Gültigkeit der vorgeschlagenen Methode.

5.2 Ersatzschaltung eines Multiplexers mit Sammelhohlleiter

Der rechnergestützte Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix basiert auf einer geeigneten Ersatzschaltung des Multiplexers. In diesem Kapitel werden also die Grundlagen der Synthese von Multiplexern beschrieben. Insbesondere wird gezeigt, wie die Parameter der Kanalfilter, d. h. entnormierte Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen, aus den normierten Koppelmatrizen von einseitig oder beidseitig abgeschlossenen Filtern berechnet werden können. Die Ersatzschaltung jedes abgetrennten Kanalfilters stellt nämlich das Ziel für den rechnergestützten Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix dar und wird in der Fortsetzung dieses Kapitels gebraucht.

5.2.1 Blockschaltbild eines Multiplexers

Das Blockschaltbild eines Multiplexers ist in Abbildung 30 gezeigt. Die R Eingangssignale mit den Eingangsleistungen P_1, P_2, \dots, P_R und den Mittenfrequenzen $f_{01}, f_{02}, \dots, f_{0R}$ werden durch R Bandpassfilter der Bandbreite $\Delta f_1, \Delta f_2, \dots, \Delta f_R$ geführt und am Ausgang der an einem Ende kurzgeschlossenen gemeinsamen Leitung – des Sammelhohlleiters – verlustarm

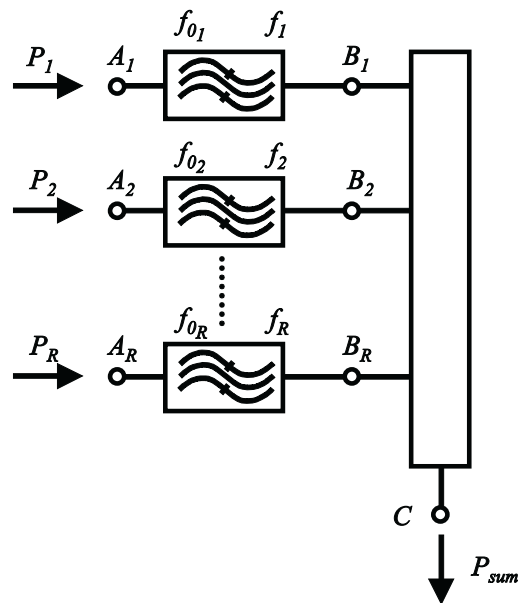


Abbildung 30: Blockschaltbild eines Multiplexers.

ohne Abgleichelemente zu einem Summensignal der Leistung P_{sum} zusammengefasst. Im Folgenden wird angenommen, dass der komplexwertige Reflexionsfaktor $S_{11}(f)$ an den Knoten A_i in Abbildung 30 gemessen wird. Der Reflexionsfaktor $S_{22}(f)$ eines Filters im Multiplexer wird an dem Knoten C definiert, oder an den Knoten B_i , falls ein abgetrennter Kanal gemessen wird.

Der Multiplexer wird durch die Anzahl R der Kanäle, die Mittenfrequenzen f_{0i} und die Bandbreiten Δf_i der einzelnen Filter charakterisiert. Die geforderte Nahselektion bestimmt dann den Grad und den Typ des Filters im jeweiligen Kanal. Bandbreiten und Filtergrad können für jeden Kanal unterschiedlich sein. Die wesentlichste Randbedingung ist, dass die Einfügedämpfung so gering wie möglich gehalten wird. Dies kann nur durch einen möglichst niedrigen Filtergrad und durch die Verwendung von Resonatoren hoher Güte erreicht werden.

Der Entwurf eines Multiplexers fängt mit der Synthese der Ersatzschaltungen der einzelnen Filter an. Diese Modelle werden dann auf der gemeinsamen Ersatzschaltung des Sammelhohlleiters mittels T-Verzweigungen zusammengeschaltet. Die Kopplung zum Sammelhohlleiter ist die Kopplung $W_{0,1}$, die Eingangskopplungen der Kanalfilter sind deshalb mit den Knoten B_i in Abbildung 30 verbunden. Da die Kanalfilter eines Multiplexers nach dem Sammelschienenprinzip sich gegenseitig beeinflussen und da die analytische Synthese eines Multiplexers unbekannt ist, muss die gesamte Ersatzschaltung des Multiplexers optimiert werden.

Für den Entwurf eines Multiplexers werden in Bezug auf den Abstand der Mittenfrequenzen der Kanäle beidseitig oder einseitig abgeschlossene Filter verwendet. Einseitig abgeschlossene Filter liefern exzellente Startwerte für die Optimierung bei Multiplexern mit eng benachbarten Kanälen [Pep 00]. Die resultierenden optimierten Kanäle können fast wie einseitig abgeschlossene betrachtet werden. Die optimierten Filter sind aber im Durchlassbereich nicht angepasst, sondern nur im Multiplexer, wie Abbildung 31 zeigt. Die gemessenen Streuparameter eines von dem Rest des Multiplexers getrennten Filters können also nicht mit der Spezifikation verglichen werden und die Filter sollen gleichzeitig im Multiplexer abgeglichen werden. Das ist aber ein kompliziertes Problem, vor allem bei hochkanaligen Multiplexern mit eng benachbarten Kanälen. Die Filter beeinflussen sich gegenseitig, und

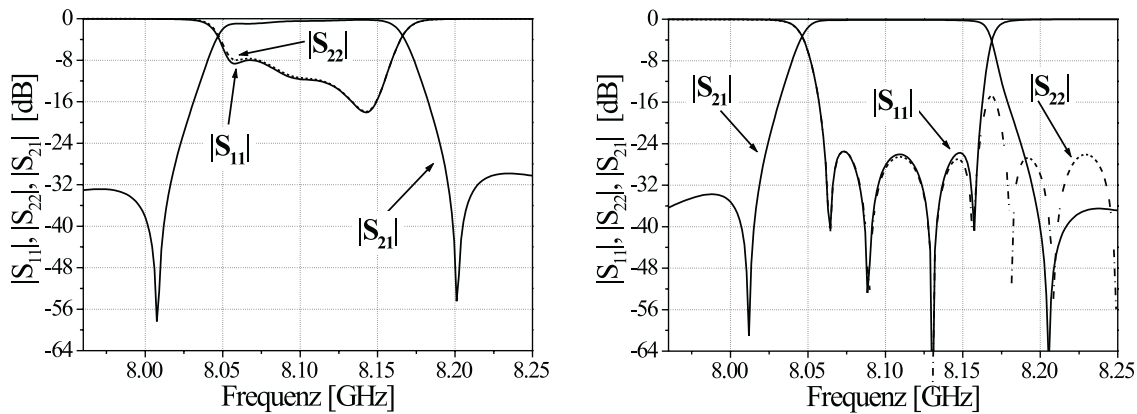


Abbildung 31: *Simuliertes Kanalfilter, Beispiel eines X-Band Diplexers. Links: abgetrenntes Filter. Rechts: Filter im Diplexer. Das Filter wird erst durch die Verbindung mit der Sammelschiene angepasst.*

ein Kanal kann nur dann angepasst werden, wenn alle anderen Kanäle bereits angepasst sind. Aus diesem Grund wird eine geeignete Methode für den rechnergestützten Abgleich von Multiplexern, die dieses Problem löst, in den folgenden Kapiteln beschrieben.

5.2.2 Ersatzschaltung eines Kanalfilters

Abbildung 32 zeigt das Blockschaltbild eines Kanalfilters. Der erste Block von rechts stellt die Eingangsblende des Filters an der Sammelschiene dar. Die Leitung der Länge l_1 mit charakteristischem Leitwert Y_1 modelliert den ersten elektrischen Resonator. Die Ausbreitungskonstante der Leitung ist im Allgemeinen komplex und die Resonatorverluste können berücksichtigt werden. Die Verwendung eines Admittanzinverters im dritten Block, dessen Betrag Y_1 ist, wird im Folgenden klar. Der erste Block von links enthält die Ersatzschaltung des restlichen Filters und damit $N-1$ gekoppelte Resonatoren. Diese Schaltung wird durch die frequenzabhängige Streumatrix $[S_F]$ dargestellt.

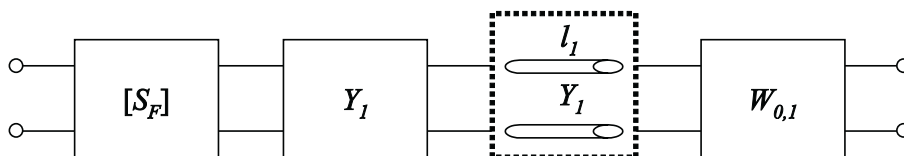


Abbildung 32: *Blockschaltbild eines Kanalfilters.*

Die gewünschte Ersatzschaltung eines Kanalfilters ist in Abbildung 33 gezeichnet. Die Elemente dieser Ersatzschaltung werden aus der normierten Koppelmatrix $[K]$ in Gleichung 38 berechnet. Diese Matrix entspricht der in Kapitel 1, Abbildung 4 gezeigten normierten Schaltung, deren Elemente Admittanzinverter und parallelgeschaltete Kapazitäten und Blindleitwerte sind. Wie schon in Kapitel 3 gezeigt, verursacht dieser Vierpol einen Fehler um 180 Grad in der Phase von $S_{11}(f)$ und $S_{22}(f)$ bei der Modellierung von Hohlleiterfiltern in Single-Mode und Dual-Mode Technologie. Diese Abweichung wird durch zwei Admittanzinverter mit Betrag eins am Eingangs- und Ausgangstor des Modells korrigiert.

Um den Phasenfehler am Sammelhohlleiter zu korrigieren, wird die in Abbildung 34 gezeigte Äquivalenz benutzt. Die Schaltung auf der linken Seite enthält eine Sektion des nor-

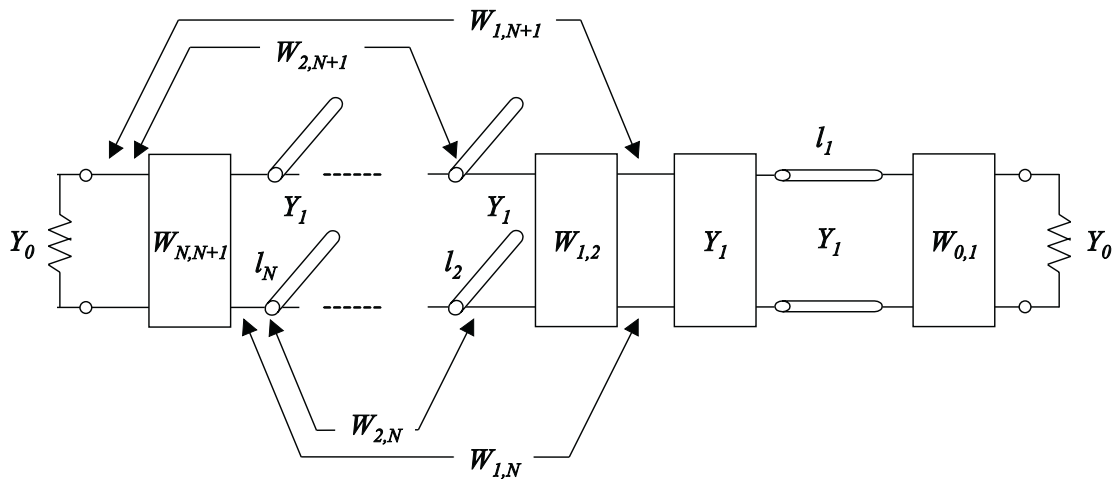


Abbildung 33: Ersatzschaltung eines Kanalfilters aus verteilten und konzentrierten Elementen. Die Resonanzleitungen haben den charakteristischen Leitwert Y_1 . Die Kopplung an der Sammel-schiene wird durch einen Impedanzinverter $W_{0,1}$ dargestellt.

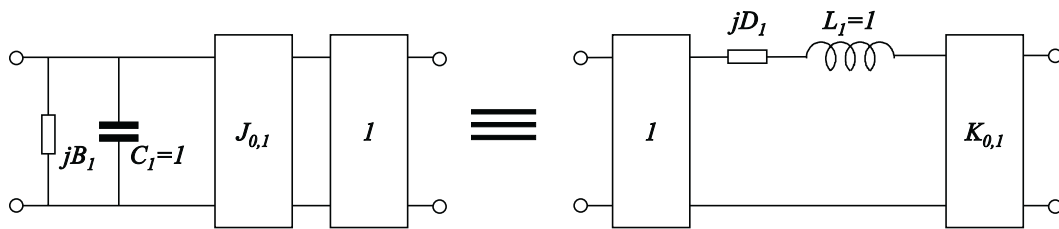


Abbildung 34: Transformation einer Schaltung mit einem Admittanzinverter und einer Parallelkapazität in eine Schaltung mit einem Impedanzinverter und einer Reiheninduktivität.

mierten Zweitor in Abbildung 4 und einen Inverter für die Korrektur der Phase von $S_{22}(f)$. Die Schaltung auf der rechten Seite in Abbildung 34 ist durch einen Impedanzinverter, eine Reiheninduktivität, einen Blindimpedanz jD_1 und durch einen Impedanzinverter $K_{0,1}$ gebildet. Dieser Inverter modelliert also die induktive Eingangskopplung an der Sammel-schiene, die Induktivität stellt den ersten Resonator dar. Die Äquivalenz zwischen beiden Schaltungen wird mittels der Kettenmatrix bewiesen. Die Kettenmatrix des Vierpols auf der linken Seite in Abbildung 34 wird durch die Multiplikation von drei Kettenmatrizen gegeben,

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\omega + jB_1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & j/J_{0,1} \\ jJ_{0,1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & j \\ j & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1/J_{0,1} & 0 \\ -(j\omega + jB_1)/J_{0,1} & -J_{0,1} \end{pmatrix} \quad (150)$$

dasselbe für die Schaltung auf der rechten Seite. Die Kettenmatrizen sind also

$$\begin{pmatrix} -1/J_{0,1} & 0 \\ -(j\omega + jB_1)/J_{0,1} & -J_{0,1} \end{pmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} -1/K_{0,1} & 0 \\ -(j\omega + jD_1)/K_{0,1} & -K_{0,1} \end{pmatrix}.$$

Wählt man also die dimensionslosen Werte $K_{0,1}=J_{0,1}$ und $D_1=B_1$, so wird die Äquivalenz verifiziert. Die Ersatzschaltung aus konzentrierten Elementen in Abbildung 4 wird in Abbildung 35 wieder gezeigt. Dieses Zweitor verursacht nur einen Fehler um 180 Grad in der Phase von $S_{11}(f)$, der durch einen Admittanzinverter mit Betrag eins vor $J_{N,N+1}$ korrigiert werden

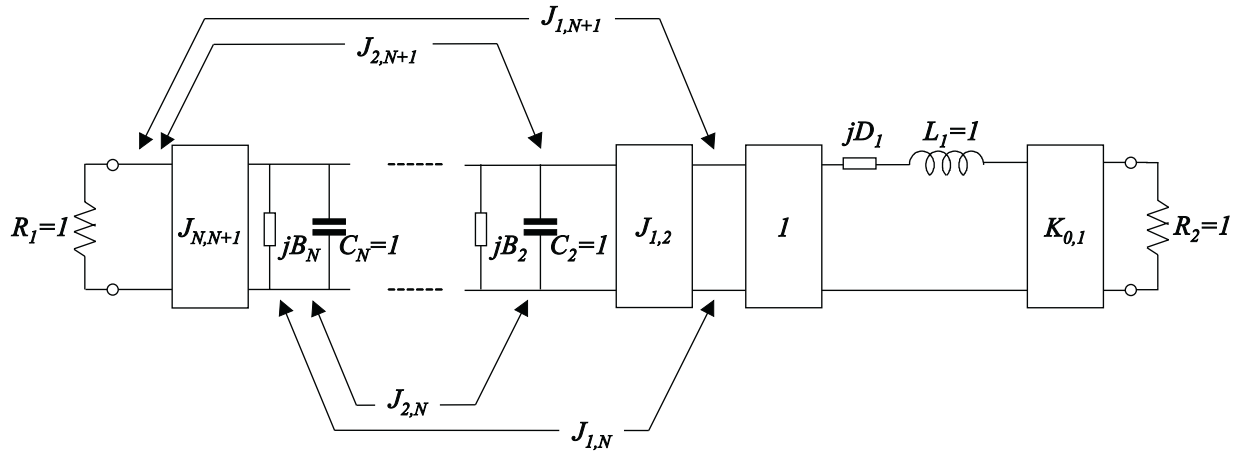


Abbildung 35: Tiefpassprototyp aus konzentrierten Elementen für ein Kanalfilter.

kann. Eine Tiefpass zu Bandpass-Transformation und die Umwandlung der konzentrierten Resonanzkreise in Resonanzleitungen sind jetzt erforderlich. Einzelheiten wurden schon in Kapitel 3 gegeben. Nach der Transformation bekommt man also die gemischte Schaltung in Abbildung 33 mit $N-1$ Parallelresonanzleitungen und einer Reihenresonanzleitung der Länge l_1 . Diese entnommene Schaltung enthält Admittanzinverter und einen Impedanzinverter $W_{0,1}$, der die Kopplung an der Sammelschiene modelliert.

Die Streuparameter eines Kanalfilters werden durch eine Kaskade von vier Streumatrizen berechnet. Die Streuparameter der Kopplung an der Sammelschiene sind

$$S_{11} = S_{22} = \frac{jW_{0,1} - jZ_0Z_1W_{0,1}}{jW_{0,1} + jZ_0Z_1/W_{0,1}} \quad (151)$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{2\sqrt{Z_0Z_1}}{jW_{0,1} + jZ_0Z_1/W_{0,1}}. \quad (152)$$

Die Streuparameter einer angepassten Leitung sind

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = 0 \\ S_{21} &= S_{21} = e^{-j\beta l_1} \end{aligned} \quad (153)$$

und die des Einheitsimpedanzinverter sind

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = 0 \\ S_{21} &= S_{21} = e^{-j\pi/2}. \end{aligned} \quad (154)$$

Die Streumatrix $[S_F]$ des Restes des Kanalfilters werden schließlich durch die Admittanzmatrix berechnet, wie schon in Kapitel 3.2.3 gezeigt.

Die Streuparameter einer Kaskade von zwei reziproken Vierpolen, deren Streumatrizen $[S]^A$ und $[S]^B$ sind, werden durch die folgenden Formeln berechnet [Bud 98]:

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^A + S_{21}^A S_{11}^B F S_{12}^A \\ S_{12} &= S_{21} = S_{21}^B F S_{21}^A \\ S_{22} &= S_{11}^B + S_{21}^B F S_{22}^A S_{12}^B. \end{aligned} \quad (155)$$

Dabei ist $F = (1 - S_{22}^A S_{11}^B)^{-1}$. Die Streuparameter des Filters werden also durch drei aufeinanderfolgende Anwendungen von Gleichung 155 berechnet.

5.2.3 Entwurf eines Multiplexers

Der Entwurf eines Multiplexers besteht zuerst in der Synthese von einseitig oder beidseitig abgeschlossenen Tiefpass-Prototypen. Dann werden die entnormierten Prototypen mit der Ersatzschaltung des Sammelhohlleiters verbunden, wie Abbildung 36 zeigt.

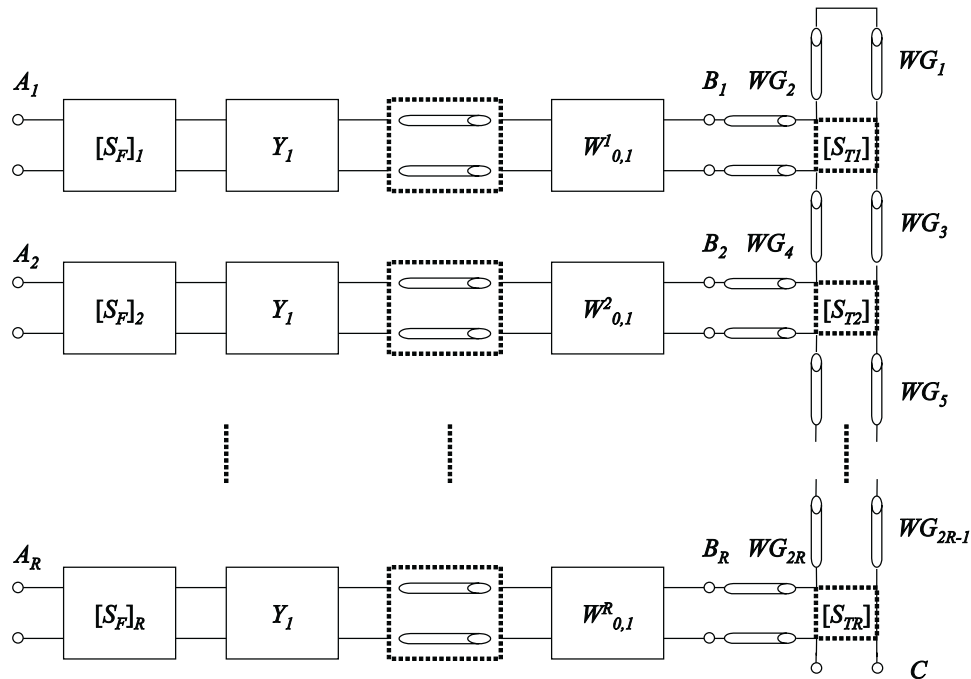


Abbildung 36: Netzwerkmodell eines Multiplexers.

Die Sammelschiene ist ein Rechteckhohlleiter mit vorgegebenen Querschnittsabmessungen. Die Längenabschnitte der Sammelschiene werden durch Leitungen der Länge WG_i dargestellt und die Verzweigungen durch äquivalente 3-Tor Streumatrizen $[S_{T_i}]$. Diese sind normalerweise E-Ebenen T-Verzweigungen. Ihre Streuparameter können über einen vorgegebenen Frequenzbereich nach der Mode-Matching-Methode berechnet und als Matrix im Netzwerk eingetragen werden. Die Startwerte für die Abmessungen der Sammelschiene werden durch die Formeln in [Mor 97] berechnet. Die Parameter des Multiplexers, d. h. Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen sowie die Abstände der Sammelhohlleiter, werden schließlich optimiert. Die Einzelheiten wurden in [Goe 03] genannt. Nachdem der Multiplexer einschließlich Sammelhohlleiter als optimiertes Ersatzschaltbild vorliegt, werden die einzelnen Kanäle in ein Feldsimulationsmodell umgewandelt. Dieses genauere Modell wird danach optimiert, die Ergebnisse der Optimierung sind die endgültigen Abmessungen des Multiplexers. Der Multiplexer wird schließlich hergestellt und montiert. Das Problem der Toleranzen, der Montage und der Empfindlichkeiten der Filter ist auch bei Multiplexern sehr wichtig und die resultierenden Kanäle müssen abgeglichen werden.

Die Filterschaltungen aus konzentrierten und verteilten Elementen, mit denen der Multiplexer seine Spezifikation erfüllt, stellen dann das Ziel des rechnergestützten Abgleichs dar. Sind die Parameterwerte der entnormierten Ersatzschaltung in Abbildung 36 gegeben, können die entnormierten Koppelmatrizen $[W]^{(ID)}$ der Kanalfilter berechnet werden. Der systematische rechnergestützte Abgleich in Kapitel 3 wird also immer zuerst angewendet. Anschließend wird ein zusätzlicher Feinabgleich durch Optimierung durchgeführt und dies wird im folgenden Kapitel beschrieben.

5.3 Anpassungsnetzwerk eines Kanalfilters

Das Problem des gleichzeitigen Abgleichs von allen Kanalfiltern eines Multiplexers wird durch den Begriff des Anpassungsnetzwerks vereinfacht. Dies ist eine (2×2) dimensionale komplexe Matrix $[S_R]^{(i)}$, die die simulierten Streuparameter des Multiplexers enthält, wenn das abzugleichende Filter entfernt wird. Muss das i -te Kanalfilter abgeglichen werden, werden alle idealen Filter und die Sammelschiene mit einer angepassten Last Z_0 abgeschlossen. Die Streuparameter des Anpassungsnetzwerks werden zwischen den Knoten B_i und C in Abbildung 37 berechnet. Die Streumatrix $[S_F]^{(i)}$ des i -ten Filters wird gemessen, die des Anpassungsnetzwerks $[S_R]^{(i)}$ wird simuliert und in die Messung eingebettet (siehe Abbildung 38). Die komplexe und frequenzabhängige Matrix $[S_R]^{(i)}$ passt das abzugleichende Filter an und unterbricht die gegenseitige Interaktion zwischen den abzugleichenden Kanälen.

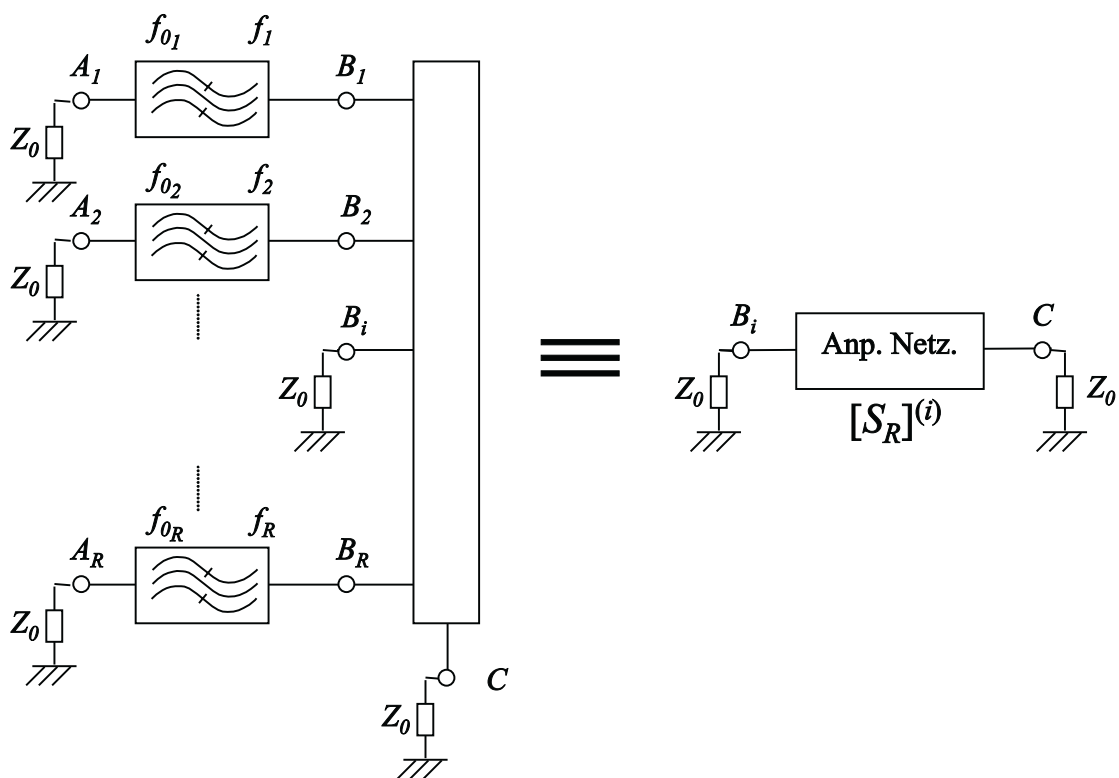


Abbildung 37: Anpassungsnetzwerk des i -ten Kanalfilters. Die Streuparameter des Anpassungsnetzwerks werden zwischen den Knoten B_i und C berechnet.

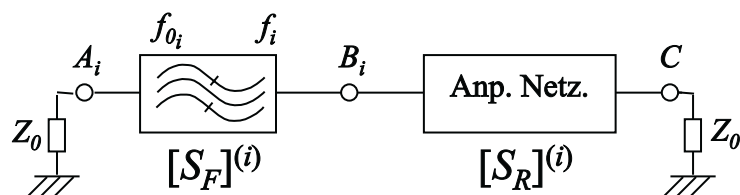


Abbildung 38: Kaskade eines Filters und seines Anpassungsnetzwerks.

Die Streuparameter der Kaskade zweier Tore werden durch die Formeln in Gleichung 155 berechnet. Man misst also die Streumatrix $[S_F]^{(i)}$ eines einzelnen Filters und durch Einbettung

von $[S_R]^{(i)}$ simuliert man das Verhalten des Filters im Multiplexer. Wurde das gemessene Filter richtig abgeglichen, ist das Filterverhalten angepasst, wie in Abbildung 30 gezeigt. Sind alle Filter des Multiplexers abgestimmt, werden sie mit der Sammelschiene verbunden.

Der Algorithmus für den Feinabgleich wird in dem folgenden Kapitel vorgestellt. Dazu sind einige Vorbetrachtungen notwendig. Die Referenzebene der Kalibrierung liegt an den Knoten A_i und B_i in Abbildung 38. Die Wirkung eines eventuellen Adapterhohlleiters am zweiten Tor des Filters muss deshalb aufgehoben werden, die eines Adapters am ersten Tor wird berücksichtigt. Die Phase des Reflexionsfaktors am ersten Tor wird um 180 Grad korrigiert. Die von der Wirkung der Luft verursachte Variation der Mittenfrequenz des Filters muss auch berücksichtigt werden, die Ersatzschaltung des Multiplexers wurde nämlich nur für den Vakuum berechnet.

5.4 Algorithmus zur Optimierung der Koppelmatrix

Abbildung 39 zeigt das Ablaufdiagramm des Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich von Filtern eines Multiplexers. Es wird angenommen, dass die Kanalfilter schon mittels des in Kapitel 4 beschriebenen neuen Verfahrens vorabgeglichen wurden. Der in diesem Kapitel vorgeschlagene Algorithmus führt also nur den letzten Feinabgleich durch, wobei noch kleine Parameterabweichungen identifiziert und korrigiert werden können. Der Algorithmus wird im Folgendem Schritt für Schritt erklärt.

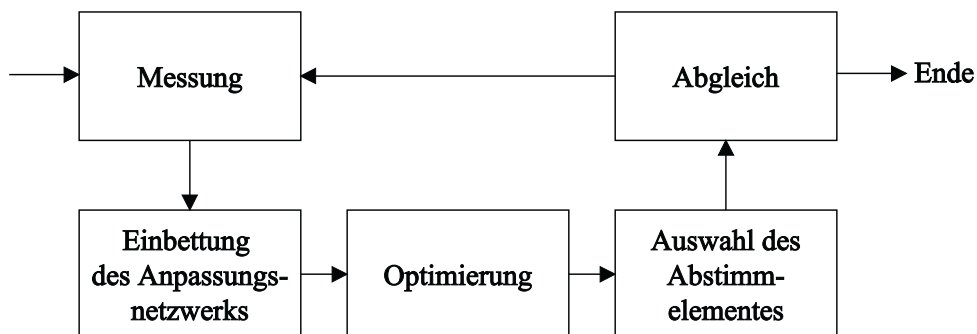


Abbildung 39: Ablaufdiagramm für den rechnergestützten Abgleich durch Optimierung der entnormierten Koppelmatrix mittels gemessener Stützstellen.

Messung: Die komplexen Streuparameter $S_{11}(f)$, $S_{22}(f)$ und $S_{21}(f)$ eines Kanalfilters werden gemessen.

Einbettung des Anpassungsnetzwerks: Die simulierten Streuparameter des Anpassungsnetzwerks werden mit den gemessenen Streuparametern des Kanalfilters verknüpft. Die resultierenden Streuparameter $S_{ij}^{MESS}(f)$ simulieren das Verhalten des Filters im Multiplexer.

Optimierung: Resonatorlängen l_i , Resonatorverluste Q_i und entnormierte Kopplungskoeffizienten $W_{i,j}$ werden optimiert. Die zu minimierende Fehlerfunktion ist in Gleichung 74 definiert worden, wobei $S_{ij}^{MOD}(f)$ die modellierten Streuparameter des Filters und seines Anpassungsnetzwerks sind. Die Streuparameter des Filters werden mittels einer aktuellen Koppelmatrix $[W]^a$ berechnet, die eine vorgegebene Topologie hat. $S_{ij}^{MESS}(f)$ sind die Streuparameter des gemessenen Filters und seines Anpassungsnetzwerks. Die Optimierung nutzt den Begriff des Gradienten der Fehlerfunktion. Dieser Gradient $g(\phi)$ wird mittels des Diffe-

renzenquotienten numerisch berechnet

$$g(\phi_i) = \frac{F(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_i + \delta\phi_i, \dots, \phi_P) - F(\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_i, \dots, \phi_P)}{\delta\phi_i}. \quad (156)$$

Die Variable $\delta\phi_i$ ist eine kleine Abweichung des i -ten Parameters. Um genaue Schätzungen des Gradienten zu erreichen muss diese Abweichung klein sein und die Wurzel der numerischen Genauigkeit des Rechners annähern.

Auswahl des Abstimmeelementes: Das Auswahlkriterium des Korrektorelements beim Abgleich ist dasselbe wie in Kapitel 3.3.4. Es wird das Element ausgewählt, dessen Abgleich die größte Variation der Fehlerfunktion verursacht.

Abgleich: Abgleich ist die Minimierung der Abweichung zwischen idealen und aktuellen normierten Kopplungskoeffizienten und Resonanzfrequenzen mittels Abstimmerschrauben. Sind alle Abweichungen klein oder nicht mehr besser einstellbar oder erfüllt das Filter die Spezifikation, wird der Abgleich beendet. Der Fall von Filtern mit parasitären Effekten wird mittels der Empfindlichkeitsanalyse behandelt.

5.5 Vorteile und Grenzen des Verfahrens

Der größte Vorteil des beschriebenen Algorithmus ist die Möglichkeit, ein Kanalfilter durch sein Anpassungsnetzwerk abzuschließen. Dieses Anpassungsnetzwerk simuliert einen idealen Multiplexer, aus dem das abzugleichende Filter entfernt wurde. Durch mathematische Umformung ist die Berechnung der Streuparameter des abzugleichenden Filters und seines Anpassungsnetzwerks möglich. Alle einzelnen Kanalfilter werden also mittels der modifizierten Streuparameter gemessen und abgeglichen.

Im Übrigen sind alle weiteren Vorteile und Grenzen des Algorithmus zu denen aus Kapitel 4 für den Abgleich von beidseitig abgeschlossenen Filtern ähnlich und werden hier nicht wiederholt. Die Methode führt den Feinabgleich durch und liefert nur dann eindeutige Lösungen, wenn die gemessenen Streuparameter das ideale Filterverhalten bereits annähern. Notwendige Voraussetzung für die Konvergenz ist deshalb die Anwendung der neuartigen Methode der Sub-Filter aus Kapitel 3, solange das Filter noch stark verstimmt ist.

5.6 Beispiel zum Filterabgleich

Als Beispiel wird in diesem Kapitel ein X-Band Diplexer vorgestellt. Beide vierkreisigen Dual-Mode Kanalfilter haben eine Bandbreite von 100 MHz. Das erste Filter hat eine Mittenfrequenz von 8.109 GHz, eine relative Bandbreite von 1.23 % und wird *Kanal CH1* genannt. Das zweite Kanalfilter wird *Kanal CH2* genannt, seine Mittenfrequenz ist 8.226 GHz und seine relative Bandbreite ist 1.22 %. Der Frequenzabstand zwischen den zwei Kanälen ist 21 MHz und die Kanäle können deshalb als eng benachbart betrachtet werden. Beide Filter haben eine Querkopplung $W_{1,4}$ zur Realisierung von zwei Dämpfungspolen, um die Selektivität der Filter zu verbessern. Die Koppelblenden $W_{1,4}$ und $W_{2,3}$ sind nicht einstellbar. Die Sammelschiene ist ein rechteckiger Hohlleiter mit E-ebenen T-Verzweigungen, die Sammelhohlleiterlängen können nicht eingestellt werden. Die Parameteridentifizierung wurde mittels eines Rechners mit einem Prozessor Pentium III, einer Taktrate von 800 MHz und 256 MB Speicher durchgeführt. Die Kanalfilter wurden zuerst mittels des systematischen neuen Verfahrens aus Kapitel 3 als Einzelfilter abgeglichen. Die Ergebnisse sind in

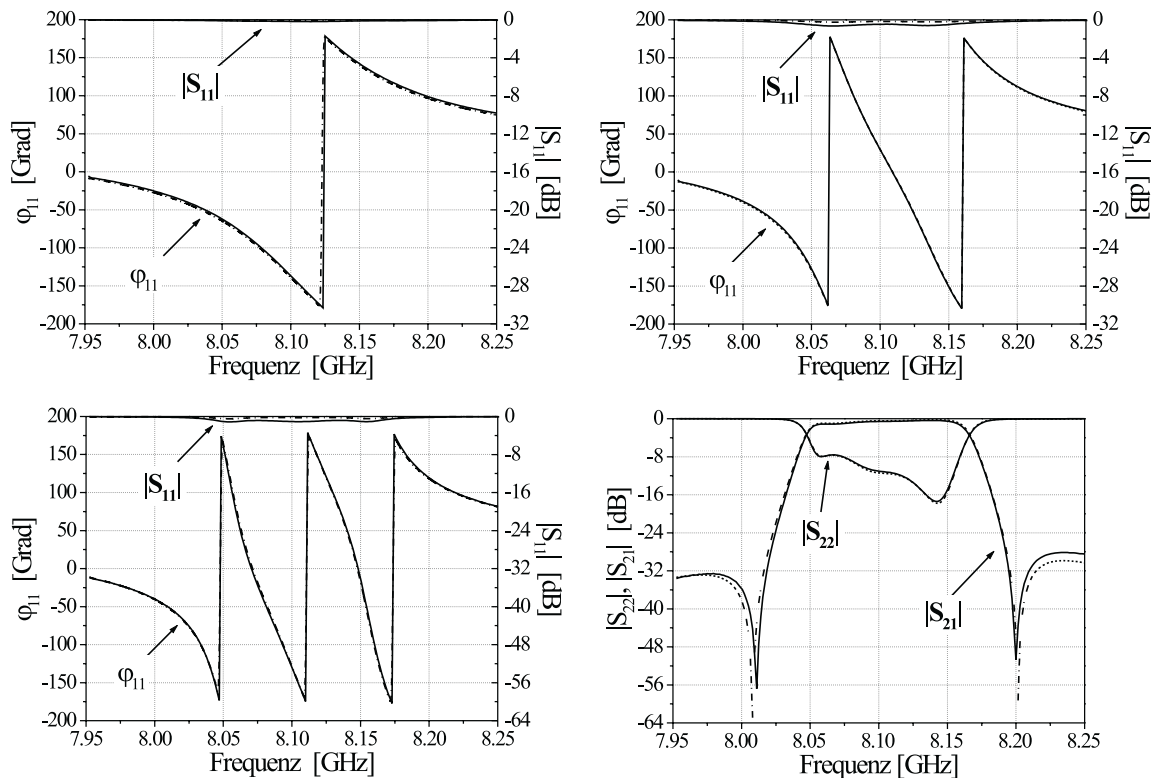


Abbildung 40: Rechnergestützter Abgleich des Kanals CH1 durch die Methode der Sub-Filter, Messung (durchgezogen) und Modell (gestrichelt). Oben links: Abgleich der vierten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 1). Oben rechts: Abgleich der dritten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 2). Unten links: Abgleich der zweiten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 3). Unten rechts: Abgleich der ersten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 4).

Abbildung 40 und 41 gezeichnet. Der rechnergestützte Abgleich jeden Filters dauerte 15 Minuten.

Danach wurden beide Filter mit dem simulierten Anpassungsnetzwerk verbunden. Abbildung 42 zeigt also den Filterzustand nach dem Gebrauch der neuen Methode in Kapitel 3. Beide Kanalfilter sind in der Nähe des optimalen Verhaltens. Die Optimierung der Koppelmatrix kann also eindeutige Ergebnisse liefern, und der in diesem Kapitel beschriebene rechnergestützte Abgleich kann angewendet werden.

Die Kanalfilter werden schließlich mittels der Optimierung der Koppelmatrix abgeglichen. Dieser letzter Feinabgleich dauerte insgesamt 30 Minuten, die Dauer jeder Parameteridentifizierung lag zwischen 8.363 und 12.037 Sekunden. Tabellen 10 und 11 zeigen die identifizierten Parameter der Filter nach dem Feinabgleich. Das Verhalten der Filter nach dem rechnergestützten Abgleich ist in Abbildung 43 dargestellt. Die Querkopplung beider Kanalfilter ist zu groß. Die entsprechenden Koppelblenden können aber nicht eingestellt werden. Das Verhalten der Filter nach dem Feinabgleich erfüllt vorgegebene Spezifikationen, und die Blenden müssen nicht getauscht werden.

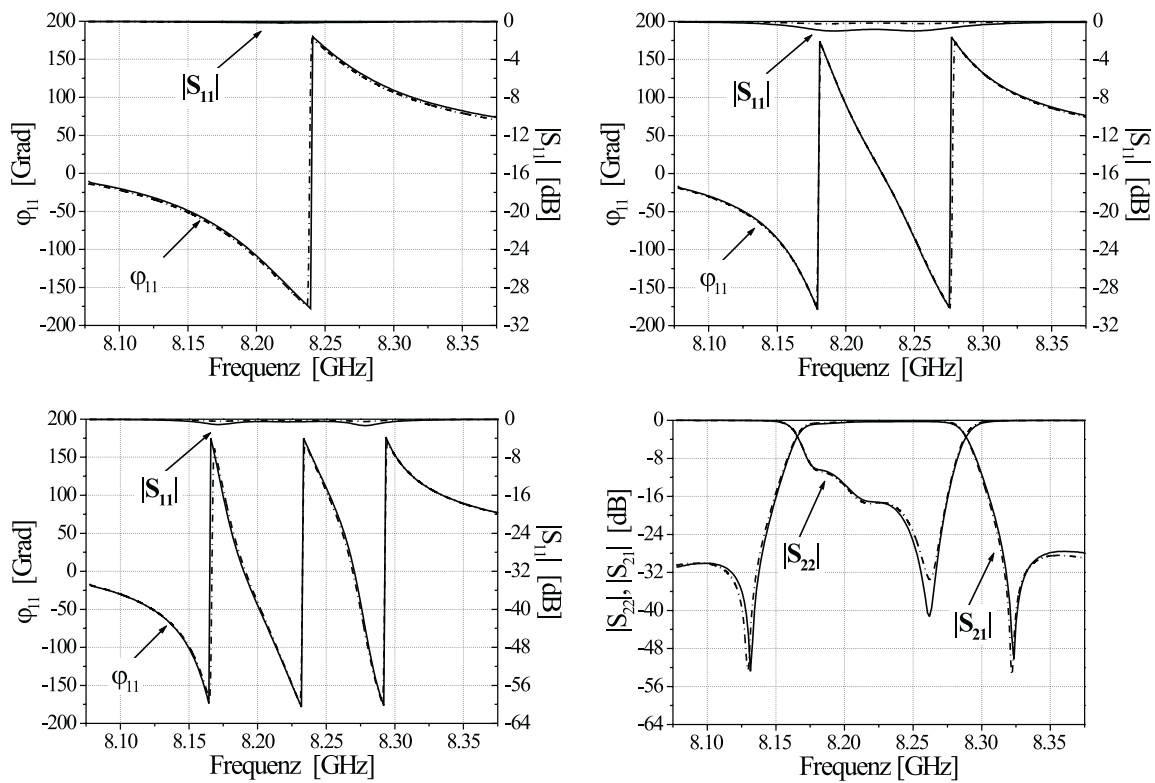


Abbildung 41: Rechnergestützter Abgleich des Kanals CH2 durch die Methode der Sub-Filter, Messung (durchgezogen) und Modell (gestrichelt). Oben links: Abgleich der vierten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 1). Oben rechts: Abgleich der dritten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 2). Unten links: Abgleich der zweiten Resonanzfrequenz mittels S_{11} (Sub-Filter 3). Unten rechts: Abgleich der ersten Resonanzfrequenz mittels S_{22} (Sub-Filter 4).

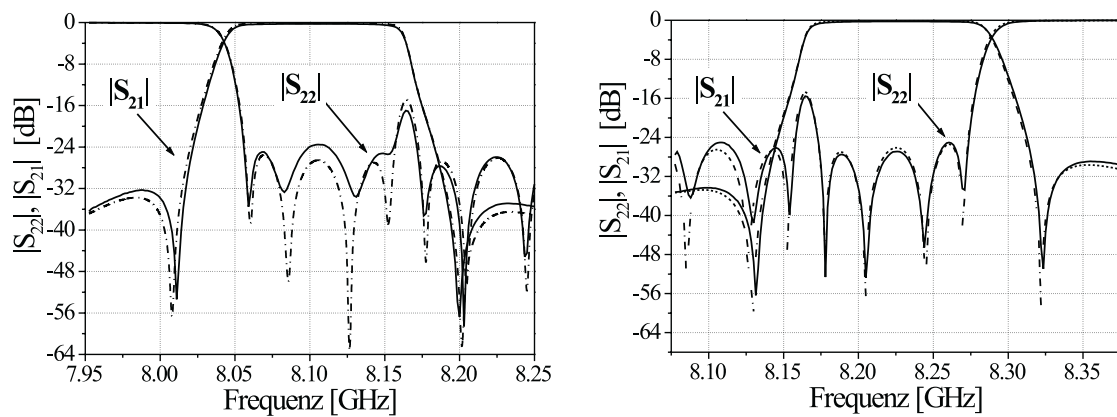


Abbildung 42: Streuparameter der gemessenen Kanalfilter mit Anpassungsnetzwerk des Diplexers nach der Anwendung der Methode der Sub-Filter, Messung (durchgezogen) und Modell (gestrichelt). Links: Kanal CH1. Rechts: Kanal CH2.

Kanal CH1							
Hauptkopplungen				Querkopplungen			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
$J_{0,1}$	0.88641	0.88973	0.37	$J_{1,4}$	-0.17429	-0.18937	8.65
$J_{1,2}$	0.73742	0.73601	-0.19	Adapterlängen [mm]			
$J_{2,3}$	0.77594	0.77955	-0.29		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{3,4}$	0.96120	0.95909	0.46	l_L	10.023	9.978	0.0045
$J_{4,5}$	1.13037	1.13168	0.12	l_R	–	–	–
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	8128.26	8128.53	0.27	Q_1	12000	7396	-38.36
f_{res_2}	8105.74	8105.93	0.19	Q_2	12000	7001	-41.65
f_{res_3}	8107.73	8107.50	-0.23	Q_3	12000	8117	-32.35
f_{res_4}	8108.20	8107.91	-0.29	Q_4	12000	8226	-31.45

Tabelle 10: *Feinabgleich durch Anpassungsnetzwerk und Optimierung der entnormierten Koppelmatrix. Kanalfilter CH1. Vergleich zwischen idealen (Modell) und optimierten (berechnet) Parametern.*

Kanal CH2							
Hauptkopplungen				Querkopplungen			
	Modell	Berechnet	Abw. [%]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
$J_{0,1}$	0.97257	0.97159	-0.10	$J_{1,4}$	-0.20070	-0.20742	3.35
$J_{1,2}$	0.79547	0.79520	-0.03	Adapterlängen [mm]			
$J_{2,3}$	0.79894	0.80694	1.00		Modell	Berechnet	Abw. [mm]
$J_{3,4}$	0.97093	0.97278	0.19	l_L	10.815	10.371	-0.444
$J_{4,5}$	1.13602	1.13748	0.13	l_R	–	–	–
Resonanzfrequenzen [MHz]				Güte			
	Modell	Berechnet	Abw. [MHz]		Modell	Berechnet	Abw. [%]
f_{res_1}	8242.51	8242.54	0.04	Q_1	12000	7624	-34.46
f_{res_2}	8229.53	8229.26	-0.27	Q_2	12000	7255	-39.54
f_{res_3}	8226.06	8225.85	-0.21	Q_3	12000	8909	-25.75
f_{res_4}	8225.78	8225.56	-0.22	Q_4	12000	8770	-26.91

Tabelle 11: *Feinabgleich durch Anpassungsnetzwerk und Optimierung der entnormierten Koppelmatrix. Kanalfilter CH2. Vergleich zwischen idealen (Modell) und optimierten (berechnet) Parametern.*

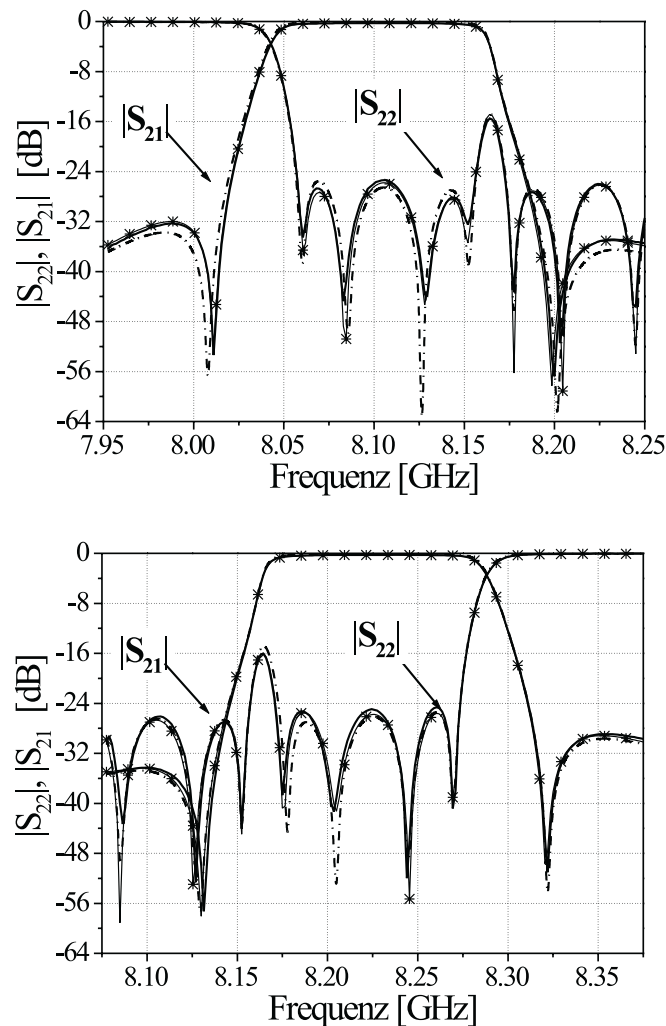


Abbildung 43: Rechnergestützter Feinabgleich mittels des Anpassungsnetzwerks der zwei Kanalfilter eines Duplexers. Die Kurven zeigen gemessene (durchgezogen), modellierte (gestrichelt) und durch die identifizierten Parameter simulierte (durchgezogen mit Sternen) Streuparameter. Oben: Kanal CH1. Unten: Kanal CH2.

Das gemessene Verhalten des Duplexers ist schließlich in Abbildung 44 dargestellt, wobei der Reflexionsfaktor an dem Knoten C der Sammelschiene und die Dämpfungsfunktionen jedes Kanalfilters gezeigt sind. Die in diesem Kapitel gezeigten Ergebnisse bestätigen einerseits die Genauigkeit der in Kapitel 3 gegebenen systematischen Methode bei Kanalfiltern als auch den Erfolg des rechnergestützten Abgleichs durch Anpassungsnetzwerk und Optimierung der Koppelmatrix. Der Abgleich von Filtern und Multiplexern wird also beträchtlich vereinfacht und die Abgleichkosten werden minimiert.

5.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde eine Lösung für das Problem des rechnergestützten Abgleichs von Kanalfiltern eines Multiplexers vorgestellt und ein Algorithmus durch Optimierung der Koppelmatrix präsentiert. Vorher wurde die Ersatzschaltung eines Multiplexers mit Sammelschiene beschrieben. Diese Schaltung nutzt verteilte und konzentrierte Elemente. Einige

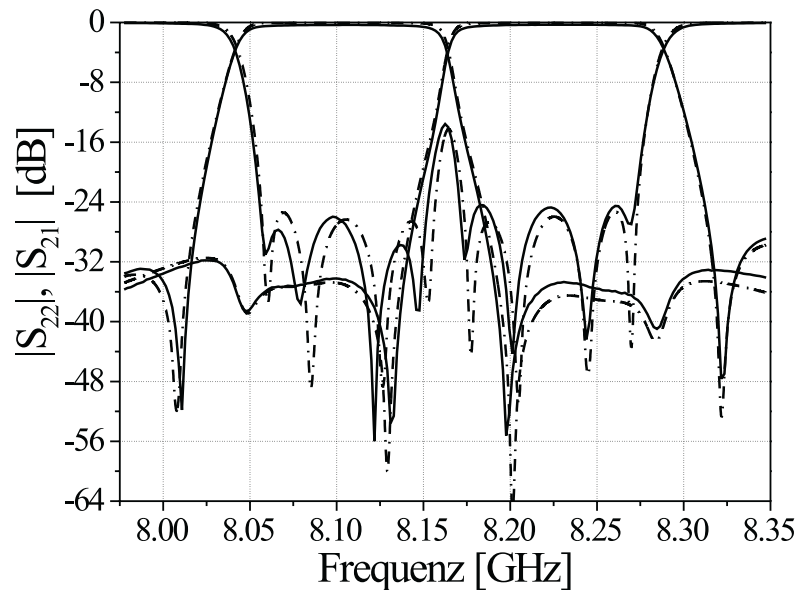


Abbildung 44: Gemessene (durchgezogen) und simulierte (gestrichelt) Streuparameter des Diplelexers nach dem rechnergestützten Abgleich von beiden Kanalfiltern.

Elemente im Sammelhohlleiter werden auch von Streumatrizen dargestellt, die die Streuparameter eines Bauelements als Funktionen der Frequenz enthalten. Diese Streumatrizen werden mittels Feldsimulation erzeugt und erlauben die Implementierung in die Ersatzschaltung eines Multiplexers von frequenzabhängigen T-Verzweigungen. Die Grundlagen der Synthese von Multiplexern wurden beschrieben, mit dem Ziel zu erklären, wie die Parameter der Kanalfilter, d. h. Resonanzfrequenzen und Kopplungskoeffizienten berechnet werden können. Die entsprechenden Koppelmatrizen stellen das Ziel des rechnergestützten Abgleichs dar. Einzelne Kanalfilter werden also immer zuerst mittels der Methode der Sub-Filter aus Kapitel 3 abgeglichen.

Da die Streuparameter eines einzelnen Kanalfilters nicht direkt mit der Spezifikation verglichen werden können, und da der gleichzeitige Abgleich von allen Kanälen in der Sammelschiene zu kompliziert ist, wurde der Begriff des Anpassungsnetzwerks eingeführt. Das Anpassungsnetzwerk bietet die Möglichkeit, das Verhalten des gemessenen Filters im Multiplexer zu simulieren und einen zusätzlichen Feinabgleich durch die Optimierung der Koppelmatrix durchzuführen. Wie für den Fall von beidseitig abgeschlossenen Filtern ist also die Abgleichmethode durch Anpassungsnetzwerk eine zusätzliche Möglichkeit, den Frequenzgang des Filters weiter zu verbessern. Beispiele zum Filterabgleich bestätigen die Genauigkeit der Methode und damit erhebliche Verringerungen der Abgleichzeiten.

Die bis zu diesem Kapitel vorgeschlagenen Abgleichmethoden gründen sich auf den Begriff der Koppelmatrix. Wie gezeigt, enthält diese Matrix keine parasitären Effekte und sonstige Ungenauigkeiten des hergestellten Filters. Die Wirkung dieser Effekte ist normalerweise unerheblich, unerwartete Kopplungen sind nämlich sehr klein und der rechnergestützte Abgleich durch Optimierung der Koppelmatrix konvergiert. Zur Vollständigkeit der Behandlung des Abgleichproblems wird das Problem der parasitären Effekte im folgenden Kapitel betrachtet und eine Lösung basierend auf Empfindlichkeitsanalyse beschrieben.

6 Zusätzlicher Feinabgleich durch Empfindlichkeitsanalyse

6.1 Einleitung

In diesem Kapitel wird ein Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse untersucht. Die Grundlagen der Theorie der Empfindlichkeitsanalyse wurden schon in Kapitel 2 eingeführt und zeigen, dass diese Methode die Möglichkeit bietet, alle parasitären Effekte des Filters und Ungenauigkeiten der Messung zu berücksichtigen. Aus diesem Grund ist diese Methode für den Abgleich von Filtern geeignet, deren Ersatzschaltung ungenau oder gar nicht verfügbar ist.

Das in diesem Kapitel beschriebene Verfahren ergänzt also die Strategie für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren. Zuerst werden die auf der Koppelmatrix basierenden Algorithmen angewendet. Nur dann, wenn im Filter starke parasitäre Effekte auftreten und die Konvergenz des Abgleichs in Schwierigkeiten gerät, werden die gemessenen Empfindlichkeiten benutzt. Die Messung der Empfindlichkeiten ist sehr zeitintensiv, und diese Methode wird als die letzte Möglichkeit betrachtet, den rechnergestützten Feinabgleich durchzuführen.

Kapitel 6.2 beschreibt die Einzelheiten des Algorithmus, und ein praktisches Beispiel zum Filterabgleich bestätigt schließlich die Gültigkeit der Methode.

6.2 Algorithmus zum rechnergestützten Abgleich

Das Problem des rechnergestützten Abgleichs durch Empfindlichkeitsanalyse wurde schon in Kapitel 2.7.3 eingeführt. Im Besonderen wird in diesem Kapitel der Algorithmus von Müller [Mue 79] weiter untersucht. Das Ablaufdiagramm des rechnergestützten Abgleichs mittels Empfindlichkeitsanalyse ist in Abbildung 45 gezeigt, die Einzelheiten werden in den folgenden Kapiteln beschrieben. Die Grundidee ist die Empfindlichkeiten des Filters erst zu messen, die notwendigen Korrekturen zu berechnen, und schließlich die fehlerbehafteten Abstimmeelemente nacheinander einzustellen. Der Prozess wiederholt sich bis gemessene und modellierte Streuparameter hinreichend genau übereinstimmen oder bis das Filter seine Spezifikation erfüllt.

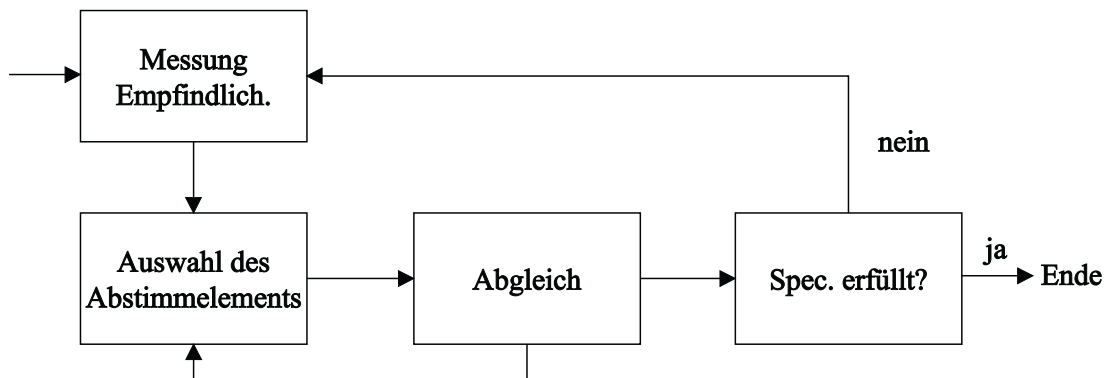


Abbildung 45: Ablaufdiagramm des Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse.

6.2.1 Messung der Empfindlichkeitsmatrix

Zur Bestimmung der Empfindlichkeitsmatrix $[E]$ müssen alle Abstimmerschrauben nacheinander aus ihrer Sollstellung um einen bestimmten Verstellwinkel ausgelenkt und die jeweilige gemessene charakteristische Funktion gespeichert werden. Um die Empfindlichkeitsmatrix zu bestimmen muss man die geeignetste charakteristische Funktion F auswählen. Die Berechnung des Korrekturvektors $\Delta\vec{\phi}_t$ hängt nämlich von dieser Funktion ab und ist nur dann genau, wenn ein hinreichender linearer Zusammenhang zwischen den Elementänderungen und den entsprechenden Änderungen der betrachteten Eigenschaftsfunktionen besteht. Die Funktionen Betriebsdämpfung a_{21} und Reflexionsdämpfung a_{11} in Gleichung 5 und 6 sind für die Empfindlichkeitsanalyse als Zielfunktionen nicht geeignet, da ihre Koeffizienten von der Kombination verschiedener Abgleichelemente gleichzeitig abhängen. Die Zielfunktion muss die Forderung nach Linearität erfüllen und gleichzeitig das Filter vollständig charakterisieren.

Günstige Linearitätseigenschaften ergeben sich bei dem Real- und Imaginärteil bestimmter Übertragungsgrößen [Mue 79], in diesem Fall werden die komplexwertigen Streuparameter $S_{11}(f)$ und $S_{22}(f)$ berücksichtigt. Für diese Größen gilt das Bilineare Theorem [Geh 71], d. h. die Abhängigkeit einer komplexen Größe $F(f)$ von einem beliebigen Element ϕ_i einer RLC Schaltung kann in der Form

$$F(f, \phi_i) = \frac{a_1(f)\phi_i + a_0(f)}{b_1(f)\phi_i + b_0(f)} \quad (157)$$

dargestellt werden. Die Funktion F ist also durch das Verhältnis von komplexen linearen Polynomen der Variable ϕ_i gegeben. Für die in Abbildung 10 gezeigte Ersatzschaltung, gilt die bilineare Abhängigkeit für die Eingangsadmittanzen δ_i in Gleichung 94. Die Abhängigkeit von $S_{11}(f)$ oder $S_{22}(f)$ mit den Admittanzinvertern $W_{i,j}$ ist biquadratisch, und kann in der Form

$$F(f, \phi_i) = \frac{a_2(f)\phi_i^2 + a_1(f)\phi_i + a_0(f)}{b_2(f)\phi_i^2 + b_1(f)\phi_i + b_0(f)} \quad (158)$$

dargestellt werden, wobei $a_i(f)$ und $b_i(f)$, für $i=0, 1, 2$, beliebige Funktionen der Frequenz sind. Eine wichtige Eigenschaft der linear gebrochenen oder bilinearen Form in Gleichung 157 ist, dass sie Kreise in Kreise überführt. Mit anderen Worten, ein Kreis in der ϕ_i -Ebene entspricht einem Kreis in der F -Ebene. Gerade Linien sind hierbei eingeschlossen, da sie Kreise mit unendlichem Radius sind. Natürlich ist aber nicht gesagt, dass gerade Linien notwendigerweise in gerade Linien überführt werden. Bei einer bestimmten Frequenz f erhält man also bei Änderungen des Elements ϕ_i als Ortskurve für $F(f, \phi_i)$ einen Kreisbogen in der komplexen Ebene. Das ist also die geforderte approximierete Bedingung für die Linearität und wird für die Bestimmung der charakteristischen Funktion angewendet. Voraussetzung für die Linearität und für die Anwendung der Methode sind also kleine Abweichungen $\Delta\phi_i$. Als besonders vorteilhafte Zielfunktion erweist sich der komplexe Eingangsreflexionsfaktor des Filters bei ausgangsseitigem Nennabschluss. Das Filter wird in seiner normalen Betriebsanordnung gemessen. Die Empfindlichkeitsmatrix wird durch den komplexen Reflexionsfaktor definiert, der Fehlervektor \vec{e} durch den Unterschied zwischen gemessenen und modellierten komplexen $S_{11}(f)$ oder $S_{22}(f)$. Die notwendigen Abweichungen zum Filterabgleich $\Delta\vec{\phi}_t$ werden durch die im folgenden Kapitel beschriebene Methode berechnet, die entsprechenden Abstimmelemente werden schließlich eingestellt.

Wie schon im Kapitel 2.7.3 erklärt, können die Soll-Reflexionsfaktoren an beiden Toren simuliert oder gemessen werden. Simulierte Streuparameter könnten aber nicht alle parasitären Effekte und Ungenauigkeiten der Messung enthalten, die Konvergenz des Abgleichs könnte deshalb in Schwierigkeiten geraten. Die zweite Weise, die Soll-Reflexionsfaktoren zu bestimmen ist messtechnisch, anhand eines abgeglichenen Filters. Ein Filter wird also ohne die Unterstützung des Rechners abgeglichen, und die gemessenen $S_{11}(f)$ oder $S_{22}(f)$ als Zielfunktionen für den Abgleich der folgenden Filter gespeichert. Diese Lösung ist aber nur für die Serienfertigung geeignet, wo viele identische Filter nacheinander gemessen und abgeglichen werden müssen.

Das letzte Problem ist die Auswahl der Stützstellen, an denen die Empfindlichkeiten und der Fehlervektor berechnet werden müssen. Eine interessante Behandlung dieses Problems wurde von Müller gegeben, und der Leser wird für die Einzelheiten auf [Mue 79] verwiesen. Die Stützstellen müssen auf jeden Falls das Filterverhalten eindeutig bestimmen, die Anzahl der Stützstellen muss größer als die Anzahl der Abstimmeelemente sein. Die Lage der Stützstellen stimmt im Wesentlichen mit den Nullstellen des Reflexionsfaktors überein. Weitere Stützstellen sind bei der Mittenfrequenz und in den Dämpfungsflanken.

6.2.2 Berechnung des Korrekturvektors

In diesem Kapitel wird die notwendige Variation $\Delta\vec{\phi}_t$ der Korrektur Elemente berechnet, so dass der restliche Fehler nach dem Abgleich

$$\vec{e}_R = \vec{e} + [E]\Delta\vec{\phi}_t \quad (159)$$

minimale euklidische Norm erreicht. Die Berechnung der Lösung ist also ein typisches Least-Squares Problem. Die in [Mue 79] vorgeschlagene Lösung nutzt Orthogonaltransformationen und ist deshalb aufwändig zu berechnen. Sie bietet aber den Vorteil größerer numerischer Genauigkeit als die Gauss-Newton Lösung in Gleichung 81. Durch eine Folge von K Orthogonaltransformationen

$$[Q]_{(n_p \times n_p)} = [Q]_K, \dots, [Q]_1 \quad (160)$$

wobei $[Q]$, $[Q]_1, \dots, [Q]_K$ orthogonale Matrizen sind, wird Gleichung 159 mit

$$\begin{aligned} \underline{\vec{e}}_R &= [Q]\vec{e}_R \\ \underline{\vec{e}} &= [Q]\vec{e} \\ \underline{[E]} &= [Q][E] \end{aligned} \quad (161)$$

in ein System

$$\underline{\vec{e}}_R = \underline{\vec{e}} + \underline{[E]}\Delta\vec{\phi}_t \quad (162)$$

transformiert. Dieses Gleichungssystem ist aufgrund der Orthogonalität von $[Q]$

$$[Q]^+[Q] = [I] \quad (163)$$

bezüglich der Vektornormen zu Gleichung 159 äquivalent:

$$\begin{aligned} \|\underline{\vec{e}}\|^2 &= \underline{\vec{e}}^+ \underline{\vec{e}} = \vec{e}^+[Q]^+[Q]\vec{e} = \vec{e}^+ \vec{e} = \|\vec{e}\|^2 \\ \|\underline{\vec{e}}_R\|^2 &= \underline{\vec{e}}_R^+ \underline{\vec{e}}_R = \vec{e}_R^+[Q]^+[Q]\vec{e}_R = \vec{e}_R^+ \vec{e}_R = \|\vec{e}_R\|^2. \end{aligned} \quad (164)$$

Das Zeichen $+$ bedeutet das transponierte komplex-konjugierte von einem Vektor oder einer Matrix. Setzt man die einzelnen Transformationen in Gleichung 160 als Householder Transformationen, so hat die transformierte Matrix $[\underline{E}]$ in Gleichung 161 die Form

$$[\underline{E}]_{(n_p \times K)} = \begin{bmatrix} [R]_{(K \times K)} \\ [0]_{((n_p - K) \times K)} \end{bmatrix} \quad (165)$$

wobei $[R]$ eine quadratische obere Dreiecksmatrix der Ordnung K ist. Gleichung 162 wird also

$$\begin{bmatrix} \underline{e}_{Ra} \\ \underline{e}_{Rb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{e}_a \\ \underline{e}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [R] \\ [0] \end{bmatrix} \Delta \vec{\phi}_t \quad (166)$$

wobei die komplexen Vektoren

$$\underline{e}_R = (\underline{e}_{Ra}, \underline{e}_{Rb}) \quad \text{und} \quad \underline{e} = (\underline{e}_a, \underline{e}_b) \quad (167)$$

in zwei K - und $(n_p - K)$ -dimensionale Teilvektoren unterteilt worden sind. Der Vektor \underline{e}_{Rb} ist unabhängig von $\Delta \vec{\phi}_t$, das Minimum von $|\underline{e}_R|$ entspricht also dem Minimum von $|\underline{e}_{Ra}|$. Das neue reduzierte System ist also

$$\underline{e}_{Ra} = \underline{e}_a + [R] \Delta \vec{\phi}_t. \quad (168)$$

Zur Minimierung von $|\underline{e}_{Ra}|$ kann die Bedingung $\underline{e}_{Ra} = \vec{0}$ gefordert werden, da die Anzahl der Gleichungen mit der Anzahl der Unbekannten übereinstimmt. Der Korrekturvektor erfüllt also die Gleichung

$$[R] \Delta \vec{\phi}_t = -\underline{e}_a. \quad (169)$$

Die Matrix $[R]$ ist dreieckig, der Vektor $\Delta \vec{\phi}_t$ wird einfach durch Rücksubstitution berechnet. Die Empfindlichkeitsmatrix muss also nicht invertiert werden, das ist der numerische Vorteil im Vergleich zu der Gauss-Newton Lösung in Gleichung 81. Die Kenntnis des Korrekturvektors $\Delta \vec{\phi}_t$ erlaubt jetzt, die Wirkung des Abgleichs zu berechnen. Es ist nämlich sichergestellt [Mue 79], dass die Fehlernorm nach der Korrektur kleiner, höchstens aber gleich der Fehlernorm vor dem Abgleich ist:

$$|\underline{e}_R|^2 \leq |\underline{e}|^2. \quad (170)$$

Diese Bedingung sichert die Konvergenz des Abgleichs mittels Empfindlichkeitsanalyse.

6.2.3 Auswahlkriterium der Korrektur Elemente beim Abgleich

Die quadrierte Norm des restlichen Fehlers nach dem Abgleich von allen Abstimmeelementen ist

$$\tau = |\underline{e}_R|^2 = \underline{e}_R^+ \underline{e}_R = \underline{e}^+ \underline{e} + \underline{e}^+ [E] \Delta \vec{\phi} + \Delta \vec{\phi}^+ [E]^+ \underline{e} + \Delta \vec{\phi}^+ [E]^+ [E] \Delta \vec{\phi}. \quad (171)$$

Beim manuellen Abgleichen kann jedoch nur ein einzelnes Abstimmeelement nach dem anderen eingestellt werden. Es ist deshalb notwendig, dass die Wirkung jedes Abstimmeelements und die entsprechende Einstellung getrennt und angemessen quantifiziert wird. Das kann in der Praxis mittels des folgenden Vektors gemacht werden

$$\Delta \vec{\phi}_{t_i} = (\Delta \phi_1, \Delta \phi_2, \dots, \Delta \phi_i, 0, \dots, 0) \quad (172)$$

wobei die Variable i für die Einstellung des i -ten Abgleichelements steht. Der Vektor $\vec{\phi}_{t_i}$ enthält die ersten i -ten Komponenten des in Gleichung 169 berechneten Lösungsvektors $\vec{\phi}_t$. Der restliche Fehler nach dem Abgleich der ersten i Abstimmerschrauben ist also

$$\tau_i = \vec{e}^+ \vec{e} + \vec{e}^+ [E] \Delta \vec{\phi}_{t_i} + \Delta \vec{\phi}_{t_i}^+ [E]^+ \vec{e} + \Delta \vec{\phi}_{t_i}^+ [E]^+ [E] \Delta \vec{\phi}_{t_i}. \quad (173)$$

Das Auswahlkriterium der Korrektur Elemente beim Abgleich wird also einfach festgelegt: Man fängt mit der ersten Abstimmerschraube an und stellt in Folge alle Elemente ein. Das Ziel während der Einstellung der i -ten Abstimmerschraube ist, den vorgesehenen Fehler τ_i zu erreichen.

6.3 Vorteile und Grenzen des Verfahrens

Der in diesem Kapitel beschriebene Abgleichalgorithmus durch Empfindlichkeitsanalyse bietet die Möglichkeit, alle parasitären Effekte im Filter und Ungenauigkeiten der Messung zu berücksichtigen. Zu der Klasse der parasitären Effekte gehören die unerwarteten Überkopplungen zwischen den Resonatoren, Verluste und Frequenzabhängigkeiten der Koppelblenden und der Koppelschrauben, höhere Resonanzmoden usw. Die Methode braucht keine Ersatzschaltung oder analytische Beschreibungen des Filters und wird nicht durch die Bandbreite des Filters beschränkt. Das Verfahren gilt sowohl für Hohlleiterfilter als auch für elektrische Schaltungen aus konzentrierten Elementen. Diese Besonderheiten machen die Empfindlichkeitsanalyse auch für die Optimierung elektrischer Schaltungen geeignet, die einzige Grenze ist die Zeitaufwändigkeit der Berechnung der Empfindlichkeiten. Dasselbe Problem tritt während des rechnergestützten Abgleichs auf. Der Aufwand für die Messung der Empfindlichkeiten ist zu groß und die notwendige Genauigkeit und Geschwindigkeit könnte nur durch die Anwendung von Robotern erreicht werden. Die Zeitaufwändigkeit der Messung der Empfindlichkeitsmatrix spielt eine wichtige Rolle bei stark verstimmt Schaltungen, deren charakteristische Funktion nicht linear gegenüber den abzugleichenden Größen ist. Die berechnete Lösung ist in diesem Fall nicht exakt und der Algorithmus muss iteriert werden. Das heißt, dass die Messung der Empfindlichkeiten und der Abgleich mehrmals wiederholt werden müssen. Die Unterstützung der Empfindlichkeitsanalyse ist also nur während des Feinabgleichs geeignet. Die notwendigen Änderungen der Parameter sind nämlich klein und die Approximation der Linearität der charakteristischen Funktion ist deshalb genauer.

Ein weiteres Problem ist die Bestimmung der Zielfunktion. Wird diese Funktion berechnet, könnte sie nicht bei dem hergestellten Filter erreicht werden. Die Konvergenz des Algorithmus wird schlecht. Das passiert z. B. wenn das Simulationsmodell keine Verluste oder weitere parasitären Effekte berücksichtigt. Aus diesem Grund empfehlen einige Autoren, eine gemessene Funktion als Ziel zu benutzen. Das ist zwar eine gute Lösung des Problems, aber nur für die Serienfertigung geeignet.

6.4 Beispiel zum Filterabgleich

Als Beispiel zum Filterabgleich wird ein vierkreisiges Filter in Dual-Mode Hohlleitertechnologie benutzt. Die Mittenfrequenz des Filters ist 11.8 GHz, die Bandbreite 36 MHz, die relative Bandbreite ist 0.3%. Das Filter hat eine Querkopplung zwischen dem Resonator 1 und dem Resonator 4, die zwei Dämpfungspole erzeugt. Der Frequenzgang des Filters ist symmetrisch.

Die Empfindlichkeiten wurden durch die Änderung der Abstimmerschrauben um 90 Grad gemessen. Die Zielfunktion war der komplexe Reflexionsfaktor $S_{11}(f)$. Dieser wurde durch die in Abbildung 10 gezeichnete Schaltung berechnet. Der Reflexionsfaktor berücksichtigt also die Dispersion und die Verluste der Resonatoren. Als Stützstellen wurden 15 Frequenzen zwischen den Dämpfungsflanken gleichförmig ausgewählt

Abbildung 46 zeigt den Filterzustand nach einer ganzen Iteration des Algorithmus. Die Übereinstimmung mit dem Sollverlauf ist gut, obwohl das Filterverhalten weiter verbessert werden könnte. Abweichungen zwischen Messung und Sollverlauf liegen hauptsächlich in der Genauigkeit der Messung der Empfindlichkeitsmatrix, die manuell durchgeführt wurde.

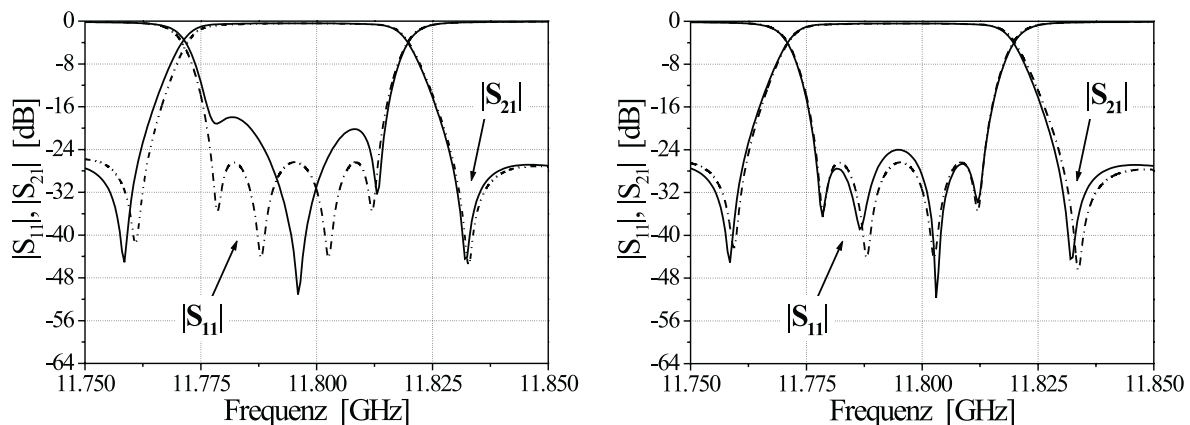


Abbildung 46: Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse. Links: Anfangszustand des Filters vor dem Abgleich. Rechts: Endzustand des Filters nach einer Iteration der Abgleichmethode.

6.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde ein Algorithmus für den rechnergestützten Abgleich durch Empfindlichkeitsanalyse untersucht. Der Algorithmus berücksichtigt alle im Filter auftretenden parasitären Effekte und die Ungenauigkeiten der Messung und ermöglicht die Berechnung der Korrekturdrehwinkel jeder Abstimmerschraube. Die Messung der Empfindlichkeiten ist aber zeitaufwändig. Die Methode wird deshalb nur für den Feinabgleich angewendet, falls die Algorithmen durch die Koppelmatrix in Schwierigkeiten bei der Konvergenz geraten.

Die Theorie der Empfindlichkeitsanalyse ergänzt also die in dieser Arbeit beschriebene Strategie für den rechnergestützten Abgleich von Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren. Nach der Fertigung und Montage des Filters wird die Methode der Sub-Filter angewendet. Wenn notwendig, wird der Frequenzgang eines beidseitig abgeschlossenen Filters oder eines Kanalfilters durch Optimierung der Koppelmatrix weiter verbessert. Schließlich können alle parasitären Effekte des hergestellten Filters mittels Empfindlichkeitsanalyse berücksichtigt werden. Die Kombination dieser drei Verfahren gewährleistet eine schnelle Konvergenz und ist insgesamt die vorgeschlagene Lösung für das Problem des Abgleichs.

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde eine neue Methode für den rechnergestützten Abgleich von schmalbandigen Mikrowellenfiltern aus gekoppelten Resonatoren vorgestellt. Zuerst wurden in Kapitel 1 die Grundlagen der Filtertheorie eingeführt. Insbesondere wurden die wichtigsten Eigenschaften von beidseitig und einseitig abgeschlossenen Filtern beschrieben. Diese Vierpole können durch die sogenannte Koppelmatrix modelliert werden, die einer Schaltung mit Admittanzinvertern und parallelgeschalteten Resonatoren entspricht. Das Konzept der Koppelmatrix schafft nämlich die Voraussetzung für einen effizienten Abgleichalgorithmus. In Kapitel 2 wurde das Problem der Toleranzen und des Abgleichs untersucht und der Begriff des optimalen Entwurfs beschrieben. Da der Abgleich eines Mikrowellenfilters zeitaufwändig und teuer ist, wurden Vorteile und Grenzen der effizienteren Algorithmen des rechnergestützten Abgleichs abgewogen, die in der Fachliteratur gefunden werden können. Diese Methoden sind aber nur für den Feinabgleich geeignet, die Entdeckung eines neuen und besseren Verfahrens war deshalb unverzichtbar.

Die vorgeschlagene neue Lösung basiert auf der entnormierten Koppelmatrix und nutzt eine bessere Strategie für die Identifizierung der Kopplungen und Resonanzfrequenzen des abzugleichenden Filters. Vor dem Abgleich werden alle Resonanzfrequenzen absichtlich verstimmt und die Kopplungen minimiert. Die entsprechende verstimmte Koppelmatrix wird dann generiert. Sie modelliert den Anfangszustand des Filters und legt zusammen mit der idealen Koppelmatrix, die Ziel des Abgleichs darstellt, eine neue Koppelmatrix fest. Diese adaptive Matrix wurde Sub-Filter genannt und bietet die Möglichkeit, alle Resonanzfrequenzen und Kopplungen des Filters nacheinander durch eine rekursive Prozedur abzustimmen. Die Methode für die Parameteridentifizierung ist die Optimierung, der Sollverlauf ist der Frequenzgang des komplexwertigen Eingangs- oder Ausgangsreflexionsfaktors. Dieses Verfahren hat drei wichtige Vorteile, die einzigartig in der Fachliteratur sind: die Systematik, die Konvergenz und die Diagnosefähigkeit. Die Systematik besteht darin, alle Resonanzfrequenzen und Kopplungen nacheinander abzustimmen. Die Konvergenz des Abgleichs kann also einfach kontrolliert werden. Konvergiert der Abgleich nicht, wird sofort festgestellt, ob das Filter unabgleichbare Parameter oder parasitäre Effekte hat. Die Diagnose wird dadurch systematisch durchgeführt. Werden alle Abstimmerschrauben genau eingestellt, konvergiert der Abgleich zum idealen Frequenzverhalten und es ist kein zusätzlicher Feinabgleich erforderlich. Anderenfalls muss ein zusätzlicher Feinabgleich durchgeführt werden.

Die Anwendung der neuen Methode schafft damit auch die Voraussetzung, die bekannten Algorithmen durch Optimierung der Koppelmatrix oder Empfindlichkeitsanalyse zu benutzen. Man hat zwei Möglichkeiten, den Feinabgleich durch Optimierung der Koppelmatrix durchzuführen, je nachdem ob beidseitig abgeschlossene Filter oder die Kanalfilter eines Multiplexers abgeglichen werden müssen. Für den Feinabgleich von beidseitig abgeschlossenen Filtern wurden zwei Algorithmen vorgestellt. Der erste nutzt die gemessenen komplexen Nullstellen der Streuparameter, um eine neue Fehlerfunktion zu berechnen. Adaptive Algorithmen für die rationale Interpolation wurden beschrieben und ihre Eigenschaften bewertet. Die zweite Methode ist die Optimierung einer Ersatzschaltung aus verteilten Elementen und ist neu in der Literatur. Ein weiterer Algorithmus wurde für den Abgleich von Multiplexern präsentiert. Da die abgetrennten Kanalfilter eines Multiplexers nicht angepasst sind, werden sie durch Hintereinanderschaltung mit einem geeigneten und simulierten Anpassungsnetzwerk abgeglichen. Mittels des Anpassungsnetzwerks kann das Verhalten des gemessenen Filters im Multiplexer simuliert werden. Beispiele zum Filterabgleich bestätigen die Gültigkeit der Methoden bei Filtern und Multiplexern.

Eine weitere Möglichkeit, den Feinabgleich durchzuführen, ist die Empfindlichkeitsanalyse, die in Kapitel 6 beschrieben wurde. Diese Methode ist schon seit langem in der Fachliteratur bekannt und berücksichtigt alle parasitären Effekte des Filters und die Ungenauigkeiten der Messung. Die praktische Messung der Empfindlichkeiten ist aber zeitaufwändig und das Verfahren ist besser für die Anwendung mit Robotern geeignet.

Der optimale Algorithmus ist also die Kombination von drei Verfahren. Zuerst wird die neue systematische Methode benutzt, die den ersten wichtigsten Schritt unterstützt. Nur wenn notwendig werden danach noch die zusätzlichen Algorithmen durch Optimierung der Koppelmatrix oder Empfindlichkeitsanalyse angewendet. Diese Algorithmen wurden in einer Software implementiert. Zahlreiche durchgeführte Beispiele zum rechnergestützten Filterabgleich zeigen eine erhebliche Verringerung der Abgleichzeiten und Kosten.

Mögliche zusätzliche Entwicklungen der vorgeschlagenen Theorie sind die Verifikation des neuartigen Algorithmus bei anderen Filtertopologien und Filtertypen, der Einsatz von Robotern und die Verbesserung der Methode durch Empfindlichkeitsanalyse. Die neuartige Methode ist zwar strukturabhängig, neue Topologien oder weitere Filtertypen können aber einfach berücksichtigt werden. Der Einsatz von Robotern ist für die Serienfertigung geeignet und könnte einen schnelleren Feinabgleich ergeben. Mit Hilfe von Robotern können die Empfindlichkeiten besser und schneller gemessen werden. Das gäbe die Fähigkeit weitere analytische Verfahren wie die neuronalen Netzwerke [Hay 94, Zha 00] zu benutzen und die Konvergenz des Feinabgleichs für Filter mit parasitären Effekten zu verbessern.

Literaturverzeichnis

Literatur

- [Acc 86] L. Accantino, „Computer aided tuning of microwave filters“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Baltimore, Maryland, pp. 249-252, 2-4 June 1986.
- [Acc 87] L. Accantino, „Computer aided tuning of microwave filters“, CSELT Technical Reports, Italy, Vol. 15, No. 3, pp. 199-202, April 1987.
- [Ada 75] R. L. Adams, V. K. Manaktala, „An optimization algorithm suitable for computer-assisted network tuning“, Proceedings 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 210-212, 1975.
- [Adv 93] R. S. Adve, T. K. Sarkar, „Generation of accurate broadband information from narrowband data using the cauchy method“, Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 6, No. 10, pp. 569-573, August 1993.
- [Adv 97] R. S. Adve, T. K. Sarkar, S. M. Rao, E. K. Miller, D. R. Pflug, „Application of the cauchy method for extrapolating / interpolating narrow-band system responses“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 5, pp. 837-845, May 1997.
- [Ala 79] C. J. Alajajian, E. I. El-Mastry, T. N. Trick, „A new tuning algorithm for analog filters“, Proceedings of the 22nd Midwest Symposium on Circuits and Systems, pp. 205-209, Pa., 1979.
- [Ala 80] C. J. Alajajian, T. N. Trick, E. I. El-Mastry, „On the design of an efficient tuning algorithm“, 1980 IEEE International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, pp. 807-811, Houston, Texas, April 1980.
- [Ama 99] S. Amari, „On the maximum number of finite transmission zeros of coupled resonator filters with a given topology“, IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 9, pp. 354-356, September 1999.
- [Ama 00] S. Amari, „Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 48, No. 9, pp. 1559-1564, September 2000.
- [Ama 01] S. Amari, „Direct synthesis of folded symmetric resonator filters with source-load coupling“, IEEE Microwave Wireless Component Letters, Vol. 11, No. 6, pp. 264-266, June 2001.
- [Ant 75] K. Antreich, E. Gleißner, G. Müller, „Computed aided tuning of electrical circuits“, Nachrichtentechnische Zeitschrift, Vol. 28, No. 6, pp. 200-206, 1975.
- [Ati 71] A. E. Atia, A. E. Williams, „New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders“, Comsat Technical Review, Vol. 1, No. 1, pp. 21-43, 1971.
- [Ati 72] A. E. Atia, A. E. Williams, „Narrow-bandpass waveguide filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, No. 4, pp. 258-265, April 1972.

- [Ati 74a] A. E. Atia, A. E. Williams, R. W. Newcomb, „Narrow-band multiple coupled cavity synthesis“, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-21, No. 5, pp. 649-655, September 1974.
- [Ati 74b] A. E. Atia, A. E. Williams, „Nonminimum-phase optimum-amplitude bandpass waveguide filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 4, pp. 425-431, April 1974.
- [Ati 75] A. E. Atia, A. E. Williams, „Measurements of intercavity couplings“, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, pp. 519-522, June 1975.
- [Ati 98] W. A. Atia, K. A. Zaki and A. E. Atia, „Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Baltimore, MD., pp. 821-824, 7-12 June 1998.
- [Ati 00] A. E. Atia, „Multiple coupled resonator filters synthesis by optimization“, Presentation to Microwave Filter Synthesis and Equivalent Circuit Extraction, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, June 2000.
- [Ati 00b] A. E. Atia, H. W. Yao, „Tuning and measurements of couplings and resonant frequencies for cascaded resonators“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, MA. pp. 1637-1640, 11-16 June 2000.
- [Bai 01] D. Baillargeat, H. Blondeaux, S. Bila, P. Leveque, S. Verdeyme, „Computer aided design for new microwave filter topologies for spatial applications in Ka band“, Annales des Telecommunications, Vol. 56, Part 1/2, pp. 61-71, 2001.
- [Ban 74] J. W. Bandler, P. C. Liu, „Automated network design with optimal tolerances“, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-21, No. 2, pp. 219-222, March 1974.
- [Ban 74b] J. W. Bandler, „Optimization of design tolerances using nonlinear programming“, Journal of Optimization Theory and Applications, Vol. 14, No. 1, pp. 99-114, 1974.
- [Ban 74c] J. W. Bandler, P. C. Liu, „The tolerance-tuning problem: a non-linear programming approach“, Proceedings Twelfth Annual Allerton Conference on Circuit and System Theory, pp. 922-931, 1974.
- [Ban 75] J. W. Bandler, P. C. Liu, J. H. K. Chen, „Worst case network tolerance optimization“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-23, No. 8, pp. 630-641, 1975.
- [Ban 75b] J. W. Bandler, P. C. Liu, H. Tromp, „Practical design centering, tolerancing and tuning“, 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 206-209, 1975.
- [Ban 76] J. W. Bandler, P. C. Liu, H. Tromp, „A Nonlinear programming approach to optimal design centering, tolerancing, and tuning“, IEEE Transaction on Circuits and System, Vol. CAS-23, No. 3, pp. 155-165, March 1976.
- [Ban 80] J. W. Bandler, R. M. Biernacki „Postproduction parameter identification and tuning of analog circuits“, Proceedings of the 1980 european Conference on circuit Theory and Design, Warsaw, Poland, Vol. 2, pp. 205-220, September 1980.

- [Ban 81] J. W. Bandler, M. R. M. Rizk, A. E. Salama, „An interactive optimal postproduction tuning technique utilizing simulated sensitivities and response measurements“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 63-65, 1981.
- [Ban 83] J. W. Bandler, A. E. Salama, „Integrated approach to microwave postproduction tuning“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 415-417, 1983.
- [Ban 85] J. W. Bandler, M. R. M. Rizk, A. E. Salama, „Functional approach to microwave postproduction tuning“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, No. 4, pp. 302-310, April 1985.
- [Bel 82] H. C. Bell, „Canonical asymmetric coupled-resonator filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 9, pp. 1335-1340, September 1982.
- [Bel 00] H. C. Bell, „Coupled-resonator prototype synthesis“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Workshop Notes, June 2000.
- [Bel 01] H. C. Bell, „Zolotarev bandpass filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-49, No. 12, pp. 2357-2362, December 2001.
- [Ber 62] R. S. Berkowitz, „Conditions for network-element-value solvability“, IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-9, pp. 24-29, 1962.
- [Bil 99] S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, C. Zanchi, J. Sombrin, J. Grimm, L. Baratchart, „Direct electromagnetic optimization method for microwave filter design“, Electronic Letters, Vol. 35, No. 5, pp. 400-401, March 1999.
- [Bil 01] S. Bila, D. Bariant, D. Baillargeat, S. Verdeyme, P. Guillon, „Direct global electromagnetic optimization of microwave filters“, IEEE MTT-S, International Microwave Symposium Workshop and Short Courses, Phoenix, Arizona, 20-25 May 2001.
- [Bil 01b] S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme, P. Guillon, F. Seyfert, J. Grimm, L. Baratchart, C. Zanchi, J. Sombrin, „Direct electromagnetic optimization of microwave filters“, IEEE Microwave Magazine, Vol. 2, Part 1, pp. 46-51, 2001.
- [Bin 64] J. A. Bingham, „A new method of solving the accuracy problem in filter design“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-11, pp. 327-341, September 1964.
- [Bri 80] J. N. Brittingham, E. K. Miller, J. L. Willows, „Pole extraction from real-frequency information“, Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 2, pp. 263-273, February 1980.
- [Bru 31] O. Brune, „Synthesis of a finite two-terminal network whose driving-point impedance is a prescribed function of a frequency“, Journal of Mathematics and Physics, Vol. 10, pp. 191-235, 1931.
- [Bud 98] D. Budimir, *Generalized filter design by computer optimization*, Artech House Inc., 1998.
- [Bur 88] G. J. Burke, E. K. Miller, „Use of frequency-derivative information to reconstruct an electromagnetic transfer-function“, Proceedings of the Fourth Annual ACEM Review, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, March 1988.

- [Bur 89] G. J. Burke, E. K. Miller, S. Chakrabarti, K. Demarest, „Using model-based estimation to increase the efficiency of computing electromagnetic transfer functions“, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 25, No. 4, pp. 2807-2809, July 1989.
- [Cam 81] R. J. Cameron, J. D. Rhodes, „Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, No. 1, pp. 51-58, January 1981.
- [Cam 82] R. J. Cameron, „Fast generation of chebyshev filter prototypes with asymmetrically prescribed transmission zeros“, ESA Journal, Vol. 6, pp. 83-95, 1982.
- [Cam 82b] R. J. Cameron, „General prototype network-synthesis methods for microwave filters“, ESA Journal, Vol. 6, pp. 193-206, 1982.
- [Cam 99] R. J. Cameron, „General coupling matrix synthesis methods for chebychev filtering functions“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-47, No. 4, pp. 433-442, April 1999.
- [Cam 02] R. J. Cameron, A. R. Harish, C. J. Radcliffe, „Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Seattle, Washington, pp. 1437-1440, June 2-7 2002.
- [Cam 03] R. J. Cameron, „Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-51, No. 1, pp. 1-10, Januar 2003.
- [Cha 83] D. S. Chambers, J. D. Rhodes, „A low-pass prototype network allowing the placing of integrated poles at real frequencies“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-31, No. 1, pp. 40-45, Januar 1983.
- [Che 76] M. H. Chen, F. Assal, C. Mahle, „A contiguous band multiplexer“, COMSAT Technical Review, Vol. 6, No. 2, pp. 285-307, 1976.
- [Che 77] M. H. Chen, „Singly terminated pseudo-elliptic function filter“, COMSAT Technical Review, Vol. 7, No. 2, pp. 526-541, 1977.
- [Che 77b] M. H. Chen, „Short-circuit tuning method for singly terminated filters“, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-25 No. 12, pp. 1032-1036, December 1977.
- [Coh 56] S. Cohn, „Direct-coupled-resonator filters“, Proceedings of the IRE, Vol. 45, pp. 187-196, February 1957.
- [Col 66] R. E. Collin, *Foundations of microwave engineering*, McGraw-Hill, New York, 1966.
- [Cri 64] E. G. Cristal, G. L. Matthaei, „A technique for the design of multiplexers having contiguous channels“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-12, No. 1, pp. 88-93, January 1964.
- [Dar 39] S. Darlington, „Synthesis of reactance 4-poles which produce prescribed insertion loss characteristics“, Journal of Mathematics and Physics, Vol. 18, pp. 257-353, 1939.

- [Dha 95] T. Dhaene, J. Ureel, N. Fache, D. De Zutter, „Adaptive frequency sampling for fast and accurate S-parameter modeling of general planar structures“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1427-1430, 1995.
- [Dha 02] T. Dhaene, J. De Geest, D. De Zutter, „Constrained EM-based modeling of passive components“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 2113-2116, 2002.
- [Dir 69] S. W. Director, R. A. Rohrer, „Automated network design - the frequency domain case“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-16, pp. 330-337, August 1969.
- [Dis 51] M. Dishal, „Alignment and adjustment of synchronously tuned multiple-resonant-circuit filters“, Proceedings of the I.R.E., pp. 1448-1455, November 1951.
- [Dun 99] J. Dunsmore, „Simplify filter tuning in the time domain“, Microwaves and RF, Vol. 38, No. 4, pp. 68-84, March 1999.
- [Dun 99b] J. Dunsmore, „Tuning band pass filters in time domain“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Anaheim, CA, 13-19 June 1999.
- [Eli 75] N. J. Elias, „New statistical methods for assigning device tolerances“ Proceedings 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 329-332, April 1975.
- [Elt 75] F. M. El-Turky, J. Vlach, „Calculation of element values from nodal voltage measurements“ 1980 IEEE International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, pp. 170-172, Houston, TX, April 1980.
- [Geh 71] K. Geher, *Theory of network tolerances*, Akademiai Kiado, Budapest, 1971.
- [Goe 03] F. J. Görtz, U. Banhardt, J. Damaschke, J. Parlebas, G. Pepe, D. Wolk, H. Zeh, M. Zimmer, „Entwurf hochkanaliger Ausgangsmultiplexer für die Satellitenkommunikation“, Frequenz, Zeitschrift für die Telekommunikation, Band 57, pp. 138-146, Juli/August 2003.
- [Gol 80] G. H. Golub, C. F. Van Loan, „An analysis of the total least squares problem“, Society for Industrial and Applied Mathematics Journal, Vol. 17, No. 6, pp. 883-893, December 1980.
- [Gol 82] G. H. Golub, C. F. Van Loan, *Matrix computations*, Baltimore, MD, The Johns Hopkins Press, 1982.
- [Gom 89] E. C. Gominho, „An automated technique for post production tuning of microwave circuits“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, pp. 765-767, 1989.
- [Gra 89] P. M. Grant, A. R. Mirzai, K. E. Brown, T. M. Crawford, „Intelligent techniques for electronic component and system alignment“, Electronics and Communication Engineering Journal, UK, Vol. 1, No. 1, pp. 23-32, January-February 1989.
- [Gro 66] W. Gross, „Synthese von Hochfrequenzbandfiltern mit Umwegkopplungen“, Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Vol. 75, pp. 67-75, 1966.

- [Gup 81] K. C. Gupta, R. Garg, R. Chadha, *Computer-aided design of microwave circuits*, Artech House Inc., 1981.
- [Hay 94] S. Haykin, *Neural networks, a comprehensive foundation*, Englewood Cliffs, New York, Prentice-Hall, 1994.
- [Har 00] P. Harscher, J. Hofmann, R. Vahldieck, B. Ludwig, „Automatic computer-controlled system for microwave filters“, Proceedings of the 30th European Microwave Conference, Vol. 1 , pp. 39-42, 2000.
- [Har 00b] P. Harscher, R. Vahldieck, B. Ludwig, „Automated tuning of wave guide filters using adaptive network models“, In Asia-Pacific Microwave Conference, Sydney, December 2000.
- [Har 01] P. Harscher, R. Vahldieck, S. Amari, „Automated test and tuning system for microwave filters“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, Arizona, 20-25 May 2001.
- [Har 01b] P. Harscher, R. Vahldieck, S. Amari, „Computer diagnosis and optimization of microwave filters“, European Microwave Week, London, England, 24-28 September 2001.
- [Har 02] P. Harscher, R. Vahldieck, S. Amari, „Automated filter tuning using generalized low-pass prototype networks and gradient-based parameter extraction“, IEEE Transaction of Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-49, No. 12, pp. 2532-2538 December 2001.
- [Har 02b] P. Harscher, E. Ofli, R. Vahldieck, S. Amari, „EM-Simulator based parameter extraction and optimization technique for microwave and millimeter wave filters“, International Microwave Symposium Digest, Seattle, Washington, pp. 1113-1116, 2-7 June 2002.
- [Hsu 01] H. T. Hsu, H. W. Yao, K. A. Zaki, A. E. Atia, „Design of coupled resonators group delay equalizers“, IEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, Arizona, 20-25 May 2001.
- [Hsu 02] H. T. Hsu, Z. Zhang, K. A. Zaki, A. E. Atia, „Parameter extraction for symmetric coupled-resonator filters“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Seattle, Washington, pp. 1445-1448, 2-7 June 2002.
- [Hum 70] D. H. Humpherys, *The analysis, design, and synthesis of electrical filters*, Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1970.
- [Ibb 00] D. Ibbetson, „A synthesis approach to automated filter tuning“, IEE Electronics and Communications, pp. 11/1-11/3, November 2000.
- [Ish 90] T. Ishizaki, H. Ikeda, T. Uwano, M. Hatanaka, H. Miyake, „A computer aided accurate adjustment of cellular radio RF filters“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 139-142, 1990.
- [Jer 88] B. W. Jervis, M. Crofts, „Sensitivity-based filter tuning“, Electronics and Wireless World, Vol. 94, pp. 429-432, May 1988.

- [Jer 91] B. W. Jervis, M. Crofts, „Comparison of computer-aided tuning algorithms applied to the amplitude response of passive analogue filters“, IEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems, UK, Vol. 138, No. 3, pp. 363-371, June 1991.
- [Jil 96] Y. Jiliang, J.K. Fidler, „An automatic LC filter tuning system by optimization“, Proceedings of the Third IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 215-218, 13-16 October 1996.
- [Kah 00] M. Kahrizi, S. Safavi-Naeini and S. K. Chadhuri, „Computer diagnosis and tuning of microwave filters using model-based parameter estimation and multi-level optimization“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Boston, MA., pp. 821-824, 11-16 June 2000.
- [Kje 75] G. Kjellström, L. Taxén, L-E. Blomgren, „Optimization methods for statistical network design“, Proceedings 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 321-324, Newton, MA, April 1975.
- [Kot 91] K. Kottopalli, T. K. Sarkar, Y. Hua, E. K. Miller, G. J. Burke, „Accurate computation of wide-band response of electromagnetic systems utilizing narrow-band information“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-39, No. 4, pp. 682-687, April 1991.
- [Kot 91b] K. Kottopalli, T. K. Sarkar, Y. Hua, E. K. Miller, G. J. Burke, „Use of frequency-derivative information to reconstruct the scattered electric field of a conducting cylinder over a wide frequency range“, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 5, No. 6, pp. 653-663, 1991.
- [Kur 99] M. Kurzrok, „Aligning filters with nodal voltages“, Microwaves and RF, USA, Penton Publishing, Vol. 38, No. 5, pp. 67-69, May 1999.
- [Leh 01] R. Lehmensiek, P. Meyer, „Using efficient multivariate adaptive sampling by minimizing the number of computational electromagnetic analysis needed to establish accurate interpolation models“, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-49, No. 8, pp. 1419-1430, August 2001.
- [Lev 67] R. Levy, „Theory of direct-coupled-cavity filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-15, No. 6, pp. 340-348, June 1967.
- [Lev 68] R. Levy, H. Riblet, „Improvement to theory of direct-coupled-cavity filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (Correspondence), Vol. MTT-16, pp. 567-568, August 1968.
- [Lev 73] R. Levy, „A generalized design technique for practical distributed reciprocal ladder networks“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-21, No. 8, pp. 519-526, August 1973.
- [Lev 94] R. Levy, „Synthesis of general asymmetric singly- and doubly- terminated cross-coupled filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-42, No. 12, pp. 2468-2471, December 1994.
- [Lev 95] R. Levy, „Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-43, No. 12, pp. 2940-2945, December 1995.

- [Lid 86] J. Lidgely, „Sensitivity analysis - what is it and what can do?“, *Electronics and Wireless World*, pp. 46-47, May 1986.
- [Liv 69] R. M. Livingston, „Predistorted waveguide filters“, *G-MTT International Microwave Symposium Digest of Technical Papers*, pp. 291-297, 1969.
- [Lop 77] L. P. Lopresti, „Optimum design of linear tuning algorithms“, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS-24, No. 3, pp. 144-151, March 1977.
- [Lue 77] E. Lüder, B. Kaiser, „Precision tuning of miniaturized circuits“, *Proceedings 1976 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 722-725, Munich, Ger., April 1976.
- [Mac 97] G. Macchiarella, „An original approach to the design of bandpass cavity filters with multiple couplings“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-45, No. 2, pp. 179-187, February 1997.
- [Mac 01] G. Macchiarella, M. Santoniccolo, „An original technique for computer-aided tuning of microwave filters“, *European Microwave Week*, London, England, 24-28 September 2001.
- [Mac 02] G. Macchiarella, „Synthesis of prototype filters with triplet sections starting from source and load“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-12, No. 2, pp. 42-44, February 2002.
- [Mar 77] J. Marquardt, G. Müller, „Computer aided tuning of microwave circuits“, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 147-150, 1977.
- [Marc 91] N. Marcuvitz, *Waveguide handbook*, McGraw-Hill Inc., 1951.
- [Mar 91] P. M. Marshall, P. Tissi, „A new algorithm for the accurate alignment of microwave networks“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-39, No. 10, October 1991.
- [Mat 64] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structure*, McGraw-Hill Inc., New York, 1964.
- [May 78] W. Mayeda, G. Peponides, „Determination of component values in passive networks under limited measurements“, *Proceedings of the Twelfth Asilomar Conference on Circuits, Systems and Computers*, Western Periodicals, North Hollywood, pp. 761-764, November 1978.
- [McD 76] N. McDonald, „Measurements of intercavity couplings“, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-24, pp. 162, March 1976.
- [Mil 87] E. K. Miller, „Model based parameter estimation applications in electromagnetics in Proc. NATO Advanced Study Institute on Electromagnetic Modeling and Measurements for Analysis and Synthesis Problems, Ciocco, Italy 1987, Edited by B. de Neumann.
- [Mil 90] E. K. Miller, „Solving bigger problems by decreasing the operation count and increasing the computation bandwidth“, *Proceedings of the IEEE*, Vol. 79, No. 10, pp. 1493-1504, 1990.

- [Mil 91] E. K. Miller, G. J. Burke, „Using model based parameter estimation to increase the physical interpretability and numerical efficiency of computational electromagnetics“, *Computer Physics Communications*, Vol. 69, pp. 43-75, April 1991.
- [Mil 95] E. K. Miller, „Model-based parameter estimation in electromagnetics: III - applications to EM integral equations“, *Applied Computational Electromagnetics Society Newsletter*, Vol. 10, No. 3, pp. 929-63, November 1995.
- [Mil 96] E. K. Miller, „Minimizing the number of frequency samples needed to represent a transfer function using adaptive sampling“, *12th Annual Review of Progress in Applied Computational electromagnetics*, Naval Postgraduate School, Monterey, CA, pp. 1132-1139, 1996.
- [Mir 89] A. R. Mirzai, C. F. N. Cowan, T. M. Crawford, „Intelligent alignment of waveguide filters using a machine learning approach“, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-37 No. 1, pp. 166-173, January 1989.
- [Mon 00] J. R. Montejo-Garai, „Synthesis of N -even order symmetric filters with N transmission zeros by means of source-load coupling“, *Electronic Letters*, Vol. 36, No. 3, February 2000.
- [Mor 97] A. Morini, T. Rozzi, M. Morelli, „New formulae for the initial design of T-junction manifold multiplexers“, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1025-1028, 1997.
- [Mos 78] G. S. Moschytz, „Functional and deterministic tuning of hybrid integrated active filters“, *Electrocomponent Science and Technology*, Vol. 5, pp. 79-89, 1978.
- [Mue 76] G. Müller, „On computer aided tuning of microwave filters“, *Proceedings 1976 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 209-211, 1976.
- [Mue 79] G. Müller, „Interaktive Schaltungsoptimierung und rechnergestützter Abgleich“, Ph.D. Thesis, Technische Universität München, Germany, July 1979.
- [Naz 85] J. Nazemi, „A new approach to computer aided filter tuning“, *IEE 1985 Saraga Colloquium on Electronic Filters Digest*, pp. 8/1-8/4, 1985.
- [Naz 85b] J. Nazemi, J. K. Fidler, „Filter tuning using a microprocessor based heuristic algorithm“, *Proceedings of the 1985 European Conference on Circuit Theory and Design*, Prague, Czechoslovakia, pp. 101-104, 2-6 September 1985.
- [Nes 98] J. B. Ness, „A unified approach to the design, measurement and tuning of coupled-resonator filters“, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-46, No. 4, pp. 343-351, April 1998.
- [Orc 68] H. J. Orchard, G. C. Temes, „Filter design using transformed variables“, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-15, No. 4, pp. 385-408, December 1968.
- [Pei 98] S. F. Peik, R. R. Mansuor, Y. L. Chow, „Multidimensional cauchy method and adaptive sampling for an accurate microwave circuit modeling“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-46, No. 12, pp. 2364-2371, April 1998.

- [Pep 00] G. Pepe, „Sintesi di filtri singly terminated per multiplexers“, Tesi di Laurea in Ingegneria Elettronica, Università di Ancona, Italia, 2000.
- [Pfi 77] G. Pfitzenmaier, „An exact solution for a six-cavity elliptic bandpass filter“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 400-403, 1977.
- [Pfi 82] G. Pfitzenmaier, „Synthesis and realization of narrow-band canonical microwave bandpass filters exhibiting linear phase and transmission zeros“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 9, pp. 1300-1311 September 1982.
- [Pin 71] J. F. Pinel, „Computer aided network tuning“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-18, No. 1, Jan 1971.
- [Pin 72] J. F. Pinel, K. A. Roberts, „Tolerance assignment in linear networks using nonlinear programming“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-19, No. 5, pp. 475-479, September 1972.
- [Pin 75] J. F. Pinel, K. A. Roberts, K. Singhal, „Tolerance assignment in network design“, Proceedings 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 317-320, April 1975.
- [Poz 98] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, John Wiley & Sons Inc., New York, 1998.
- [Pre 92] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery, *Numerical recipes in C: the art of scientific computing* 2nd Ed., Cambridge University Press, 1992.
- [Ram 65] S. Ramo, J. H. Whinnery, T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*, John Wiley & Sons Inc., New York, 1965.
- [Rho 70] J. D. Rhodes, „A low-pass prototype network for microwave linear phase filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-18, No. 6, pp. 290-301, June 1970.
- [Rho 76] J. D. Rhodes, *Theory of electrical filters*, John Wiley & Sons, 1976.
- [Rho 80] J. D. Rhodes, T. Cameron, „General extracted pole synthesis technique with application to low-loss TE_{011} – mode filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-28, No. 9, pp. 1018-1028, September 1980.
- [Rho 80b] J. D. Rhodes, I. H. Zabalawi, „Synthesis of dual mode in-line prototype networks“, Int. Journal on Circuit Theory and Applications, Vol. 8, pp. 145-160, 1980.
- [Ros 02] U. Rosenberg, S. Amari, „Novel coupling schemes for microwave resonator filters“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Seattle, Washington, pp. 1605-1608, 2-7 June 2002.
- [Saa 55] R. Saal, „Grundzüge des Entwurfs von Siebschaltungen nach modernen Berechnungsmethoden“, in F. Ring, *Einführung in die trägerfrequenztechnik*, Herzog, Goslar, Ger., pp. 192-219, 1955.
- [Saa 58] R. Saal, E. Ulbrich, „On the design of filters by synthesis“, IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-5, pp. 284-327, December 1958.

- [Saa 79] R. Saal, *Handbuch zum Filterentwurf*, Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AEG-Telefunken, 1979.
- [Sey 98] F. Seyfert, „Problèmes extrémaux dans les espaces de Hardy. Application à l'identification de filtres hyperfréquences à cavité couplées“, Ph.D. Thesis, Ecole des Mines de Paris, February 1998.
- [Sho 73] T. D. Shockley, C. F. Morris, „Computerized design and tuning of active filters“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-20, pp. 438-441, July 1973.
- [Sto 80] J. Stoer, R. Bulirsch, *Introduction to numerical analysis*, Berlin, Germany, Springer-Verlag, 1980.
- [Tha 77] H. L. Thal, „Loss mechanisms in coupled cavity filters“, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 415-418, June 1977.
- [Tha 78] H. L. Thal, „Computer-aided filter alignment and diagnosis“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, Vol. MTT-26, No. 12, December 1978.
- [Tim 00] Timmins, K. L. Wu, „An efficient systematic approach to model extraction for passive microwave circuits“, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-48, No. 9, pp. 1565-1573, September 2000.
- [Tri 78] T. N. Trick, A. A. Sakla, „A new algorithm for the fault analysis and tuning of analog circuits“, 1978 IEEE International Symposium on Circuits and Systems Proceedings, pp. 155-160, New York, NY, May 1978.
- [Ure 94] J. Ureel, N. Fache, D. De Zutter, P. Lagasse, „Adaptive frequency sampling of scattering parameters obtained by electromagnetic simulation“, IEEE Antennas and Propagation Society - International Symposium, Vol. 2, pp. 1162-1165, June 1994.
- [Val 60] M. E. Van Valkenburg, *Modern network synthesis*, John Wiley & Sons Inc., New York, 1960.
- [Wen 71] R. J. Wenzel, „Synthesis of combline and capacitively loaded interdigital bandpass filters of arbitrary bandwidth“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-19, No. 8, pp. 678-686, August 1971.
- [Wer 00] D. H. Werner and R. J. Allard, „The simultaneous interpolation of antenna radiation patterns in both the spatial and frequency domains using model-based parameter estimations“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, No. 3, pp. 383-392, March 2000.
- [Wil 70] A. E. Williams, „A four-cavity elliptic waveguide filter“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-18, No. 12, pp. 1109-1114, December 1970.
- [Wil 77] A. E. Williams, A. E. Atia, „Dual-mode canonical waveguide filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-25, No. 12, pp. 1021-1026, December 1977.

- [Wil 83] A. E. Williams, R. G. Egri, R. R. Johnson, „Automatic measurement of filter coupling parameters“, MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 418-420, Boston (Massachusetts), 1983.
- [Wil 84] A. E. Williams, W. G. Bush, R. R. Bonetti, „Predistortion technique for multicoupled resonator filters“, MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 290-291, 1984.
- [Wil 85] A. E. Williams, W. G. Bush, R. R. Bonetti, „Predistortion technique for multicoupled resonator filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, No. 5, pp. 402-407, May 1985.
- [Yu 84] M. Yu, Van Dokas, W. C. Tang, R. Cameron, „Novel adaptive predistortion technique for cross coupled filters“, MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 929-932, 2003.
- [Zha 00] Q. J. Zhang, K. C. Gupta, *Neural networks for RF and microwave design*, Boston, MA, Artech House, 2000.

Danksagung

Diese Arbeit wurde bei der Firma Tesat-Spacecom GmbH & Co.KG in Backnang durchgeführt und wurde an der Bergischen Universität Wuppertal akademisch betreut.

Seitens der Bergischen Universität danke ich sehr herzlich Herrn Professor Dr. H. Chaloupka für die Betreuung der Arbeit und für zahlreiche Diskussionen und Anregungen.

Herrn Professor Dr. V. Hansen danke ich für die Übernahme des Korreferats.

Seitens Tesat-Spacecom gilt mein Dank Herrn F.-J. Görtz für die Unterstützung und für die zahlreichen Ratschläge und Diskussionen. Ihm gilt mein Dank auch für die vorgeschlagenen Verbesserungen an der Dissertation.

Ich möchte mich auch bei Herrn Dr. T. Kässer für seine Hinweise und Hilfe bei der Fassung der Dissertation bedanken. Herrn H. Zeh danke ich für die Durchsicht dieser Arbeit. Herrn Dr. U. Banhardt gilt mein Dank für die Unterstützung bei der Entwicklung meiner Software.

Den Herren Dr. D. Schmitt, T. Wiesmann und M. Spinnler, welche in Folge Laborleiter der Abteilung Passive Produkte waren, danke ich für das Interesse an meiner Arbeit.

Schließlich möchte ich sehr herzlich meiner Frau Elena und meinem kleinen Sohn Leonardo danken. Meine Frau hat meine Schwierigkeiten geteilt und sie erleichtert. Mein Sohn hat mich einerseits abgelenkt, andererseits mir die Motivation gegeben, meine Arbeit ständig zu verbessern.