
Michael Viertel

NICHTMINIMALPHASIGE MIKROWELLENFILTER
UND EINGANGSMULTIPLEXER FÜR DIE
SATELLITENKOMMUNIKATION

Backnang, Juli 2003

NICHTMINIMALPHASIGE MIKROWELLENFILTER UND EINGANGSMULTIPLEXER FÜR DIE SATELLITENKOMMUNIKATION

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

von
Diplom-Ingenieur
Michael Viertel
aus Düsseldorf

Dissertation eingereicht am: 22.04.2003
Tag der mündlichen Prüfung: 18.07.2003
Referent: Prof. Dr.-Ing. H. Chaloupka
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. V. Hansen

Inhaltsverzeichnis

Einleitung	1
1 Entwurf von schmalbandigen Mikrowellenfiltern	2
1.1 Beschreibung von Mikrowellenfiltern	2
1.1.1 Betriebseigenschaften	2
1.1.2 Klassifizierung und Frequenztransformation	5
1.1.3 Minimalphasige Mikrowellenfilter	7
1.1.4 Nichtminimalphasige Mikrowellenfilter	9
1.2 Approximationsverfahren	10
1.2.1 Approximation minimalphasiger Mikrowellenfilter	11
1.2.2 Approximation nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter	12
1.3 Syntheseverfahren	15
1.3.1 Analytische Verfahren	17
1.3.2 Numerische Verfahren	19
1.3.3 Transformationsverfahren	21
1.4 Zusammenfassung von Kapitel 1	23
2 Mikrowellenfilter und Verteilnetzwerke in Satellitentranspondern	24
2.1 Architektur von Satellitentranspondern	24
2.2 Realisierungen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter	27
2.2.1 Realisierungen extern entzerrter Mikrowellenfilter	27
2.2.2 Realisierungen selbstentzerrender Mikrowellenfilter	29
2.3 Realisierungen von Verteilnetzwerken	31
2.4 Zusammenfassung von Kapitel 2	34
3 Übertragungsfunktionen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter	35
3.1 Optimierung der Gruppenlaufzeit selbstentzerrender Mikrowellenfilter . . .	35
3.1.1 Wahl der Optimierungsparameter	36
3.1.2 Definition der Fehlerfunktion	37
3.2 Entwürfe von selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern	41
3.2.1 Übertragungsfunktionen für kommerzielle Spezifikationen	41
3.2.2 Realisierbarkeit der Übertragungsfunktionen	46
3.2.3 Entwurf eines 12–kreisigen selbstentzerrenden Mikrowellenfilters . .	52
3.3 Vergleich von selbstentzerrenden mit extern entzerrten Mikrowellenfiltern .	55
3.4 Vergleich von 12– mit 16–kreisigen selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern .	58
3.5 Zusammenfassung von Kapitel 3	61

4 Entwurf, Aufbau und Charakterisierung selbstentzerrender Mikrowellenfilter in Dual-Mode Hohlleitertechnik	62
4.1 Dimensionierung von Hohlleiterfiltern	62
4.1.1 Rechteckförmige Hohlleiterzuleitungen	63
4.1.2 Zylindrische Hohlleiterresonatoren	63
4.1.3 Verkopplung von Hohlleiterresonatoren	67
4.1.4 Optimierung von Hohlleiterfiltern	70
4.2 Teststrukturen selbstentzerrender Mikrowellenfilter	72
4.2.1 Entwurf	72
4.2.2 Aufbau	74
4.2.3 Abgleich	78
4.2.4 Charakterisierung	80
4.3 Spezifikationsgerechtes selbstentzerrendes Mikrowellenfilter	83
4.3.1 Entwurf und Aufbau	83
4.3.2 Abgleich und Charakterisierung	85
4.3.3 Empfindlichkeitsanalyse	89
4.4 Zusammenfassung von Kapitel 4	90
5 Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines Eingangsmultiplexers mit selbstentzerrenden Filtern und Sammelschienen-Verteilnetzwerken	91
5.1 Sammelschienen-Verteilnetzwerke in Hohlleitertechnik	91
5.1.1 Entwurf von Sammelschienen-Verteilnetzwerken	91
5.1.2 Aufbau und Charakterisierung von non-contiguous Diplexern	94
5.2 Eingangsmultiplexer bestehend aus zwei non-contiguous Diplexern	97
5.2.1 Aufbau des Eingangsmultiplexers	97
5.2.2 Charakterisierung des Eingangsmultiplexers	99
5.2.3 Vergleich mit konventionellen Eingangsmultiplexern	101
5.3 Zusammenfassung von Kapitel 5	104
Zusammenfassung und Ausblick	105
Anhang	107
Abbildungsverzeichnis	108
Tabellenverzeichnis	110
Literatur	111
Danksagung	118

Einleitung

In der Satellitenkommunikation werden Transponder verwendet, deren grundlegende Aufgabe es ist, ein empfangenes Signal zu verstärken und in einer anderen Richtung wieder abzustrahlen. Da die derzeit zur Verfügung stehenden Hochleistungsverstärker nur einen begrenzten Linearitätsbereich aufweisen, ist es notwendig, das empfangene Frequenzband für die Verstärkung in einzelne Kanäle aufzuteilen. Die Trennung der Signale erfolgt bei den bisherigen in der Satellitenkommunikation eingesetzten Eingangsmultiplexern mit Filterzügen, die über eine Zirkulorkette zusammengeschaltet sind. Die Filterzüge ihrerseits werden entweder durch selbstentzerrende Filter oder mit extern entzerrten Filtern realisiert. Bei letzteren ist pro Filterzug in der Regel mindestens ein weiterer Zirkulator notwendig, der Filter und externen Entzerrer miteinander verbindet.

In dieser Arbeit wird ein neuartiges Konzept für Eingangsmultiplexer vorgestellt, bei dem selbstentzerrende Filter, ähnlich wie bei Ausgangsmultiplexern, über eine Sammelschiene miteinander verbunden werden. Somit kann vollständig auf die Verwendung von Zirkulatoren verzichtet werden. Dies ist vorteilhaft, da Zirkulatoren relativ hohe Verluste verursachen, eine große Masse besitzen und einen komplexen Aufbau haben, der sich nachteilig auf die Zuverlässigkeit des gesamten Systems auswirkt. Des Weiteren weisen sie einen Temperaturgang auf, der sich von dem der sonstigen verwendeten Komponenten unterscheidet und vor allem die Filtercharakteristik von extern entzerrten Filtern, die über einen großen Temperaturbereich betrieben werden, limitiert. Durch den Wegfall der Zirkulorkette werden außerdem alle Filterzüge gleichmäßig bedämpft. Ein weiterer Vorteil des neuen Konzepts ist, dass es mit allen derzeit in der Raumfahrt relevanten Filtertechnologien, wie beispielsweise Hohlleiterfiltern, dielektrischen Filtern sowie Mikrostreifenleitungsfiltern, realisierbar ist.

Die Verifikation des Konzepts erfolgt anhand eines Eingangsmultiplexers mit selbstentzerrenden Dual-Mode Hohlleiterfiltern für Frequenzen im Ka-Band (18 GHz bis 40 GHz). Anders als im C-Band (4 GHz bis 8 GHz) und im Ku-Band (12 GHz bis 18 GHz), in denen bereits dielektrische Filter wegen ihrer geringeren Masse sowie ihres geringeren Volumens Hohlleiterfilter abgelöst haben, ist der Einsatz von Hohlleiterfiltern im Ka-Band weiterhin sinnvoll. In diesem Frequenzbereich ist zum einen die Diskrepanz von Masse und Volumen im Vergleich zu dielektrischen Filtern nicht sehr groß und zum anderen sind bei diesen hohen Frequenzen dielektrische Filter aufgrund kleiner Abmessungen sehr empfindlich, was einen erheblichen Entwurfs- und Fertigungsaufwand erfordert. Letzteres zeigt sich darin, dass bis heute noch keine Standardlösungen für selbstentzerrende dielektrische Ka-Band Filter existieren. Dagegen erlaubt der Einsatz von Hohlleitertechnik, bewährte Entwurfsverfahren sowie bekannte und qualifizierte Technologien (Materialien, Aufbau- und Verbindungstechniken) ohne viel Entwicklungsaufwand auf andere Frequenzbereiche zu übertragen; im Ka-Band ist die Hohlleitertechnologie Stand der Technik.

Einige Grundlagen der Filtertheorie sowie Dimensionierungsverfahren für Mikrowellenfilter werden – soweit für das Verständnis dieser Arbeit notwendig – in Kapitel 1 behandelt. Anschließend werden in Kapitel 2 die Aufgaben von Satellitentranspondern erläutert sowie der derzeitige Stand der Technik von Verteilnetzwerken und Mikrowellenfiltern für Eingangsmultiplexer aufgezeigt. In Kapitel 3 werden Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Mikrowellenfilter bewertet, die die Anforderungen heutiger kommerzieller Spezifikationen für Eingangsmultiplexer erfüllen. Messergebnisse von selbstentzerrenden Filtern in Dual-Mode Hohlleitertechnik werden in Kapitel 4 vorgestellt. In Kapitel 5 wird der Entwurf von Eingangsmultiplexern erläutert und der zur Verifikation des oben genannten Konzepts realisierte Eingangsmultiplexer umfassend charakterisiert.

1 Entwurf von schmalbandigen Mikrowellenfiltern

In diesem Kapitel werden die für das weitere Verständnis dieser Arbeit benötigten Grundlagen der Filtertheorie erläutert (Kapitel 1.1). Der Entwurf von Mikrowellenfiltern, der sich in Approximation (Kapitel 1.2) und Synthese (Kapitel 1.3) aufteilt, wird beschrieben, und es werden Dimensionierungsverfahren angegeben, die speziell auf die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten selbstentzerrenden Mikrowellenfilter ausgerichtet sind. Obwohl in der Hochfrequenztechnik zumeist Filter aus gekoppelten Resonatoren, d.h. verteilten Elementen, verwendet werden, wird hier auf die Theorie von Reaktanzfiltern zurückgegriffen. Der Grund dafür ist, dass die Synthese von Filtern aus verteilten Elementen im Gegensatz zu der von Reaktanzfiltern deutlich komplexer und in manchen Fällen nicht exakt möglich ist, während für Reaktanzfilter bereits umfangreiche analytische sowie numerische Verfahren existieren. Der Übergang auf Filter aus verteilten Elementen darf näherungsweise unter den auf Seite 15 genannten Voraussetzungen erfolgen. Falls nicht ausdrücklich erwähnt, beziehen sich alle Aussagen und vorgestellten Verfahren in diesem Kapitel auf Reaktanzfilter. Es sei bereits an dieser Stelle vorweggenommen, dass der Entwurf von Mikrowellenbandpässen im so genannten äquivalenten Tiefpassbereich durchgeführt wird, wobei der Übergang zwischen Tiefpassbereich und Bandpassbereich über eine einfache Frequenztransformation erfolgt.

1.1 Beschreibung von Mikrowellenfiltern

1.1.1 Betriebseigenschaften

Das Betriebsverhalten von linearen Mikrowellennetzwerken unter Einbeziehung der äußeren Beschaltung wird vollständig durch die Streumatrix \mathbf{S} beschrieben, deren komplexe Koeffizienten

$$S_{nm} = |S_{nm}| \exp(j\varphi_{nm}) \quad (1)$$

als Streuparameter bezeichnet werden. Das in Abbildung 1 dargestellte Zweitor wird eingangsseitig von einer Quelle mit der Spannung U_q und dem Innenwiderstand R_1 gespeist und ist ausgangsseitig mit dem reellen Lastwiderstand R_2 abgeschlossen. Spannungen und Ströme sind komplexe Größen, die von der komplexen Frequenz $s = \sigma + j\omega$ abhängig sind; physikalische Größen erhält man durch den Übergang auf $s = j\omega$, wobei $\omega = 2\pi f$ gilt und f die technische Frequenz ist.

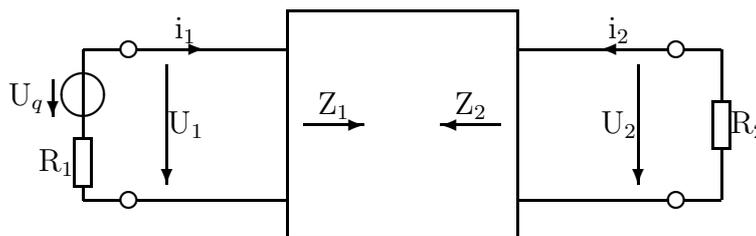


Abbildung 1: Beidseitig abgeschlossenes Zweitor.

Die maximal verfügbare Wirkleistung der Quelle ist $P_{max} = |U_q|^2 / 4R_1$, der Term $|U_q|^2 / R_1$ gibt hierin die Quellenleistung im Kurzschlussfall an. Mit $P_2 = |U_2|^2 / R_2$ als die an der Last abgegebene Wirkleistung folgt für das Verhältnis von maximal verfügbarer Leistung zu abgegebener Leistung:

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

Nachrichtentechnische Systeme werden üblicherweise im Punkt der Leistungsanpassung betrieben. In diesem gilt $R_1 = R_2$, womit das Verhältnis von maximal verfügbarer Leistung zu abgegebener Leistung nur noch von dem Verhältnis von Quellenspannung zur Spannung am Verbraucher abhängig ist.

Unter der Voraussetzung, dass alle anderen Tore des Netzwerks abgeschlossen sind, sind die als Transmittanzen oder auch Betriebsübertragungsfaktoren bezeichneten Parameter S_{nm} ($n \neq m$) der Streumatrix ein Maß für die von Tor m nach Tor n übertragene Leistung. Für die vom Eingang zum Ausgang eines Zweitores transmittierte Leistung, die durch das Verhältnis der Quellenspannung zur Spannung am Verbraucher ausgedrückt wird, gilt (vgl. beispielsweise [Has86]):

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

Die Parameter S_{mm} der Streumatrix, die als Reflektanzen oder auch Reflexionsfaktoren bezeichnet werden, beschreiben die an Tor m reflektierte Leistung. Für den Eingangsreflexionsfaktor gilt, wenn das Zweitor die Eingangsimpedanz Z_1 hat und eingangsseitig mit dem Widerstand R_1 abgeschlossen ist:

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

Im Fall der Leistungsanpassung ist $Z_1 = R_1$. Der Ausgangsreflexionsfaktor des Zweitores S_{22} ergibt sich analog zu Gleichung 4 aus der Impedanz Z_2 und dem Abschlusswiderstand R_2 . Üblicherweise werden die Beträge der Streuparameter logarithmisch dargestellt oder mit umgekehrten Vorzeichen als Betriebsdämpfung

$$\frac{a_t}{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{1}{S_{21}} \right| \quad (5)$$

bzw. analog als Reflexionsdämpfung

$$\frac{a_r}{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{1}{S_{11}} \right| \quad (6)$$

definiert.

Für die Beträge der Streuparameter eines verlustlosen Zweitores gilt:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (7)$$

$$|S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 . \quad (8)$$

Ist ein Mehrtor reziprok, so gilt $\mathbf{S} = \mathbf{S}^T$, d.h. $S_{nm} = S_{mn}$ ($n \neq m$). Die Streumatrix eines reziproken und verlustlosen Zweitores ist symmetrisch und unitär, woraus die Bedingungen

$$|S_{11}|^2 = |S_{22}|^2 = 1 - |S_{12}|^2 \quad \text{und} \quad (9)$$

$$\varphi_{11} = 2\varphi_{12} - \varphi_{22} - \pi \pm 2n\pi \quad (10)$$

an die Beträge bzw. Phasen der Streuparameter folgen. In obiger Gleichung ist n eine natürliche Zahl.

Eine aus den Streuparametern abgeleitete Größe ist die Gruppenlaufzeit, die durch

$$\tau(\omega) = -\frac{d}{d\omega} \varphi_{21} \quad (11)$$

definiert und für verlustlose Zweitore immer eine positive Funktion von ω ist. Sie drückt aus, welche Zeit die Einhüllende eines schmalbandigen Signals benötigt, um ein Zweitor zu passieren. Unter den Voraussetzungen, dass keine Verzerrung der Amplitude des Eingangssignals auftritt und dass der Ausdruck $d\varphi_{21}/d\omega$ konstant über der Frequenz ist, ist das Ausgangssignal eine exakte zeitverzögerte Abbildung des Eingangssignals, was für die in diesem Kapitel betrachteten Reaktanzweitore nicht zutrifft.

Bei der Entwicklung der in dieser Arbeit vorgestellten Filter aus Dual-Mode Hohlleitertechnik wird, wie bereits erwähnt, auf Syntheseverfahren für Reaktanzfilter, d.h. Reaktanzweitore, zurückgegriffen. In diesem Fall sind die Übertragungsfunktion $H(s)$ und die charakteristische Funktion $K(s)$, die durch

$$H(s) = \frac{1}{S_{21}(s)} \quad \text{bzw.} \quad (12)$$

$$K(s) = S_{11}(s) \cdot H(s) \quad (13)$$

definiert sind, sowie die Eingangs- und Ausgangsreflexionsfaktoren $S_{11}(s)$ und $S_{22}(s)$ rationale Funktionen. Diese können durch die drei Polynome $p(s)$, $f(s)$ und $e(s)$ sowie durch die drei Konstanten C_{ep} , C_{fp} und C_{fe} ausgedrückt werden. Es gilt:

$$H(s) = C_{ep} \cdot \frac{e(s)}{p(s)} \quad \text{und} \quad (14)$$

$$K(s) = C_{fp} \cdot \frac{f(s)}{p(s)} \quad (15)$$

sowie $S_{11}(s) = C_{fe} \cdot f(s)/e(s)$ und $S_{22}(s) = -C_{fe} \cdot K(-s)/H(s)$. Der Zusammenhang der Polynome ist über die Feldtkellergleichung gegeben:

$$e(s)e(-s) = p(s)p(-s) + f(s)f(-s) \quad . \quad (16)$$

Der Grad von $e(s)$ ist somit immer größer oder gleich dem Grad der Polynome $p(s)$ und $f(s)$. Des Weiteren sind die Konstanten C_{ep} und C_{fe} so zu wählen, dass die Feldtkellergleichung für verlustlose Zweitore für alle $s = j\omega$ erfüllt ist. (Für die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Reaktanzbandpässe ist C_{fe} gleich eins.) Die dritte Konstante erhält man über die Beziehung $C_{fp} = C_{ep} \cdot C_{fe}$.

Aus Gründen der Stabilität muss $e(s)$ ein Hurwitzpolynom sein, womit alle Nullstellen von $e(s)$ in der linken s-Halbebene liegen. Des Weiteren müssen die Nullstellen von $p(s)$ symmetrisch zur imaginären Achse platziert werden, damit gewährleistet ist, dass das Zähler- und Nennerpolynom von $K(s)$ für $s = j\omega$ rein reelle Koeffizienten hat. Im allgemeinen Fall sind die Koeffizienten von $e(s)$ komplex, und diejenigen von $p(s)$ und $f(s)$ sind für gerade Potenzen rein reell bzw. für ungerade Potenzen rein imaginär. Der Grad von $e(s)$ bzw. $f(s)$ entspricht dem Filtergrad N und der Grad von $p(s)$ der Anzahl der im Endlichen liegenden Nullstellen von $p(s)$ [Cam99].

Die drei Polynome $p(s)$, $e(s)$ und $f(s)$ können per Definition durch die Produktdarstellungen

$$p(s) = \prod_i (s - s_i^{(p)}) \quad (17)$$

$$e(s) = \prod_j (s - s_j^{(e)}) \quad (18)$$

$$f(s) = \prod_k (s - s_k^{(f)}) \quad (19)$$

beschrieben werden, wobei $s_i^{(p)}$ die Nullstellen von $p(s)$, $s_j^{(e)}$ die Nullstellen von $e(s)$ und $s_k^{(f)}$ die Nullstellen von $f(s)$ sind.

Wenn $s = \sigma_j^{(e)} + j\omega_j^{(e)}$ die Nullstellen des Polynoms $e(s)$ und $s = \sigma_i^{(p)} + j\omega_i^{(p)}$ die Nullstellen des Polynoms $p(s)$ sind, dann erhält man folgenden Ausdruck der Gruppenlaufzeit für $s = j\omega$ [Has86]:

$$\tau(\omega) = \sum_j \frac{\sigma_j^{(e)}}{(\sigma_j^{(e)})^2 + (\omega - \omega_j^{(e)})^2} - \sum_i \frac{\sigma_i^{(p)}}{(\sigma_i^{(p)})^2 + (\omega - \omega_i^{(p)})^2} \quad (20)$$

Für eine computergestützte Berechnung der Gruppenlaufzeit ist die Gleichung 20 der Gleichung 11 vorzuziehen, da die Berechnung der Gruppenlaufzeit direkt aus den Nullstellen der Polynome $e(s)$ sowie $p(s)$ und nicht aus der Ableitung der Phase nach der Frequenz erfolgt und somit unabhängig von einer zu wählenden endlichen Schrittweite $\Delta\omega$ ist, wodurch numerische Ungenauigkeiten vermieden werden. Des Weiteren liefert $p(s)$ für die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Filter keinen Anteil zur Gruppenlaufzeit, da bei der Approximation und der Synthese Verlustlosigkeit vorausgesetzt wird.

1.1.2 Klassifizierung und Frequenztransformation

Die Übertragungscharakteristik eines idealen Filters zeichnet sich durch eine konstante Dämpfung und eine konstante Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich sowie einer unendlich hohen Dämpfung im Sperrbereich aus. Somit werden die Frequenzen, die im Durchlassbereich eines Filters liegen, übertragen und diejenigen, die sich im Sperrbereich befinden, reflektiert. Da die Übertragungscharakteristik eines Reaktanzfilters von der eines idealen Filters abweicht, ist es notwendig, neben dem Durchlassbereich und dem Sperrbereich noch den so genannten Übergangsbereich zu definieren, der zwischen Durchlass- und Sperrbereich liegt. Prinzipiell gilt, dass je kleiner der Übergangsbereich und je größer die geforderte

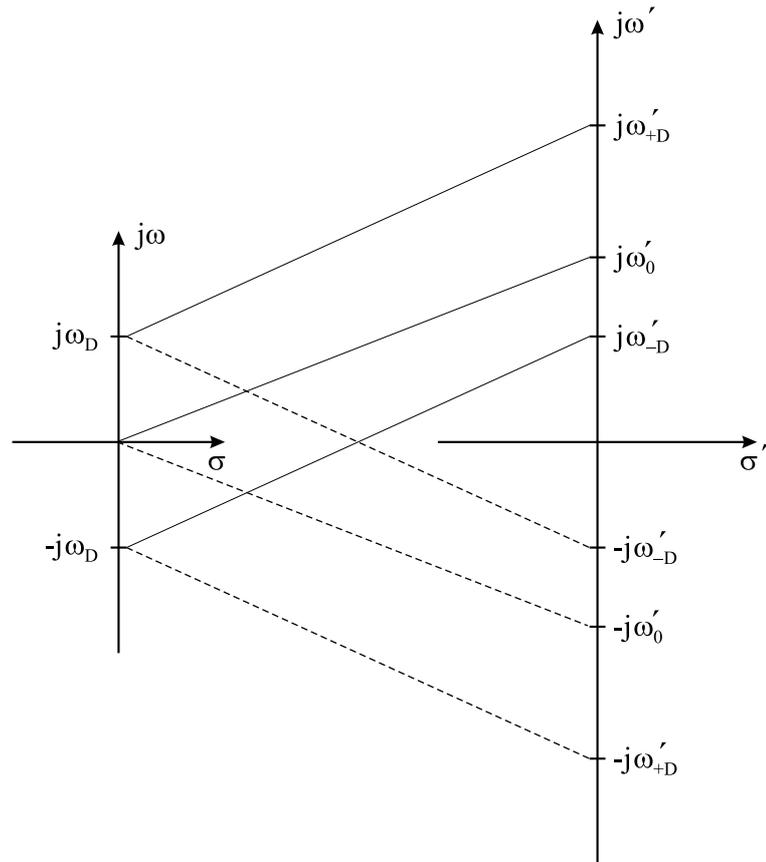


Abbildung 2: Übergang zwischen Tiefpassbereich (links) und Bandpassbereich (rechts).

Reflexionsdämpfung eines Filters ist, der Filtergrad sowie die Anzahl der Überkopplungen, d.h. der Grad von $e(s)$ bzw. die Anzahl der im Endlichen liegenden Nullstellen von $p(s)$, zunehmen, womit sich gleichzeitig auch der Realisierungsaufwand vergrößert. Die Transmittanz im Durchlassbereich eines Filters wird häufig auch als Einfügedämpfung und die Transmittanz im Sperrbereich als Außerbanddämpfung bezeichnet. Der Ausdruck Anpassung bezieht sich auf die Reflektanz im Sperrbereich.

Je nachdem wie Durchlassbereiche, Sperrbereiche und Übergangsbereiche zueinander angeordnet sind, unterscheidet man zwischen Tiefpassfilter, Hochpassfilter, Bandpassfilter und Bandstoppfilter. Die folgenden Ausführungen beschränken sich allerdings auf Tiefpassfilter und Bandpassfilter, da ausschließlich diese Filterklassen für das weitere Verständnis der Arbeit relevant sind. Bei Tiefpassfiltern liegt das Durchlassband im Frequenzbereich $[0; \omega_D]$, wobei ω_D die Durchlassgrenzfrequenz des Tiefpasses ist. Als Sperrbereich ist der Frequenzbereich $[\omega_S; \infty]$ definiert und es gilt $\omega_D < \omega_S$. Im Gegensatz zu Tiefpassfiltern haben Bandpassfilter einen Durchlassbereich, der durch einen unteren und einen oberen Sperrbereich begrenzt ist und somit zwischen einer unteren Durchlassgrenzfrequenz ω'_{-D} und einer oberen Durchlassgrenzfrequenz ω'_{+D} , d.h. im Bereich $[\omega'_{-D}; \omega'_{+D}]$ liegt. Wird die Grenzfrequenz des unteren Sperrbereiches mit ω'_{-S} und die des oberen Sperrbereiches mit ω'_{+S} bezeichnet, so sind die Sperrbereiche für die Intervalle $[0; \omega'_{-S}]$ bzw. $[\omega'_{+S}; \infty]$ definiert, wobei $\omega'_{-S} < \omega'_{-D}$ und $\omega'_{+D} < \omega'_{+S}$ gilt.

Der Entwurf von Bandpassfiltern erfolgt klassischerweise im Tiefpassbereich. In der Regel werden hierbei die Frequenzen auf die Durchlassgrenzfrequenz ω_D normiert, weswegen man in diesem Fall auch vom normierten Tiefpassbereich spricht. Der Übergang auf den

Bandpassbereich erfolgt, indem man die jeweilige Tiefpassfunktion auf der negativen $j\omega$ -Achse fortsetzt und die Frequenztransformation

$$\omega' = \frac{1}{2} \omega \Delta\omega' \pm \frac{1}{2} \sqrt{(\omega \Delta\omega')^2 + (2\omega_0')^2} \quad (21)$$

anwendet. In dieser Gleichung ist ω die normierte Tiefpassfrequenz, ω' die Bandpassfrequenz, ω_0' die Mittenfrequenz des Bandpasses sowie $\Delta\omega' = \omega'_{+D} - \omega'_{-D}$ die Durchlassbandbreite des Bandpasses. Durch den Charakter der Frequenztransformation wird jeder Frequenzpunkt des Tiefpassbereiches sowohl auf die positive als auch auf die negative $j\omega$ -Achse abgebildet (vgl. Abbildung 2), weswegen sich auch die Pol- und Nullstellen im Bandpassbereich verdoppeln. Die aus dem Entwurf von diesen Reaktanztiefpässen erhaltenen Bandpässe sind zwangsläufig symmetrisch in dem Sinn, dass für jeden Frequenzpunkt ω'_1 ein weiterer Punkt ω'_2 existiert, so dass gilt:

$$\omega'_1 \omega'_2 = \omega_0'^2 \quad (22)$$

$$S_{21}(\omega'_1) = S_{21}(\omega'_2) \quad . \quad (23)$$

Speziell für die in dieser Arbeit entworfenen Bandpassfilter soll es jedoch möglich sein, diese Symmetrie aufzugeben, um beispielsweise eine Schräglage der Gruppenlaufzeit – wie sie etwa bei breitbandigen oder dielektrischen Filtern auftritt – beim Filterentwurf zu berücksichtigen (vgl. Kapitel 3.1). Aus diesem Grund wird der Entwurf im so genannten äquivalenten Tiefpassbereich durchgeführt, was bedeutet, dass auch negative Frequenzen beim Filterentwurf berücksichtigt werden und folglich die Symmetrie bezüglich der reellen Achse aufgegeben werden kann. Der Übergang auf den Bandpassbereich erfolgt auch für diesen Fall mit der in Gleichung 21 angegebenen Frequenztransformation. Des Weiteren wird – wie beim Entwurf von Tiefpassfiltern – die Frequenzachse auf die Durchlassgrenzfrequenz normiert, was den Vorteil hat, dass ausgehend von einem äquivalentem Tiefpass Bandpässe beliebiger Mittenfrequenzen sowie Bandbreiten entworfen werden können.

1.1.3 Minimalphasige Mikrowellenfilter

Nach Definition besitzt die Betriebsübertragungsfunktion eines stabilen minimalphasigen Systems keine Null- und Polstellen in der rechten s -Halbebene [Rho76].

Somit gilt:

$$S_{21}(s) = \frac{p(s)}{e(s)} \quad \text{mit} \quad p(s) \neq 0, \quad e(s) \neq 0 \quad \text{für} \quad \text{Re}(s) > 0 \quad . \quad (24)$$

Der Begriff „minimalphasig“ begründet sich darin, dass der Phasengang von $\arg(S_{21})$ minimal über den Bereich $-\infty \leq \omega \leq \infty$ für ein gegebenes $|S_{21}(j\omega)|$ ist.

Das Polynom $e(s)$ ist ein Hurwitzpolynom, da dessen Nullstellen aus Stabilitätsgründen in der linken s -Halbebene liegen müssen. Die Nullstellen des Polynoms $p(s)$ müssen alle auf der imaginären Achse oder im Unendlichen platziert werden, damit die in Kapitel 1.1.1 genannten Bedingungen für die Koeffizienten von $p(s)$ erfüllt werden. Ein weiteres charakteristisches Merkmal minimalphasiger Systeme ist, dass ein eindeutiger Zusammenhang zwischen Betrag und Phase dieser Systeme besteht, der über die Hilberttransformation gegeben ist [Rho76].

In Abbildung 3 (oben links) ist die Pol- und Nullstellenverteilung eines minimalphasigen Bandpassfilters im normierten, äquivalenten Tiefpassbereich dargestellt. Bei diesem Beispiel handelt es sich um ein achtkreisiges quasi-elliptisches Filter mit zwei Nullstellenpaaren von S_{21} auf der imaginären Achse.

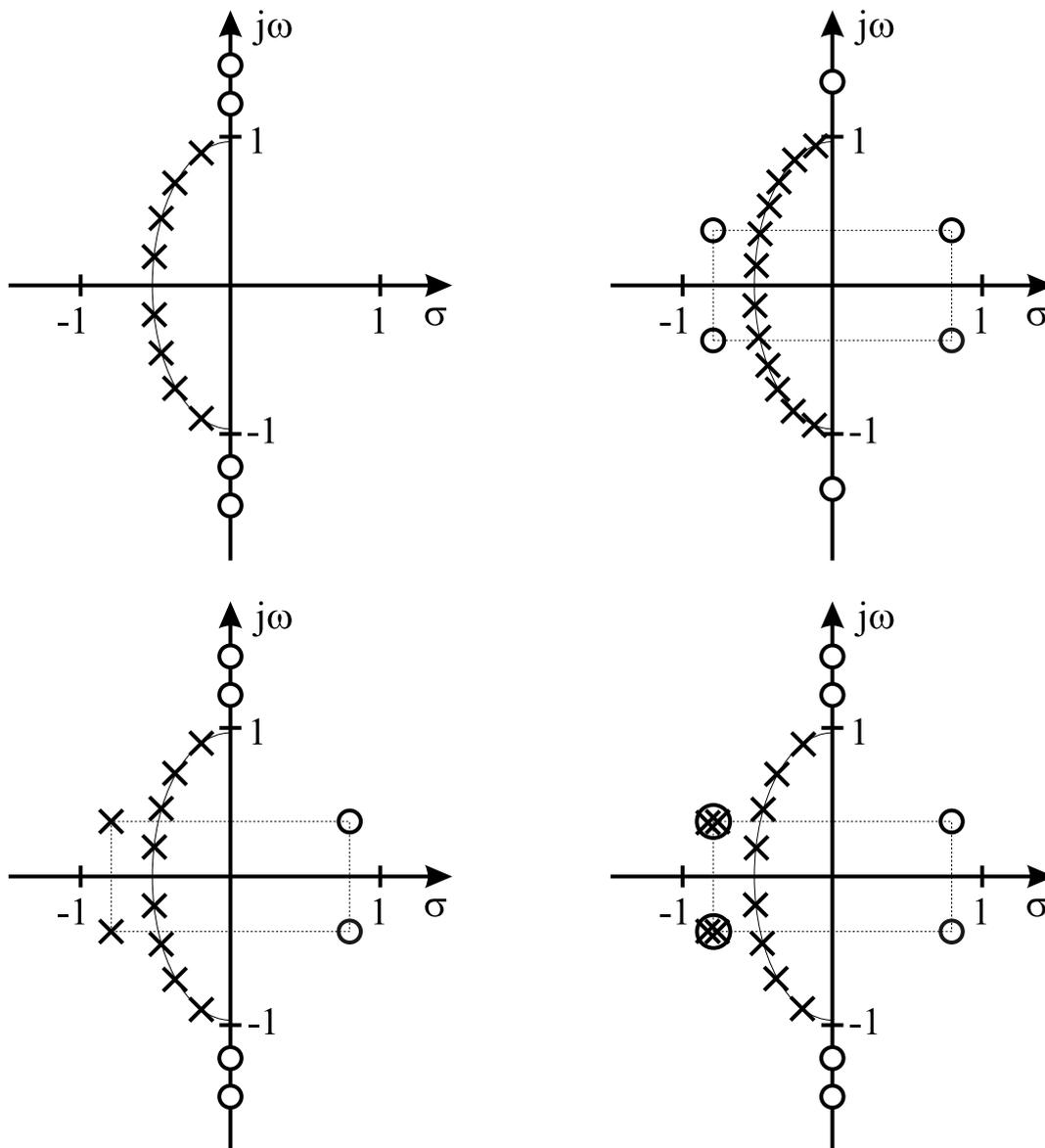


Abbildung 3: Verteilung der Polstellen (x) und Nullstellen (o) von $S_{21}(s)$ im normierten, äquivalenten Tiefpassbereich. Oben links: minimalphasiges Filter, oben rechts: selbstentzerrendes Filter, unten links: extern entzerrtes Filter, unten rechts: selbstentzerrendes allpasshaltiges Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

1.1.4 Nichtminimalphasige Mikrowellenfilter

Im Gegensatz zu minimalphasigen Filtern besitzen nichtminimalphasige Filter neben den eventuell vorhandenen rein imaginären Nullstellen von $p(s)$ auch solche mit nicht verschwindendem Realteil. Durch diese Nullstellen ist es möglich, Anforderungen an die Phase der Betriebsübertragungsfunktion zu erfüllen. Daher werden sie in der Regel so gelegt, dass die Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich eines Filters geglättet wird. Im Folgenden werden drei verschiedene Arten von nichtminimalphasigen Filtern unterschieden, die als *selbstentzerrende Filter*, *extern entzerrte Filter* und *selbstentzerrende allpasshaltige Filter* bezeichnet werden; allen gemeinsam ist, dass sie Nullstellen von $p(s)$ in der rechten s -Halbebene besitzen. Sollen diese Filter als Schaltungen mit Überkopplungen, d.h. der Verkopplung von nicht benachbarten Resonatoren, realisiert werden, so ist eine notwendige Bedingung hierfür, dass die Nullstellen von $p(s)$ symmetrisch zur imaginären Achse liegen.

Selbstentzerrende Filter Die Nullstellen von $p(s)$ mit nicht verschwindendem Realteil treten bei dieser Art von Filtern symmetrisch zur imaginären Achse auf, womit die Filterfunktion als Schaltung mit Überkopplungen realisiert werden kann. Bei Filtern mit symmetrischer Übertragungscharakteristik (bezogen auf die Mittenfrequenz f_0 des Filters) liegen diese Nullstellen entweder als Paare auf der reellen Achse ($s = \pm\sigma_i^{(p)}$) oder als Quadrupel in der komplexen Ebene ($s = \pm\sigma_i^{(p)} \pm j\omega_i^{(p)}$); bei Filtern mit asymmetrischer Übertragungscharakteristik tritt diese Symmetrie der Nullstellen mit nicht verschwindendem Realteil von $p(s)$ zur reellen Achse nicht mehr auf; für deren Lage gilt $s = \pm\sigma_i^{(p)} + j\omega_i^{(p)}$.

Das Pol- und Nullstellenschema eines zwölfkreisigen selbstentzerrenden Bandpassfilters mit symmetrischer Übertragungscharakteristik, das ein Dämpfungspolpaar und ein komplexes Quadrupel besitzt, wird in Abbildung 3 (rechts oben) im normierten, äquivalenten Tiefpassbereich gezeigt.

Extern entzerrte Filter Die Pol- und Nullstellenverteilungen extern entzerrter Filter setzen sich aus denen von minimalphasigen Filtern (siehe Kapitel 1.1.3) und denen von Allpassgliedern zusammen. Die Nullstellen von $p(s)$ mit $\text{Re}(s) > 0$ können somit eindeutig letzteren zugeordnet werden. Allpassglieder beeinflussen nur die Phase der Gesamtübertragungsfunktion H_{ges} eines extern entzerrten Filters, nicht aber dessen Amplitude. Die Gesamtübertragungsfunktion ergibt sich multiplikativ aus der Übertragungsfunktion eines minimalphasigen Filters H_{min} und der eines Allpassgliedes H_{all} :

$$H_{ges} = H_{min} \cdot H_{all} \quad . \quad (25)$$

Ein Allpassglied wird durch die Funktion

$$H_{all} = \frac{h(-s)}{h(s)} \quad \text{mit} \quad h(s) = \prod_i (s + \sigma_i) \cdot \prod_j (s^2 + 2\sigma_j s + |\omega_j|^2) \quad (26)$$

beschrieben, wobei $h(s)$ ein Hurwitzpolynom ist. Zu jeder Nullstelle eines Allpassgliedes in der rechten s -Halbebene existiert somit eine an der imaginären Achse gespiegelte Polstelle in der linken s -Halbebene. Die Pol- und Nullstellenpaare treten in Quadrupeln zur reellen Achse auf oder sind direkt auf dieser platziert. Da die Nullstellen von $p(s)$ der Gesamtübertragungsfunktion somit nicht symmetrisch zur imaginären Achse liegen, können extern entzerrte Filter nicht als Schaltungen mit Überkopplungen realisiert werden.

Das Pol- und Nullstellenschema eines extern entzerrten achtkreisigen Bandpassfilters mit zwei Dämpfungspolpaaren und einem Allpassglied zweiter Ordnung ist in Abbildung 3 (unten links) im normierten, äquivalenten Tiefpassbereich dargestellt.

Selbstentzerrende allpasshaltige Filter Als selbstentzerrende allpasshaltige Filter werden in dieser Arbeit solche Filter bezeichnet, die die Übertragungscharakteristik extern entzerrter Filter als Schaltungen mit Überkopplungen realisieren. Hierzu ist es notwendig, die Pol- und Nullstellenverteilung extern entzerrter Filter so zu ergänzen, dass das Polynom $p(s)$ symmetrisch zur imaginären Achse ist, sich jedoch Amplituden- und Phasengang der Übertragungsfunktion nicht ändern. Folgende Schritte müssen durchgeführt werden:

- Zuerst werden die dem Allpassglied zuzuordnenden Nullstellen mit positivem Realteil des extern entzerrten Filters an der imaginären Achse gespiegelt.
- Damit die hinzugefügten Nullstellen mit negativem Realteil keinen Einfluss auf die Übertragungsfunktion des Filters haben, müssen diese durch Hinzufügen von Nullstellen von $e(s)$ an gleicher Stelle kompensiert werden. Für jede Nullstelle von $p(s)$ mit positivem Realteil $s = \sigma_i^{(p)} \pm j\omega_i^{(p)}$ des extern entzerrten Filters muss die Übertragungsfunktion somit um den Faktor $(s + \sigma_i^{(p)} \pm j\omega_i^{(p)}) / (s + \sigma_i^{(p)} \pm j\omega_i^{(p)})$ erweitert werden, der nicht gekürzt werden darf.
- Sind zwei der drei Polynome von Reaktanzzeigern bekannt, lässt sich das fehlende eindeutig über die Feldtkellergleichung ermitteln. Für den hier vorliegenden Fall folgt, dass auch das Polynom $f(s)$ um den Faktor $(s + \sigma_i^{(p)} \pm j\omega_i^{(p)})$ für jede Nullstelle von $p(s)$ mit positivem Realteil ergänzt werden muss.

Da sich der Grad eines Filters aus der Anzahl der Nullstellen von $e(s)$ ergibt, entspricht jede an der imaginären Achse gespiegelte Nullstelle von $p(s)$ einer Erhöhung des Filtergrades um eins. Soll die in Abbildung 3 (unten links) dargestellte Pol- und Nullstellenverteilung eines extern entzerrten Filters, das sich bekanntermaßen aus einem achtkreisigen minimalphasigen Filter mit zwei Dämpfungspolpaaren sowie einem zweistufigem Entzerrer zusammensetzt, als Schaltung mit Überkopplungen realisiert werden, so ist hierfür ein Filter vom Grad zwölf notwendig; das zugehörige Pol- und Nullstellenschema wird in Abbildung 3 (unten rechts) gezeigt.

1.2 Approximationsverfahren

Bei der Approximation werden die Streuparameter bezüglich der ihnen vorgegebenen Grenzen, der so genannten Filterspezifikationen, derart bestimmt, dass sie diese bestmöglich – bei minimalem Grad des Filters – erfüllen. Hierbei werden entweder fixe obere und untere Grenzen definiert oder es wird eine maximal zulässige Variation vorgegeben, innerhalb der die entsprechenden Filterfunktionen liegen müssen. Zur Approximation wird oft die charakteristische Funktion verwendet, da an diese weniger Anforderungen als an die Übertragungsfunktion gestellt werden. Das Ergebnis der Approximation sind die Nullstellen bzw. Koeffizienten der ein Reaktanzzeiger beschreibenden Polynome $p(s)$, $e(s)$ und $f(s)$. Des Weiteren können bereits bei der Approximation Effekte, die bei der Realisierung eines Filters auftreten, mit berücksichtigt werden. Zu nennen wären beispielsweise Dispersions- und Cutoff-Effekte.

1.2.1 Approximation minimalphasiger Mikrowellenfilter

Weil bei der Approximation minimalphasiger Filter die Betriebsdämpfung an ein vorgegebenes Toleranzschema angepasst wird, können die Anforderungen an die Phase nicht gleichzeitig mit berücksichtigt werden. Die Approximation minimalphasiger Mikrowellenfilter kann in den meisten Fällen analytisch, auf jeden Fall aber numerisch, d.h. durch Optimierung, erfolgen. Letztere Möglichkeit lässt eine bessere Anpassung an vorgegebene Toleranzschemata zu. Des Weiteren sind diese Filter in umfangreichen Tabellenwerken katalogisiert. Im Folgenden sollen einige Standardapproximationen minimalphasiger Filter, die sich im Wesentlichen durch den Verlauf der Einfügedämpfung und durch ihr Außenbandverhalten unterscheiden, kurz erläutert werden.

Bessel–Filter Bei Bessel–Filtern ist der Gruppenlaufzeitverlauf im normierten Tiefpassbereich für die Kreisfrequenz $\omega = 0$ maximal flach und verläuft mit zunehmender Frequenz asymptotisch gegen Null. Alle Nullstellen von $p(s)$ liegen im Unendlichen, d.h. es gilt $p(s) \equiv 1$.

Butterworth–Filter Bei Butterworth–Filtern liegen alle Nullstellen von $p(s)$ im Unendlichen. Im normierten Tiefpassbereich ist der Dämpfungsverlauf für die Kreisfrequenz $\omega = 0$ maximal flach und steigt mit zunehmenden Frequenzen monoton an.

Tschebyscheff–Filter Der Verlauf der Einfügedämpfung von Tschebyscheff–Filtern im Durchlassbereich hat eine gleichmäßige Welligkeit. Maxima und Minima der Einfügedämpfung liegen somit jeweils auf gleicher Höhe und der Verlauf der Einfügedämpfung entspricht für ein Filter vom Grad N dem Verlauf eines Tschebyscheff–Polynoms des gleichen Grades. Der Dämpfungsverlauf im Außenband nimmt mit steigender Frequenz monoton zu; alle Nullstellen von $p(s)$ liegen daher im Unendlichen. Des Weiteren besitzen Filter mit einer gleichmäßigen Welligkeit der Einfügedämpfung – bei vorgegebener Anzahl und Lage der Pole – stets eine maximale Dämpfung im Sperrbereich [Pap57].

Elliptische– und quasi–elliptische Filter Die Selektivität von Tschebyscheff–Filtern kann vergrößert werden, indem Nullstellen von $p(s)$ aus dem Unendlichen geholt und bei endlichen Frequenzen platziert werden. Werden $(N - 2)$ Nullstellen von $p(s)$ bei einem Bandpassfilter vom Grad N im Endlichen platziert, spricht man von einem elliptischen Filter, werden weniger als $(N - 2)$ Nullstellen ins Endliche gelegt, von einem quasi–elliptischen Filter. Liegen die Nullstellen von $p(s)$, $f(s)$ und $e(s)$ symmetrisch zur reellen Achse, so zeigt das Filter eine symmetrische Übertragungscharakteristik. Da jedoch oft ein asymmetrisches Außenbandverhalten von Bandpassfiltern gefordert wird, ist es zweckmäßig, die symmetrische Lage der Nullstellen aufzugeben. Die Approximation von Filtern, deren Toleranzschema unterschiedliche Anforderungen an die rechte und linke Filterflanke stellt, führt in der Regel dann zum geringsten Filtergrad und somit minimalsten Realisierungsaufwand, wenn die auf der imaginären Achse liegenden Transmissionsnullstellen (Dämpfungspole) asymmetrisch bezüglich der reellen Achse platziert werden.

Alle in diesem Abschnitt genannten Filter erfüllen nicht gleichzeitig die Anforderungen an Selektivität und Ebenheit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband wie sie von heutigen kommerziellen Spezifikationen für Eingangsmultiplexer gefordert werden. Um diesen Spezifikationen gerecht zu werden, müssen entweder extern entzerrte Filter oder selbstentzerrende Filter verwendet werden.

1.2.2 Approximation nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter

In diesem Abschnitt wird die Approximation laufzeitgeebneter Filter beschrieben, wobei der Schwerpunkt auf selbstentzerrenden Filtern liegt. Es wird ein kurzer Überblick über die Entwicklung laufzeitgeebneter Filter hin zu selbstentzerrenden Filtern gegeben und ein Verfahren beschrieben, das die Approximation selbstentzerrender Filter in allgemeiner Form erlaubt; die Vorteile dieses Verfahrens werden herausgearbeitet.

Die Approximation extern entzerrter Filter wird nicht weiter behandelt, da deren Einsatz in Eingangsmultiplexern von Satellitentranspondern aus den in Kapitel 2.2.1 genannten Gründe vermieden wird. Es sei an dieser Stelle nur erwähnt, dass die Approximation extern entzerrter Filter getrennt nach Betrag und Phase durchgeführt wird. In der Regel werden hierbei zunächst die Anforderungen an den Dämpfungsverlauf realisiert und unter Berücksichtigung der sich daraus ergebenden Pol- und Nullstellenverteilung des minimalphasigen Filters nachfolgend die Nullstellen des Allpassgliedes derart angeordnet, dass zusätzlich die Anforderungen an die Phase erfüllt werden.

Durch die kommerzielle Nutzung von Satelliten ab Mitte der sechziger Jahre wuchs das Interesse an selbstentzerrenden Filtern, da aus Kostengründen eine effektive Ausnutzung der vorhandenen Bandbreiten angestrebt wurde. Die Forderungen an die Charakteristik solcher Filter sind im einzelnen: eine hohe Außerbanddämpfung, eine geringe Einfügedämpfung, eine gute Anpassung sowie eine ebene Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich; des Weiteren sollen Masse und Volumen dieser Filter möglichst gering sein.

Die ersten Arbeiten [Ied63, Car66, Abe67a, Hib68, Sta69] zu laufzeitgeebneten Netzwerken eigneten sich jedoch noch nicht zum Entwurf von selbstentzerrenden Filtern. Diese Verfahren waren ausschließlich auf den Entwurf von Netzwerken mit einer flachen Gruppenlaufzeit ausgelegt, und der Amplitudengang, der sich aus dem Phasenverlauf ergab, erfüllte nicht die an die Selektivität von selbstentzerrenden Filtern gestellten Anforderungen. Des Weiteren konnten diese Allpassnetzwerke aus konzentrierten Elementen nicht in adäquate, realisierbare Mikrowellenstrukturen überführt werden. Nichtsdestoweniger bildeten diese Arbeiten mit die Grundlage für die Entwicklung selbstentzerrender Filter.

Scanlan und Rhodes beschrieben Netzwerke, mit denen verschiedene Amplitudengänge realisiert werden können, obwohl diese für alle Frequenzen eine konstante Gruppenlaufzeit aufweisen. Jedoch konnten speziell für schmalbandige Filter übliche Netzwerkspezifikationen wegen einer zu geringen Anzahl an freien Parametern nicht eingehalten werden. In ihren Arbeiten wurde gezeigt, dass zur Beeinflussung der Gruppenlaufzeit nichtminimalphasige Netzwerke notwendig sind [Sca67, Sca68].

Ein weiterer Schritt, der zur Entwicklung von selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern beitrug, war die Theorie für Interdigitalfilter [Wen65]. Diese wurde von Rhodes derart erweitert, dass auch Interdigitalfilter mit Überkopplungen realisiert werden konnten [Rho69b]. Es entstand das erste laufzeitgeebnete Filter [Rho69a], das Ausgangspunkt für Weiterentwicklungen der Theorie selbstentzerrender Filter sowie für Realisierungen von selbstentzerrenden Filtern in diversen Technologien war [Rho70a, Rho70b, Rho70c, Rho70d]. Dennoch war der Entwurf von selbstentzerrenden Filtern mit den eingangs erwähnten Anforderungen noch nicht möglich, da beispielsweise die in [Rho72] beschriebene Synthese für Bandpassfilter zu komplizierten und sperrigen Hohlleiterfiltern führte [Rho74].

Der Schlüssel zum Problem lag darin, selbstentzerrende Filter zu entwerfen, die eine gleichmäßige Welligkeit im Durchlassbereich (Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpf-

fung) aufweisen. Filter mit diesen Eigenschaften besitzen, wie bereits erwähnt, für eine vorgegebene Anzahl und Lage der Dämpfungspole der Übertragungsfunktion, d.h. der rein imaginären Nullstellen von $p(s)$, die größtmögliche Selektivität [Pap57], was sowohl für minimalphasige Filter wie auch für nichtminimalphasige Filter gilt. Bei gleichem Filtergrad und gleicher Lage der rein imaginären Nullstellen von $p(s)$ weisen jedoch minimalphasige Filter gegenüber nichtminimalphasigen Filtern eine steilere Außerbanddämpfung auf [Wit70], da bei letzteren eine geringere Anzahl von Nullstellen der Übertragungsfunktion im Unendlichen platziert wird.

Rhodes veröffentlichte 1973 ein Approximationsverfahren, das es erlaubt, einen beliebigen Phasengang einzustellen, aus dem sich dann der Amplitudengang mit einem annähernden Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpfung ergibt. Die Gruppenlaufzeit, der nach diesem Verfahren entworfenen Filter, kann über einen weiten Bereich geglättet werden, was aber dazu führt, dass die Außerbanddämpfung nicht die geforderten Selektivität aufweist [Rho73]. Das erste Filter mit exaktem Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpfung wurde von Levy vorgestellt [Lev75]. Das zugehörige Entwurfsverfahren ist jedoch auf Filter mit maximal einer Überkopplung beschränkt, die zur Erzeugung eines Nullstellenpaars der Transmission (Nullstellen von $p(s)$) auf der imaginären Achse (Dämpfungspole) oder auf der reellen Achse (Laufzeitentzerrung) verwendet werden kann [Lev76a].

Für die Approximation von selbstentzerrenden Filtern mit Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpfung beliebigen Grades sowie beliebiger Verteilung der Nullstellen von $p(s)$ waren damals – und das hat sich bis heute nicht geändert – noch keine vollständig analytischen Verfahren bekannt [Rho76]. Es werden numerische Verfahren verwendet, die Filter bezüglich ihrer Übertragungsfunktion unter Berücksichtigung der reellen und komplexen Nullstellen von $p(s)$ optimieren [Wen75, Rho78, Wit70, Pfi72, Pfi73, Pfi82]. Besonders hervorzuheben sind die Arbeiten von Wittmann, Pfitzenmaier und Künemund, die hochkreisige selbstentzerrende Filter für die Satellitenkommunikation entwickelten. Das von ihnen vorgeschlagene Verfahren ist jedoch ausschließlich auf den Entwurf von Filtern mit symmetrischer Übertragungscharakteristik und geraden Kreiszahlen beschränkt.

Im Folgenden wird ein Optimierungsverfahren beschrieben, das die Approximation selbstentzerrender Filter mit Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpfung beliebigen Grades N und beliebiger Verteilung der Transmissionsnullstellen (Nullstellen von $p(s)$) erlaubt. Die einzige Bedingung bei der Approximation ist, dass die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil in Paaren symmetrisch zur imaginären Achse auftreten müssen. Dies stellt jedoch keine Einschränkung dar, da diese Bedingung ohnehin erfüllt sein muss, wenn Reaktanznetzwerke mit Überkopplungen realisiert werden sollen. Die genaue Definition der Fehlerfunktion, die Wahl der zu optimierenden Parameter und der sich daraus ergebende Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassband werden ausführlich in Kapitel 3.1 behandelt. In diesem Abschnitt wird ausschließlich das prinzipielle Vorgehen bei der Approximation erläutert, wobei im Einzelnen folgende Schritte durchgeführt werden müssen:

1. Zuerst werden der Filtergrad N , die Anpassung und die Anzahl der im Endlichen liegenden Nullstellen N_{end} von $p(s)$ vorgegeben. Die Anpassung in Dezibel, d.h. die Reflexionsdämpfung a_r (Gleichung 6), ist dabei über die Beziehung

$$C_{ep} = \varepsilon \left| \frac{f(j1)}{p(j1)} \right| \quad \text{mit} \quad \varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{\frac{a_r}{10}} - 1}} \quad (27)$$

mit der Konstanten C_{ep} aus Gleichung 14 verknüpft. Darüber hinaus darf die Anzahl der im Endlichen liegenden Transmissionsnullstellen maximal $(N - 2)$ betragen und ist von der Wahl der Filterstruktur abhängig (siehe zum Beispiel Kapitel 1.3.3).

2. Bei der Optimierung der Übertragungscharakteristik eines selbstentzerrenden Filters beschränkt man sich auf den Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich, weswegen ausschließlich die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil zur Optimierung freigegeben werden. Die rein imaginären Transmissionsnullstellen, die die Lage der Dämpfungspole bestimmen, werden dagegen explizit festgelegt. Würden sowohl die rein imaginären als auch die Nullstellen mit nicht verschwindendem Realteil variiert, so würde die Optimierung nicht konvergieren, da zu jeder noch so kleinen Änderung der rein imaginären Nullstellen eine andere Verteilung der Nullstellen mit nicht verschwindendem Realteil gehört. Weiterhin wird für jeden zu optimierenden Parameter eine obere und eine untere Grenze sowie ein Startwert festgelegt. Da der implementierte Optimierungsalgorithmus unabhängig von der Vorgabe von Startwerten ist, dienen diese ausschließlich beim 0.-Iterationsschritt zur Bestimmung der Streuparameter. Wesentlich für eine Konvergenz der Optimierung ist jedoch eine sinnvolle Wahl der Lösungsbereiche der zu optimierenden Parameter.
3. Der von Chambers und Rhodes [Cha83] angegebene Ausdruck für die charakteristische Funktion, der ausschließlich minimalphasige Filter umfasst, wurde von Macchiarella [Mac95, Mac97] derart erweitert, dass er auch beliebige, d.h. asymmetrische bzw. ungeradzahlige, selbstentzerrende Filter mit einbezieht:

$$K(\omega) = \begin{cases} \cos \left[(N - N_{endl}) \cos^{-1}(\omega) + \sum_{i=1}^{N_{endl}} \left| \operatorname{Re} \left\{ \cos^{-1} \left(\frac{1 - \omega \omega_i^{(p)}}{\omega - \omega_i^{(p)}} \right) \right\} \right| \right], & |\omega| \leq 1 \\ \cosh \left[(N - N_{endl}) \cosh^{-1}(\omega) + \sum_{i=1}^{N_{endl}} \left| \operatorname{Re} \left\{ \cosh^{-1} \left(\frac{1 - \omega \omega_i^{(p)}}{\omega - \omega_i^{(p)}} \right) \right\} \right| \right], & |\omega| > 1. \end{cases} \quad (28)$$

Die endlichen Nullstellen der Transmission $j\omega_i^{(p)}$ sind im Allgemeinen komplexe Zahlen und die charakteristische Funktion $K(\omega)$ hängt über die Gleichung

$$|S_{21}(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 K^2(\omega)} \quad (29)$$

mit dem Betragsquadrat der Transmittanz zusammen. Durch den eindeutigen Zusammenhang der Polynome $p(s)$ und $f(s)$ über die charakteristische Funktion ist es möglich, $f(s)$ analytisch über ein rekursives Verfahren mit $(N - 1)$ Iterationen zu bestimmen [Cam82a, Cam99], das – wegen der benötigten Rechenzeit und der erzielbaren Rechengenauigkeit – Näherungsverfahren, wie beispielsweise dem in [Mac95] beschriebenen Verfahren, überlegen ist.

4. Die Bestimmung des unbekanntes dritten Polynoms $e(s)$ erfolgt über die Feldtkellergleichung (Gleichung 16).
5. Nun kann mit Gleichung 20 die Gruppenlaufzeit berechnet und die Fehlerfunktion ausgewertet werden. Wird eine vorgegebene Schranke für den Restfehler unterschritten oder das globale Minimum erreicht, wird die Optimierung abgebrochen. Andernfalls erfolgt ein weiterer Iterationsschritt mit einer modifizierten Lage der zu optimierenden Parameter. Es werden dann erneut alle Polynome berechnet sowie die Gruppenlaufzeit ausgewertet.

6. Das Approximationsverfahren ist beendet, wenn sowohl die Anforderungen an die Gruppenlaufzeit als auch an das Außerbandverhalten des Filters erfüllt sind. Gegebenenfalls müssen Filtergrad sowie die Anzahl und die Lage der im Endlichen liegenden Transmissionsnullstellen variiert werden, was einem Neustart des Approximationsverfahrens bei Schritt eins entspräche.

Zur Vervollständigung des Überblicks über selbstentzerrende Filter sei abschließend noch auf folgende Literatur hingewiesen: Eine sehr detaillierte Darstellung über die Entwicklung selbstentzerrender Filter bis 1976 wird in [Lev76b] gegeben. In [Bah90] und [Sca90] werden einige wichtige Ansätze zur simultanen Approximation von Betrag und Phase in Abhängigkeit möglicher Realisierungen untersucht. Die Optimierung von Amplitude und Gruppenlaufzeit mit einem Verfahren, das auf einer Empfindlichkeitsanalyse basiert, wird in [Ban86] vorgestellt. Elementwerte von Referenznetzwerken für einige selbstentzerrende Filter sind in [Rho78, Clo79, Pag81] tabelliert. Allerdings eignen sich diese Tabellenwerke in der Praxis nicht für den Filterentwurf, da die angegebenen Übertragungsfunktionen die Anforderungen heutiger Spezifikationen nicht erfüllen.

1.3 Syntheseverfahren

Bei der Synthese von Mikrowellenfiltern wird ausgehend von der durch die Approximation von Reaktanzfiltern erhaltenen Streuparameter eine allgemeine Beschreibung eines Netzwerks aus N diskreten Elementen ermittelt. Dies sind bei Mikrowellenfiltern in der Regel N Resonatoren (Energiespeicher), die beliebig miteinander wechselwirken, d.h. Energie austauschen können. Das Verhältnis von der in einem physikalischen Resonator oszillierenden Leistung $\omega_0 W$ zur Verlustleistung P_{Verl} wird als Leerlaufgüte Q_0 bezeichnet:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 W}{P_{Verl}} \quad . \quad (30)$$

Ein Maß für die Ankopplung eines Resonators an eines seiner Tore ist die externe Güte Q_{ext} , die das Verhältnis von oszillierender Leistung zu der an dem entsprechenden Tor des Netzwerks extern umgesetzten Leistung beschreibt:

$$Q_{ext} = \frac{\omega_0 W}{P_{ext}} \quad . \quad (31)$$

In dem durch Synthese ermittelten Netzwerk können die Verbindungen zu den Toren und die Beeinflussung der Resonatoren untereinander durch Admittanzinverter J modelliert werden. Diese sind Π -Netzwerke oder T -Netzwerke aus Induktivitäten bzw. Kapazitäten [Coh57]; die Resonatoren eines Mikrowellenbandpasses werden durch LC -Schwingkreise repräsentiert (siehe Abbildung 4). Diese Äquivalenzbeziehungen gelten allerdings nur näherungsweise und nur für schmalbandige Mikrowellenfilter: Die LC -Resonanzkreise beschreiben ausschließlich das Verhalten des ausgenutzten Modes eines Resonators im verlustlosen Fall. Des Weiteren wird vorausgesetzt, dass alle Induktivitäten sowie Kapazitäten und damit auch die Admittanzinverter frequenzunabhängig sind.

Anstelle der Admittanzinverter erfolgt die Beschreibung der Verkopplungen auch häufig über die so genannten Koppelfaktoren. Im Fall eines Systems aus zwei Resonatoren mit

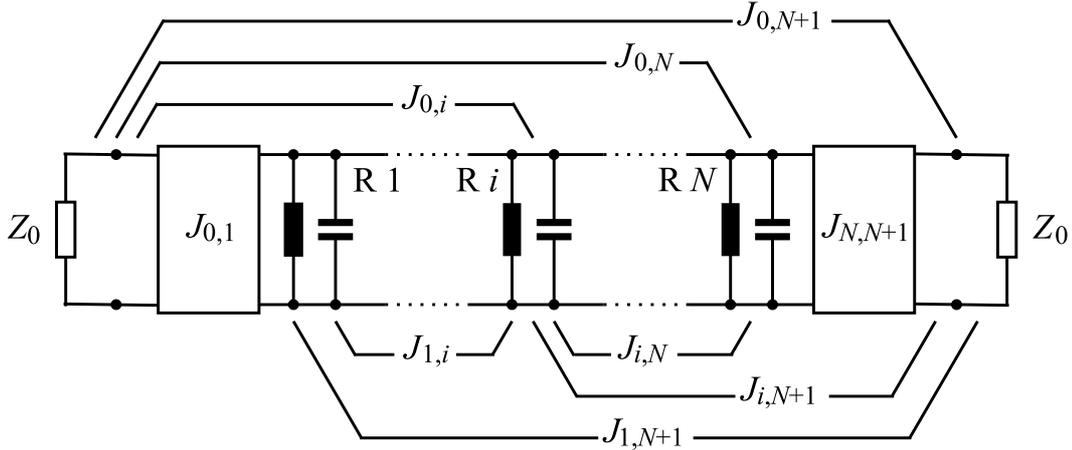


Abbildung 4: Referenznetzwerk eines Bandpassfilters mit N beliebig miteinander verkoppelten Resonatoren R ($i = 1 \dots N$). Weitere Erläuterungen siehe Text.

identischer Resonanzfrequenz f_0 beschreibt der Koppelfaktor die Wechselwirkung der Resonatoren anhand der Gleichtaktmode f_{even} und Gegentaktmode f_{odd} :

$$k = 2 \frac{f_{even} - f_{odd}}{f_{even} + f_{odd}} . \quad (32)$$

Die Werte der Admittanzinverter und Koppelfaktoren sind über die Beziehung

$$J = k Q_{ext} \quad (33)$$

miteinander verknüpft, wobei die externe Güte als Quotient aus dem Abschlusswiderstand Z_0 und der charakteristischen Impedanz Z_{LC} der Resonanzkreise dargestellt werden kann:

$$Q_{ext} = \frac{Z_0}{Z_{LC}} . \quad (34)$$

Das Netzwerk aus Abbildung 4 wird durch eine $(N + 2) \times (N + 2)$ -Koppelmatrix \mathbf{K} der Form

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} 1 & k_{0,1} & \cdots & k_{0,i} & \cdots & k_{0,N} & k_{0,N+1} \\ k_{0,1} & k_{1,1} & & k_{1,i} & & k_{1,N} & k_{1,N+1} \\ \vdots & & \ddots & & & & \vdots \\ k_{0,i} & & & k_{i,i} & & & k_{i,N+1} \\ \vdots & & & & \ddots & & \vdots \\ k_{0,N} & k_{1,N} & & & & k_{N,N} & k_{N,N+1} \\ k_{0,N+1} & k_{1,N+1} & \cdots & k_{i,N+1} & \cdots & k_{N,N+1} & 1 \end{pmatrix} \quad (35)$$

vollständig beschrieben und ist symmetrisch zur Hauptdiagonalen, d.h. es gilt: $k_{i,j} = k_{j,i}$. Die Bezugsimpedanzen Z_0 können ohne Beschränkung der Allgemeinheit auf eins normiert werden ($k_{0,0} = k_{N+1,N+1} = 1$). Ist keine Kopplung zwischen zwei Resonatoren, den beiden Toren bzw. zwischen einem Resonator und einem Tor vorhanden, so ist das entsprechende Element $k_{i,j}$ ($i \neq j$) der Koppelmatrix null. Die Kopplungen $k_{i,i}$ ($i = 1 \dots N$) sind

im Fall asymmetrischer Filter ungleich null und repräsentieren die Frequenzverschiebungen der entsprechenden Resonatoren. Existiert ein Weg vom Eingang zum Ausgang des Netzwerks, der über jeden Resonator genau einmal führt, so werden die Kopplungen entlang dieses Weges als Hauptkopplungen und alle anderen Kopplungen als Überkopplungen bezeichnet. Die Koppelmatrix kann im allgemeinen Fall voll besetzt sein, jedoch ist im Hinblick auf eine spätere Realisierung – in Abhängigkeit von der gewählten Technologie – die maximale Anzahl an voneinander unabhängigen Kopplungen limitiert. Durch Transformationsverfahren (siehe Kapitel 1.3.3) besteht die Möglichkeit eine gegebene Koppelstruktur so zu verändern, dass die Filtercharakteristik nicht beeinflusst wird. Beispielsweise können Elemente der Koppelmatrix zum Verschwinden gebracht, an anderer Stelle erzeugt oder in ihrem Wert verändert werden.

Im Folgenden werden die durch Synthese ermittelten Referenznetzwerke ausschließlich schematisch dargestellt (siehe zum Beispiel Abbildung 5), wobei die LC -Schwingkreise sowie Filterabschlüsse durch Kreise repräsentiert werden. Kann in Hauptkopplungen und Überkopplungen unterschieden werden, so werden die Resonatoren vom Eingang zum Ausgang eines Filters sukzessive durchnummeriert. Die Filtereingänge werden prinzipiell mit einem ‚S‘ (Source) und die Filterausgänge mit einem ‚L‘ (Load) gekennzeichnet. Die Admittanzinverter bzw. Kopplungen werden durch Verbindungslinien zwischen den Kreisen dargestellt, wobei für Hauptkopplungen durchgezogene und für Überkopplungen gestrichelte Linien verwendet werden.

1.3.1 Analytische Verfahren

Bei analytischen Verfahren wird als erster Schritt aus der bei der Approximation ermittelten Streumatrix entweder die Impedanz-, die Admittanz- oder die Kettenmatrix bestimmt (vgl. z.B. [Mat64, Kau94]). Aus einer dieser Matrizen werden durch Partialbruchzerlegung solche Terme abgespalten, die mit Mikrowellenkomponenten realisierbar sind. Anschließend wird das Netzwerk mit Hilfe von Ähnlichkeitstransformationen derart umgeformt, dass es, wie in Abbildung 4 dargestellt, durch Admittanzinverter und LC -Schwingkreise beschrieben werden kann. Da für die Wahl der abzuspaltenden Terme, für die Ähnlichkeitstransformationen sowie für die Reihenfolge des Abspaltprozesses eine Vielzahl von Möglichkeiten existieren, ist das resultierende Netzwerk und somit auch die Koppelmatrix nicht eindeutig.

Die meisten in der Literatur behandelten analytischen Syntheseverfahren beschränken sich auf solche Netzwerke, bei denen eine Kopplung vom Eingang bzw. Ausgang auf innere Resonatoren sowie eine direkte Kopplung zwischen den beiden Toren nicht möglich ist, d.h. bei denen die Elemente $k_{0,i}$ ($i = 2 \dots (N + 1)$) und $k_{j,N+1}$ ($j = 0 \dots (N - 1)$) der Koppelmatrix aus Gleichung 35 den Wert Null annehmen. Die Koppelmatrix wird dann üblicherweise auf eine $N \times N$ -Matrix reduziert, da Einkopplung und Auskopplung getrennt betrachtet werden. Im Wesentlichen sind analytische Syntheseverfahren bekannt, die zu einer *vollbesetzten Koppelmatrix*, zu einer *kanonischen Struktur* oder zu einer *Struktur aus CQ-Blöcken und CT-Blöcken* führen:

Vollbesetzte Koppelmatrix Die vollbesetzte Koppelmatrix dient in der Regel als Ausgangspunkt für Transformationen in andere Filterstrukturen, da die Vielzahl der Kopplungen nicht realisiert werden kann (siehe hierzu auch Kapitel 1.3.3). Die Synthese von symmetrischen Filtern in eine vollbesetzte Koppelmatrix wird beispielsweise in [Ati71, Ati72]

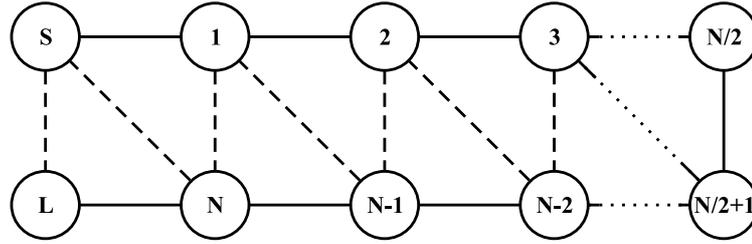


Abbildung 5: Allgemeine Form eines Referenznetzwerks in kanonischer Struktur für gerade Kreiszahl N . Weitere Erläuterungen siehe Text.

beschrieben. Das in [Cam99] angegebene Verfahren umfasst darüber hinaus auch asymmetrische Filter und ein Transformationsverfahren, das eine vollbesetzte Koppelmatrix auf analytischem Weg in die kanonische Struktur überführt.

Kanonische Struktur Die kanonische Struktur stellt insofern eine Ausnahme dar, als dass sie die maximale Anzahl an Transmissionsnullstellen mit der minimalen Anzahl an Überkopplungen erzeugen kann. Die allgemeine Form der kanonischen Struktur ist in Abbildung 5 dargestellt. Diese umfasst zur Erzeugung von asymmetrischen Filterkurven diagonale Überkopplungen sowie eine Kopplung vom Eingang zum Ausgang des Filters. Im Fall asymmetrischer Filter sind die Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren voneinander verschieden. Die maximale Anzahl der endlichen Transmissionsnullstellen N_{endl} , d.h. der im Endlichen liegenden Nullstellen von $p(s)$, die mit einer Filterstruktur realisierbar sind, ergibt sich aus

$$N_{endl} = N_{ges} - N_{Res} \quad . \quad (36)$$

Hierbei ist N_{ges} die Anzahl aller Nullstellen von $p(s)$, d.h. sowohl der im Endlichen als auch im Unendlichen liegenden Nullstellen, womit N_{ges} dem Filtergrad N entspricht; N_{Res} ist die Anzahl der Resonatoren, über die der kürzeste Weg vom Eingang zum Ausgang eines Filters führt. Es sei ausdrücklich erwähnt, dass diese Regel nicht nur für die kanonische sondern für alle Filterstrukturen (siehe z.B. Abbildung 6) gilt. Mit dem im Rahmen dieser Arbeit implementierten Syntheseverfahren können Filterstrukturen mit maximal $(N - 2)$ endlichen Transmissionsnullstellen berechnet werden, wodurch die in Abbildung 5 dargestellten Überkopplungen vom Filtereingang zum Filterausgang bzw. vom Filtereingang auf den letzten Resonator nicht realisiert werden können. Eine mögliche Asymmetrie der Filterkurve kann jedoch mit berücksichtigt werden [Cam82b, Cam99]. Der Abspaltprozess liefert immer positive Hauptkopplungen, die Überkopplungen dürfen unterschiedliche Vorzeichen besitzen.

Verfahren, die auch Überkopplungen zwischen den Toren eines Filters zulassen und damit N endliche Transmissionsnullstellen erzeugen können, werden in [Mon01, Ama01] beschrieben. Befinden sich allerdings alle N Transmissionsnullstellen im Endlichen, so nimmt die Außerbanddämpfung für im Unendlichen liegende Frequenzen einen endlichen Wert an, was in der Regel nicht erwünscht ist. Des Weiteren wird in [Mac02] gezeigt, dass Überkopplungen im Filter eliminiert werden können, wenn außer vom Filtereingang auf den ersten Resonator bzw. vom letzten Resonator auf den Filterausgang zusätzlich vom Filtereingang auf den zweiten Resonator bzw. vom vorletzten Resonator auf den Filterausgang gekoppelt wird.

Struktur aus CQ-Blöcken und CT-Blöcken Unter Filterstrukturen aus CQ-Blöcken (cascaded quadruplet) bzw. CT-Blöcken (cascaded triplet) versteht man Strukturen, die sich aus Blöcken von vier bzw. drei Resonatoren zusammensetzen, wobei die Resonatoren eines Blocks jeweils sukzessive miteinander verbunden sind. Zusätzlich ist jeweils eine Überkopplung vom ersten auf den letzten Resonator eines Blocks vorhanden. Mit CQ-Blöcken werden Transmissionsnullstellen bei $s = \pm j\omega_i^{(p)}$ bzw. $s = \pm \sigma_i^{(p)}$ und mit CT-Blöcken Transmissionsnullstellen bei $s = j\omega_i^{(p)}$ bzw. $s = -j\omega_i^{(p)}$ erzeugt. Es wurde gezeigt, dass symmetrische Filter direkt in eine CQ-Struktur synthetisiert [Lev95] und durch Kaskadierung von CQ-Blöcken und CT-Blöcken beliebige Übertragungscharakteristiken realisiert werden können. Beispiele für solche Filterstrukturen werden unter anderem in [Lev95, Sen00, Lev01, Pet01, Yil02] vorgestellt.

1.3.2 Numerische Verfahren

Mithilfe von Optimierungsverfahren können Koppelfaktoren von Filterstrukturen bestimmt werden, für die noch keine analytischen Syntheseverfahren bekannt sind. Beispiele für solche Strukturen werden in [Wil01,Ros02a,Ros02b] gegeben. Gegenüber Transformationsverfahren bieten Optimierungsverfahren den Vorteil, dass die Vorgabe der aus dem Approximationsverfahren bekannten Pol- und Nullstellenverteilung des Filters und die Vorgabe der gewünschten Filterstruktur ausreichend sind, um die Koppelmatrix zu bestimmen. Voraussetzung hierfür ist jedoch, dass die charakteristische Funktion eine allgemeine Tschebyscheff-Funktion ist, d.h. eine rationale Funktion in Abhängigkeit der Kreisfrequenz ω , die durch die Lage ihrer Pol- und Nullstellen und durch eine die Anpassung beschreibende Konstante ε (vgl. Gleichung 14 und 27) eindeutig bestimmt ist. Wie aus Gleichung 15 ersichtlich ist, sind die Nullstellen der charakteristischen Funktion mit den Nullstellen der Reflexion und die Polstellen der charakteristischen Funktion mit den Nullstellen der Transmission identisch. Die Anpassung erhält man, indem die Reflexion bei der normierten Frequenz $s = \pm j 1$ ausgewertet wird. Es sei an dieser Stelle ausdrücklich erwähnt, dass mit dem in diesem Abschnitt beschriebenen Optimierungsverfahren nicht solche Verfahren gemeint sind, bei denen bereits die Lösung einer Koppelmatrix, wie beispielsweise der kanonischen oder der vollbesetzten Koppelmatrix, Voraussetzung ist, um eine andere, für die Realisierung geeignetere Filterstruktur zu erhalten [Ati71].

Das im Rahmen dieser Arbeit implementierte Optimierungsverfahren geht von der Admittanzmatrix \mathbf{Y} (vgl. Abbildung 4) in allgemeiner Form aus [Bel00]:

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} G_{0,0} & jJ_{0,1} & \cdots & jJ_{0,i} & \cdots & jJ_{0,N} & jJ_{0,N+1} \\ jJ_{0,1} & g_{1,1} + jB_{1,1} + s & & jJ_{1,i} & & jJ_{1,N} & jJ_{1,N+1} \\ \vdots & jJ_{1,2} & \ddots & & & & \vdots \\ jJ_{0,i} & & & g_{ii} + jB_{i,i} + s & & & jJ_{i,N+1} \\ \vdots & & & & \ddots & & \vdots \\ jJ_{0,N} & jJ_{1,N} & & & & g_{N,N} + jB_{N,N} + s & jJ_{N,N+1} \\ jJ_{0,N+1} & jJ_{1,N+1} & \cdots & jJ_{i,N+1} & \cdots & jJ_{N,N+1} & G_{N+1,N+1} \end{pmatrix}. \quad (37)$$

Hierin repräsentieren $G_{0,0} = G_{N+1,N+1} = 1$ die normierten Abschlusswiderstände, g_{ii} ($1 \leq i \leq N$) die Resonatorverluste, B_{ii} ($1 \leq i \leq N$) die Resonanzverschiebungen und die Elemente $J_{ij} = J_{ji}$ ($i \neq j$) die Admittanzinverter. Die Auswertung der Matrix erfolgt an

diskreten Stellen der komplexen Kreisfrequenz s . Aus der Admittanzmatrix können über die Beziehung

$$i = \begin{pmatrix} 2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = \mathbf{Y} \cdot \begin{pmatrix} v_0 \\ v_1 \\ \vdots \\ v_{N+1} \end{pmatrix} \quad (38)$$

die Streuparameter

$$S_{11} = v_0 - 1 \quad (39)$$

$$S_{21} = v_{N+1} \quad (40)$$

$$S_{22} = v_{N+1} - 1 \quad (41)$$

$$S_{12} = v_0 = S_{21} \quad (42)$$

bestimmt werden. Die zu optimierenden Einträge in der Koppelmatrix werden als freie Parameter $X(i)$ definiert, die im Laufe der Optimierung so verändert werden, dass die Fehlerfunktion

$$F = \sum_k \left| S_{11} \left(s_k^{(f)} \right) \right|^2 + \sum_i \left| S_{21} \left(s_i^{(p)} \right) \right|^2 + \left| \varepsilon - \hat{\varepsilon} (s = \pm j 1) \right|^2 \quad (43)$$

minimal wird [Ati98, Ati00]. Die Fehlerfunktion wird ausschließlich für die Frequenzen der Reflexionsnullstellen $s_k^{(f)}$, für die Frequenzen der endlichen Transmissionsnullstellen $s_i^{(p)}$ sowie für die Frequenzen $s = \pm j 1$ ausgewertet. Die Konstante $\hat{\varepsilon}$ beschreibt somit den Momentanwert der Anpassung während der Optimierung. In der Regel beschränkt man sich bei der Wahl der Variablen auf die Elemente J_{ij} und B_{ii} , die den Einträgen $k_{i,j}$ ($i \neq j$) bzw. $k_{i,i}$ ($i = 1 \dots N$) in der Koppelmatrix (Gleichung 35) entsprechen. Die Einträge g_{ii} ($i = 1 \dots N$) der Admittanzmatrix haben kein Äquivalent in der Koppelmatrix, da diese – wegen der auf Reaktanzfilter beruhenden Approximation – keine verlustbehafteten Filter beschreibt. Für jede Variable kann ein beliebiger und ggf. vorzeichenbehafteter Lösungsbereich vorgegeben werden. Um die Anzahl der Unbekannten zu reduzieren, können darüber hinaus bei bekannter Symmetrie einer Filterstruktur einzelne Elemente der Admittanzmatrix in Abhängigkeit voneinander definiert werden (z.B. $J_{kl} = J_{mn} = X(i)$). Die Fehlerfunktion ist null, wenn die Admittanzmatrix die Filtercharakteristik wiedergibt, d.h. wenn alle Transmissionsnullstellen, Reflexionsnullstellen sowie die Anpassung realisiert sind. Die Optimierung konvergiert nicht, falls eine Pol- und Nullstellenverteilung nicht mit der vorgegebenen Filterstruktur realisiert werden kann; in diesem Fall wird aber immerhin die bestmögliche Lösung angegeben. Die Optimierungszeit ist abhängig von Filtergrad, Filterstruktur, d.h. der Anzahl der Überkopplungen, sowie der Anzahl der zu optimierenden Variablen.

Speziell bei hochkreisigen Filtern ($N \geq 12$) mit einer großen Anzahl an freien Parametern kann das Problem bestehen, dass die Optimierung nicht konvergiert, obwohl die gewünschte Filterstruktur mit der vorgegebenen Pol- und Nullstellenverteilung realisierbar ist. In diesem Fall kann zur Verbesserung der Konvergenz, unabhängig von der Netzwerkstruktur, der Gradient der Streuparameter mit in die Fehlerfunktion einbezogen werden [Ama00]. Eine andere Möglichkeit, eine Konvergenz der Optimierung zu erreichen, besteht in der

Vorgabe von Startwerten, die in der Nähe der eigentlich gesuchten Werte der Koppelfaktoren liegen. Um diese Startwerte zu erhalten, wird auf analytischem Weg eine Filterstruktur berechnet, die der gesuchten Topologie sehr nahe kommt [Lev01]. Bei dem im Rahmen dieser Arbeit erstellten Programm wurde das Problem gelöst, indem ein globaler Optimierer mit einem Gradientenoptimierer kombiniert wurde. Durch den globalen Optimierer wird erreicht, dass das Ergebnis ausschließlich von den zu definierenden Lösungsbereichen der einzelnen Parameter, jedoch nicht von der Vorgabe richtiger Startwerte abhängig ist. Da bei Unterschreiten einer bestimmten Fehlerschranke, die abhängig von Filtergrad und Anzahl der zu optimierenden Parameter ist, auf den gradientenbasierten Optimierer gewechselt wird, ist zusätzlich eine exakte und schnelle Konvergenz der Optimierung gewährleistet. Die mit diesem Verfahren erzielte Genauigkeit entspricht zumindest derjenigen, die mit analytischen Verfahren unter Verwendung so genannter „Multiprecision“-Routinen erreicht wird.

1.3.3 Transformationsverfahren

Mit dem in diesem Abschnitt beschriebenen Verfahren kann eine Filterstruktur in eine andere transformiert werden, ohne dass sich dabei die Filtercharakteristik verändert. Hierbei können sich sowohl die Anzahl, die Werte als auch die Positionen der Elemente der Koppelmatrix ändern; die Eigenwerte und Eigenvektoren der Koppelmatrix bleiben jedoch gleich. Einkopplungen und Auskopplungen werden bei der Transformation nicht berücksichtigt und es sind nur Kopplungen vom Eingangstor auf den ersten Resonator und vom letzten Resonator auf das Ausgangstor zulässig. Aus diesen Gründen wird zur Vereinfachung der Rechnung die Koppelmatrix aus Gleichung 35 auf eine $N \times N$ -Koppelmatrix reduziert, indem die jeweils ersten und letzten Zeilen bzw. Spalten gestrichen werden.

Die Koppelmatrix nach der r -ten Transformation \mathbf{K}_r ergibt sich wie folgt aus einer orthogonalen $N \times N$ -Rotationsmatrix \mathbf{R}_r und der Koppelmatrix aus der $(r-1)$ -ten Transformation \mathbf{K}_{r-1} :

$$\mathbf{K}_r = \mathbf{R}_r \cdot \mathbf{K}_{r-1} \cdot \mathbf{R}_r^T \quad \text{mit } r = 1, 2, 3, \dots \quad (44)$$

Die Rotationsmatrix \mathbf{R} ist eine Matrix, in der die Elemente $R_{i,k} = -R_{k,i} = \sin \theta_r$, die Elemente $R_{i,i} = R_{k,k} = \cos \theta_r$ und alle anderen Elemente der Hauptdiagonalen eins gesetzt sind. Die restlichen Einträge der Matrix sind null. Die nach einer durchgeführten Transformation veränderten Einträge in der Koppelmatrix \mathbf{K}_r können explizit in Abhängigkeit der Koppelmatrix \mathbf{K}_{r-1} angegeben werden [Ati71, Rho80b]:

$$K_{i,l}^{(r)} = K_{l,i}^{(r)} = \cos \theta_r K_{l,i}^{(r-1)} - \sin \theta_r K_{l,k}^{(r-1)} \quad \text{für } l = 1 \dots N \text{ außer } i, k \quad (45)$$

$$K_{k,l}^{(r)} = K_{l,k}^{(r)} = \cos \theta_r K_{l,k}^{(r-1)} + \sin \theta_r K_{l,i}^{(r-1)} \quad \text{für } l = 1 \dots N \text{ außer } i, k \quad (46)$$

$$K_{i,i}^{(r)} = \cos^2 \theta_r K_{i,i}^{(r-1)} + \sin^2 \theta_r K_{k,k}^{(r-1)} - 2 \sin \theta_r \cos \theta_r K_{i,k}^{(r-1)} \quad (47)$$

$$K_{k,k}^{(r)} = \cos^2 \theta_r K_{k,k}^{(r-1)} + \sin^2 \theta_r K_{i,i}^{(r-1)} + 2 \sin \theta_r \cos \theta_r K_{i,k}^{(r-1)} \quad (48)$$

$$K_{k,i}^{(r)} = K_{i,k}^{(r)} = (\cos^2 \theta_r - \sin^2 \theta_r) K_{i,k}^{(r-1)} + \sin \theta_r \cos \theta_r (K_{i,i}^{(r-1)} - K_{k,k}^{(r-1)}) \quad (49)$$

Um die gewünschte Filterstruktur zu erhalten, müssen sowohl die Lage der Elemente $R_{i,i}$, $R_{k,k}$, $R_{i,k}$ und $R_{k,i}$ als auch der Rotationswinkel θ für die erforderliche Anzahl an Rotationen bestimmt werden. Diese Aufgabe ist jedoch bislang nur für einige wenige Filterstrukturen, die die kanonische Struktur als Basis haben, gelöst.

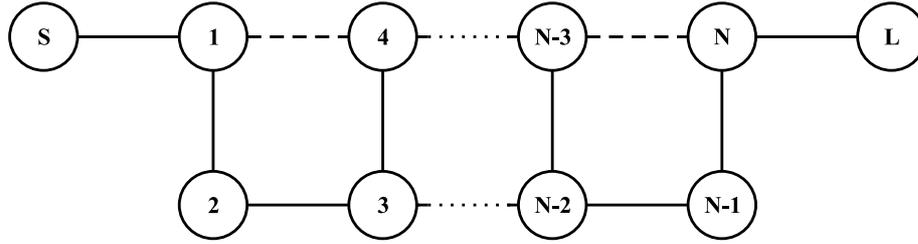


Abbildung 6: Allgemeine Form eines Referenznetzwerks in „Inline“-Struktur für $N/2$ gerade. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Für die oft bei der Realisierung von Dual-Mode Hohlleiterfiltern verwendete so genannte „Inline“-Struktur sind Transformationsvorschriften für bestimmte symmetrische Übertragungsfunktionen gerader Kreiszahl bereits bekannt. Strukturen, die solche Übertragungsfunktionen realisieren, sind in allgemeiner Form in Abbildung 6 dargestellt. Im Vergleich zur kanonischen Struktur ist die Anzahl der realisierbaren endlichen Transmissionsnullstellen, d.h. der Nullstellen von $p(s)$, bei „Inline“-Strukturen eingeschränkt und beträgt (für geradzahlige N):

$$\begin{aligned}
 N_{\text{endl,inline}} &= \frac{N}{2} && \text{für } N/2 \text{ gerade} \\
 N_{\text{endl,inline}} &= \frac{N}{2} - 1 && \text{für } N/2 \text{ ungerade} \quad .
 \end{aligned}
 \tag{50}$$

Bei „Inline“-Strukturen unterscheidet man zwischen symmetrischen [Rho80b] und asymmetrischen Lösungen [Cam81], wobei letztere noch weiter in die so genannte „cascaded quadruplet“-Lösung bzw. in die „general asymmetric“-Lösung unterteilt werden. Bei der symmetrischen Lösung ist die Koppelmatrix (Gleichung 35) symmetrisch zur Nebendiagonalen. Transformationsvorschriften in die symmetrische „Inline“-Struktur sind für Filter mit symmetrischer Übertragungscharakteristik für die Kreiszahlen $N=6, 8, 10$ und 12 bekannt. Bis auf eine Ausnahme können für diese alle Pol- und Nullstellenkonfigurationen mit einer maximalen Anzahl endlicher Transmissionsnullstellen $N_{\text{endl,inline}}$ (Gleichung 50) realisiert werden. Nicht realisierbar sind achtkreisige Filter, die sowohl ein Nullstellenpaar von $p(s)$ auf der imaginären als auch auf der reellen Achse haben. Für diese Pol- und Nullstellenverteilung muss eine asymmetrische „Inline“-Struktur gewählt werden, bei welcher die Elemente der Koppelmatrix in der Regel nicht symmetrisch zur Nebendiagonalen sind. Bei der asymmetrischen „cascaded quadruplet“-Lösung sind darüber hinaus die Überkopplungen $k_{4n-1,4n+2}$ ($n=1, 2, \dots$) null und es können mit dieser Lösung keine Nullstellenquadrupel von $p(s)$ realisiert werden. Transformationstabellen liegen für die „cascaded quadruplet“-Lösung für die Kreiszahlen $N=6, 8$ und 10 und für die „general asymmetric“-Lösung für die Kreiszahlen $N=6, 8, 10, 12$ und 14 vor.

Für die in dieser Arbeit entworfenen selbstentzerrenden zwölfkreisigen Filter wurde die symmetrische „Inline“-Struktur gewählt. Diese weist betragsmäßig gut realisierbare Koppelfaktoren auf. Des Weiteren wirkt sich die Symmetrie der Koppelfaktoren günstig auf die Rechenzeit bei Feldsimulationen aus.

1.4 Zusammenfassung von Kapitel 1

In diesem Kapitel wurden auf den Eigenschaften von Reaktanzweitoren basierende Approximations- und Syntheseverfahren behandelt, wobei der Fokus auf selbstentzerrenden Filtern lag. Es wurde gezeigt, auf welchem Weg man – ausgehend von vorgegebenen Toleranzgrenzen (Filterspezifikationen) – die für die Realisierung notwendigen Koppelfaktoren ermittelt, welche ein Filter mitsamt seiner Struktur vollständig beschreiben. Sowohl für die Approximation als auch für die Synthese wurden Computerprogramme entwickelt.

Es wurde ein Approximationsverfahren implementiert, das die Berechnung asymmetrischer selbstentzerrender Filter mit gleichmäßiger Welligkeit im Durchlassbereich (Tschebyscheff-Verlauf der Einfügedämpfung) erlaubt. Bei fixer Vorgabe von imaginären Nullstellen von $p(s)$ erfolgt die Bestimmung der Nullstellen mit nicht verschwindendem Realteil über ein Optimierungsverfahren, da für deren Platzierung derzeit noch keine analytischen Verfahren bekannt sind. Die einzige Bedingung an die Lage der Nullstellen von $p(s)$ besteht darin, dass diese in Paaren symmetrisch zur imaginären Achse auftreten müssen.

Ausgehend von der durch die Approximation ermittelten Streuparameter wurden zwei Wege der Synthese verfolgt: Es wurde ein Referenznetzwerk in kanonischer Struktur mit Überkopplungen durch Abspalten von Reaktanzelementen aus der Kettenmatrix bestimmt. Durch Schaltungstransformation wurde das Netzwerk in eine für Dual-Mode Hohlleiterfilter realisierbare Form gebracht. Dieses Vorgehen bei der Synthese kann mit Hilfe von Computern schnell durchgeführt werden und ist eindeutig. Der Nachteil hierbei ist, dass nur solche Filterstrukturen berechnet werden können, für die analytische Verfahren existieren.

Um die erwähnten Einschränkungen zu umgehen, wurde des Weiteren ein Optimierungsverfahren implementiert, das die Synthese von Filterstrukturen erlaubt, für die noch keine analytischen Lösungen bestehen. Hierbei ist die Vorgabe der durch das Approximationsverfahren ermittelten Nullstellen der Polynome $p(s)$ und $f(s)$ sowie einer die Anpassung des Filters beschreibenden Konstante ausreichend. Ausgangspunkt der Optimierung ist die Admittanzmatrix mit Einträgen für Admittanzinverter, Resonanzverschiebungen der Resonatoren, Resonatorverluste und Abschlusswiderstände. Durch eine geeignete Kombination von Optimierern kann eine schnelle Konvergenz sowie eine Genauigkeit, die zumindest der analytischer Verfahren entspricht, erzielt werden.

2 Mikrowellenfilter und Verteilnetzwerke in Satellitentranspondern

In diesem Kapitel wird zunächst die grundlegende Aufgabe eines Satellitentransponders erläutert. Aus dieser leitet sich dessen Architektur ab, die grob in die Eingangsseite, die Ausgangsseite sowie in den Bereich der Leistungsverstärkung unterteilt werden kann (Kapitel 2.1). Zentrale Komponenten der Eingangs- sowie der Ausgangsseite sind Mikrowellenfilter sowie Verteilnetzwerke; speziell auf der Eingangsseite sind nichtminimalphasige Filter mit flachem Verlauf der Gruppenlaufzeit erforderlich. Es werden Realisierungen von extern entzerrten Mikrowellenfiltern sowie selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern vorgestellt, wobei die Vorteile von letzteren ausführlich beschrieben werden (Kapitel 2.2). In einem weiteren Schritt werden verschiedene Entwürfe von Verteilnetzwerken hinsichtlich ihrer Anwendung in Eingangsmultiplexern von Satellitentranspondern diskutiert (Kapitel 2.3). Im Vergleich zum heutigen Stand der Technik werden die Vorzüge des in dieser Arbeit entwickelten neuen Konzepts für Eingangsmultiplexer im Ka-Band, das auf selbstentzerrenden Filtern und Sammelschienen-Verteilnetzwerken basiert, dargelegt.

2.1 Architektur von Satellitentranspondern

Die Aufgabe eines Satellitentransponders (Abbildung 7) ist die Signalübertragung. Die vom Satellit empfangenen Signale, die als „Uplink“-Signale bezeichnet werden, erfahren auf ihrem Übertragungsweg eine derart große Dämpfung, dass deren Pegel für den „Downlink“ (Abstrahlung) nicht mehr ausreichend sind. Aus diesem Grund ist eine Verstärkung der Signale im Satellit erforderlich, wobei man zwischen regenerativen und nichtregenerativen Systemen unterscheidet. Letztere haben eine Architektur, wie sie vereinfacht in Abbildung 7 dargestellt ist; bei regenerativen Systemen wird dagegen zusätzlich eine Signalverarbeitung durchgeführt. Jedoch unterscheiden sich in der Regel die Eingangsmultiplexer beider Systemarten nicht, weswegen es im Folgenden ausreichend ist, die Funktionsweise eines nichtregenerativen Transponders zu diskutieren.

Es bietet sich an, Satellitentransponder für die Verbindungen solcher Orte zu benutzen, die wegen der Erdkrümmung mit Antennen nicht realisiert werden können. Um Punkte zu erreichen, die nicht im Abdeckungsbereich eines einzelnen Satelliten liegen, ist natürlich auch eine Weitergabe der Signale von Satellit zu Satellit möglich. Die Signallaufzeit und Verbindungsdauer (die Zeit, in der sich ein Punkt auf der Erde im Ausleuchtungsbereich eines Satelliten befindet), ist im Wesentlichen von der Bahn des Satelliten abhängig. Um den erzielbaren Abdeckungsbereich eines Satelliten ermitteln zu können, müssen zusätzlich noch die Richtcharakteristiken der Antennen berücksichtigt werden. Zu Beginn des Zeitalters der Satellitenkommunikation wurde zunächst die geostationäre Bahn belegt. Diese hat den Vorteil, dass erstens keine Dopplerverschiebungen zu berücksichtigen sind, da sich der Satellit fix über dem Äquator befindet, und dass zweitens ein großer Bereich der Erdoberfläche mit einem einzigen Satelliten abgedeckt werden kann. Die Nachteile dieser Bahn liegen wegen der großen Entfernung zur Erde (ca. 36.000 km) in den hohen Signaldämpfungen und Signallaufzeiten sowie in der Unerreichbarkeit der polaren Regionen (Regionen oberhalb des 76. Breitengrades). Aufgrund dieser Nachteile und der begrenzten Kapazität der geostationären Bahn setzte man mit wachsender Popularität der Satellitenkommunikation immer mehr Satelliten auf erdnäheren Bahnen, wie zum Beispiel dem „Low-Earth-Orbit“, ein. Obwohl auf diesen Bahnen Dopplereffekte berücksichtigt

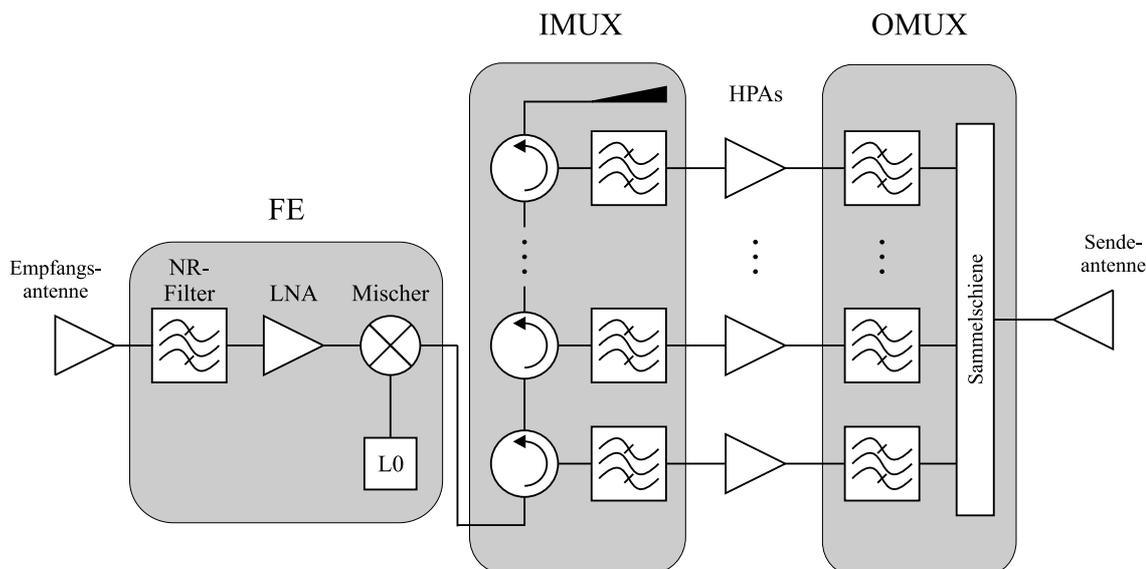


Abbildung 7: Vereinfachtes Blockschaltbild eines kommerziellen, nichtregenerativen Satellitentransponders: Front End (FE), Eingangsmultiplexer (IMUX), Hochleistungsverstärker (HPAs), Ausgangsmultiplexer (OMUX). Weitere Erläuterungen siehe Text.

und, um den gleichen Abdeckungsbereich der Erdoberfläche wie bei geostationären Bahnen zu erzielen, mehrere Satelliten eingesetzt werden müssen, bieten die sehr viel geringeren Signaldämpfungen und Signalverzerrungen sowie die dadurch möglichen Einsparungen an Signalleistungen beim „Uplink“ bzw. „Downlink“ auch neue Perspektiven. Als Beispiel seien weltweite satellitengestützte Mobilfunknetze genannt.

Die Architektur eines Satellitentransponders kann grob in die Eingangsseite (Front End und IMUX), die Ausgangsseite (OMUX) sowie in den Bereich der Leistungsverstärkung unterteilt werden (siehe Abbildung 7). Letzterer nimmt die grundlegende Aufgabe der Signalverstärkung eines Satellitentransponders wahr und wird mit Hochleistungsverstärkern (HPAs, High Power Amplifiers) realisiert. Für Ausgangsleistungen bis 30 Watt werden Festkörperverstärker (SSPAs, Solid State Power Amplifiers) mit einem Wirkungsgrad von 25 bis 30 Prozent und für Ausgangsleistungen über 30 Watt Wanderfeldröhrenverstärker (TWTAs, Travelling Wave Tube Amplifiers) mit einem Wirkungsgrad von ungefähr 60 Prozent eingesetzt. Insbesondere zeigen die Hochleistungsverstärker ein ausgeprägtes nichtlineares Verhalten, das zu Intermodulationen und Sättigungseffekten führt. Da die Hochleistungsverstärker durch diese Imperfektionen nur in einem schmalen Frequenzbereich einsetzbar sind, ist eine Aufteilung des Frequenzbandes in einzelne, schmalere Frequenzkanäle notwendig. Diese Aufteilung ist bestimmend für die Architektur des gesamten Transponders. Zu dessen Masse und Volumen tragen von den Nutzlastkomponenten besonders die Kanalfilter des Eingangsmultiplexers und des Ausgangsmultiplexers mit deren erforderlicher mechanischer Stützstruktur sowie die Hochleistungsverstärker bei.

Das Front End (FE) besteht üblicherweise aus einem Vorselektionsfilter (NR-Filter, Noise Reduction Filter), einem rauscharmen Vorverstärker (LNA, Low Noise Amplifier) sowie einem Mischer. Das NR-Filter dient zur Selektion des Empfangsbandes. Aus Systemsicht ist dieses Filter notwendig, um Signalverzerrungen durch Intermodulationen und Interferenzen in nachfolgenden Komponenten zu vermeiden, die durch außerhalb des Empfangsbandes gelegener Spektralanteile verursacht werden können. Es muss allerdings berücksichtigt werden, dass das Filter die Rauschzahl des gesamten Systems vergrößert. Der

Vorverstärker hat die Funktion, den niedrigen Signalpegel des gesamten Empfangsbandes anzuheben und außerdem den Beitrag der nachfolgenden Komponenten zum Rauschen des gesamten Systems zu senken. Hierbei ist der von einem Halbleiterverstärker erzielte Gewinn ausreichend, da der Mischer bei zu großer Verstärkung übersteuert wird und Signalverzerrungen verursacht. Der LNA trägt als breitbandige Komponente selbst kaum zu Signalverzerrungen bei.

Der wesentliche Bestandteil eines Eingangsmultiplexers (IMUX) ist das Verteilnetzwerk mit seinen zugehörigen Kanalfiltern, die den jeweiligen Frequenzkanal selektieren. Die insgesamt vom Eingangsmultiplexer verursachten Verluste in der Größenordnung von einigen Dezibel haben keine gravierenden Auswirkungen auf das System, da die Signale durch den LNA vorverstärkt werden. Nach dem heutigen Stand der Technik besteht das Verteilnetzwerk aus einer Zirkulatorkette, welche für die im Eingangsmultiplexer auftretenden Verluste hauptsächlich verantwortlich ist. Eine mit dem Leitungswellenwiderstand angepasste Last setzt am Ende der Zirkulatorkette die Leistung, die durch keines der Filter transmittiert wird, in Wärme um. Da die Filter von Eingangsmultiplexern zur Trennung der einzelnen Frequenzkanäle dienen, muss deren Selektivität sehr groß sein, was hochkreisige Filter erfordert. Zusätzlich sollen diese Filter eine geringe Variation der Einfügedämpfung bzw. eine geringe Variation der Gruppenlaufzeit aufweisen, um Signalverzerrungen zu vermeiden. Aus diesen Gründen werden in Eingangsmultiplexern von Satellitentranspondern üblicherweise extern entzerrte Filter oder selbstentzerrende Filter eingesetzt.

Damit die einzelnen Frequenzkanäle über eine gemeinsame Antenne abgestrahlt werden können, müssen diese nach getrennter Verstärkung wieder zusammengeführt werden. Diese Aufgabe übernimmt der Ausgangsmultiplexer (OMUX), der – wie der Eingangsmultiplexer – aus einer Filterbank und einem Verteilnetzwerk besteht. Die Filter des Ausgangsmultiplexers haben aus Systemsicht die Aufgabe, die Spektralanteile zu unterdrücken, die bei der Verstärkung durch die Nichtlinearitäten der Leistungsverstärker entstehen, weswegen die Anforderung an die Selektivität dieser Filter im Vergleich zu Kanalfilter von Eingangsmultiplexern geringer ist. Kommerzielle Spezifikationen werden in der Regel durch Filter vom Grad vier bis sechs erfüllt. Wegen ihrer niedrigen Kreiszahl weisen diese Filter eine geringere Variation der Gruppenlaufzeit und damit auch eine geringere Variation der Einfügedämpfung als Filter von Eingangsmultiplexern auf. Die Kreiszahl von Filtern für Ausgangsmultiplexer wird üblicherweise so klein wie möglich gewählt, da bei Ausgangsmultiplexern die Verluste minimal gehalten werden müssen. Der Grund ist, dass Verluste, die von Ausgangsmultiplexern verursacht werden, unmittelbar die Ausgangsleistung des gesamten Transponders verringern. Um die Absolutwerte der Einfügedämpfungen der einzelnen Kanäle zu reduzieren, ist daher – neben einer niedrigen Kreiszahl der Filter – eine hohe Güte der Resonatoren wesentlich. Diese kann beispielsweise mit Hohlraumresonatoren erzielt werden, die zusätzlich eine hohe Leistungsbelastbarkeit aufweisen. Um die Verluste beim Zusammenschalten der einzelnen Kanäle zu minimieren, verwendet man Sammelschienen-Verteilnetzwerke, die üblicherweise wegen der hohen auftretenden Leistungen in Hohlleitertechnologie realisiert werden.

2.2 Realisierungen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter

Im Folgenden werden Realisierungen extern entzerrter Filter sowie selbstentzerrender Filter diskutiert, die den heutigen Stand der Technik widerspiegeln. Extern entzerrte Filter bestehen aus einem minimalphasigen Filter, das die Anforderungen an die Amplitude erfüllt und einem externen Entzerrer, der die Anforderungen an die Phase realisiert; bei selbstentzerrenden Filtern ist die Gruppenlaufzeitentzerrung mit im Filter selbst integriert. Prinzipiell ist der Entwurf extern entzerrter Filter einfacher, da hierbei Filter und Entzerrer getrennt betrachtet werden können. Im Vergleich zu selbstentzerrenden Filtern weisen extern entzerrte Filter in der Regel eine größere Masse und ein größeres Volumen auf. Als besonders kritisch sind die verwendeten Zirkulatoren zu beurteilen, da diese neben Masse und Volumen auch wesentlich zu den Verlusten der Filterzüge beitragen. Insbesondere haben Zirkulatoren einen Temperaturlaufgang, der von dem der Filter, die für Eingangsmultiplexer üblicherweise in Hohlleitertechnik oder dielektrischer Technik realisiert werden, verschieden ist, wodurch es über Temperatur zu einer Verzerrung der Filtercharakteristik kommt. Des Weiteren wirkt sich der komplexe Aufbau von Zirkulatoren negativ auf die Zuverlässigkeit der Filterzüge und somit des gesamten Systems aus.

Mit selbstentzerrenden Filtern lässt sich sowohl die Masse und das Volumen als auch die Einfügedämpfung reduzieren. Durch die Integration der Laufzeitentzerrung in das Filter erhöht sich allerdings auch dessen Kreiszahl (siehe hierzu Kapitel 3.3), und Amplitude und Phase können nicht wie bei einem extern entzerrten Filtern getrennt voneinander abgeglichen werden. Darüber hinaus sind selbstentzerrende Filter empfindlicher als die Einzelkomponenten von extern entzerrten Filterzügen.

2.2.1 Realisierungen extern entzerrter Mikrowellenfilter

Wie einleitend erwähnt, besteht ein extern entzerrter Filterzug aus einem minimalphasigen Kanalfilter sowie einem externen Entzerrer. Da sowohl der Entwurf als auch die Realisierung von minimalphasigen Filtern weitestgehend bekannt ist [Mat64, Ati77, Pfi77, Saa79, Rho80a, Zab85, Bud98, Fie02, Hun02, Lev02], werden im Folgenden ausschließlich externe Entzerrer im Hinblick auf einen späteren Einsatz in Kommunikationssatelliten diskutiert. Der Entwurf von externen Entzerrern wird ausführlich für diverse Realisierungsmöglichkeiten in [Cri69, Kud70] beschrieben. Entzerrer erster Ordnung, d.h. Entzerrer mit einer reellen Nullstelle der Übertragungsfunktion in der rechten s -Halbebene (und spiegelsymmetrisch zu dieser einer reellen Polstelle in der linken s -Halbebene), werden in der Literatur üblicherweise als C-Typ Entzerrer bezeichnet [Kud70, Kud82]. Bei Entzerrern zweiter Ordnung, den so genannten D-Typ Entzerrern, ist ein konjugiert komplexes Nullstellenpaar in der rechten s -Halbebene platziert. Die Polstellen der Übertragungsfunktion dieses Entzerrer-Typs sind wiederum – wie bei C-Typ Entzerrern – spiegelsymmetrisch zu dessen Nullstellen in der linken s -Halbebene angeordnet (vgl. Abbildung 3 unten links). Entzerrerfunktionen höherer Ordnung werden für gewöhnlich aus diesen beiden Grundtypen zusammengesetzt. Für den Einsatz in der Satellitenkommunikation sind jedoch in der Regel die mit C-Typ bzw. D-Typ Entzerrern zu erzielenden Laufzeitebnungen ausreichend [Kud82]. Externe Entzerrer werden entweder als Transmissionsentzerrer (Zweitore) oder als Reflexionsentzerrer (Eintore) realisiert (Abbildung 8).

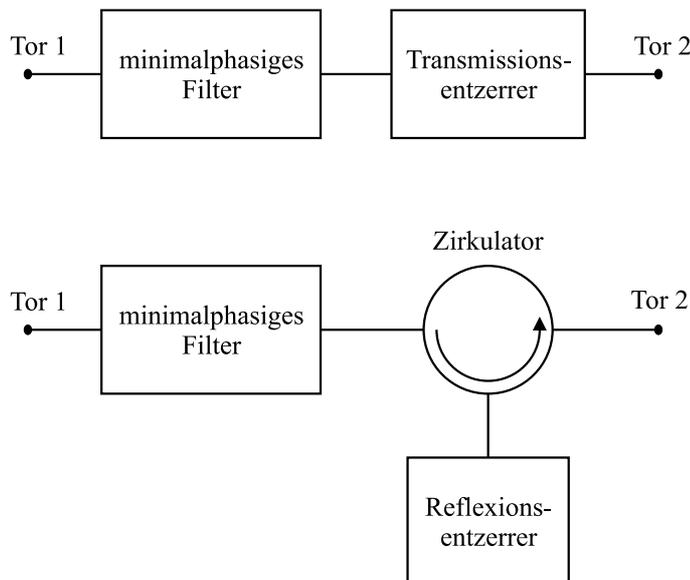


Abbildung 8: Blockschaltbilder extern entzerrter Filter: minimalphasiges Filter mit Transmissionsentzerrer (oben) bzw. Reflexionsentzerrer (unten). Weitere Erläuterungen siehe Text.

Transmissionsentzerrer Transmissionsentzerrer sind Zweitore, die einem minimalphasigen Filter vor- oder nachgeschaltet werden können. Der Betriebsübertragungsfaktor der gesamten Anordnung setzt sich multiplikativ aus den beiden Einzelbetriebsübertragungsfaktoren zusammen, da für das Allpassglied $S_{11} = S_{22} = 0$ gilt. Die Grundschaltung des Transmissionsallpasses ist die symmetrische Brückenschaltung mit zueinander dualen Reaktanzzeigern, die auch als symmetrisches Kreuzglied bezeichnet wird [Unb93]. Eine Realisierung der Schaltung als Netzwerk mit Überkopplungen (vgl. Abbildung 4) ist nicht möglich, da bei Schaltungen mit Überkopplungen S_{11} bzw. S_{22} (außer für einige diskrete Frequenzen) immer ungleich null sein muss. Aus diesem Grund ist eine einfache Umsetzung von Transmissionsallpässen mit Hohlleiterresonatoren bzw. dielektrischen Resonatoren nicht möglich. Die Realisierung von Transmissionsallpässen bleibt also weitestgehend auf Schaltungen mit konzentrierten Elementen beschränkt, wobei aber auch hier Einschränkungen bestehen.

Zusammenfassend ist somit festzustellen, dass Transmissionsentzerrer, die sich für den Einsatz in der Satellitenkommunikation eignen, weder mit Hohlleiterresonatoren noch mit dielektrischen Resonatoren realisiert werden können, da diese Technologien Schaltungen mit Überkopplungen erfordern.

Reflexionsentzerrer Reflexionsentzerrer werden in der Regel an einem Zirkulator betrieben, wodurch das Gesamtnetzwerk wiederum ein Zweitor ist. In Hohlleitertechnik werden Reflexionsentzerrer mit $n \cdot \lambda/2$ -Resonatoren realisiert, die über metallische Blenden miteinander verkoppelt sind, wobei die Kopplungen mit Impedanzinvertern modelliert werden und das Netzwerk mit einem Kurzschluss abgeschlossen ist. Wenn die normierten Koppelfaktoren bekannt sind, können die Blendenreaktanzen und Leitungslängen wie bei Hohlleiterfiltern mit dem in Kapitel 4.1.3 angegebenen Verfahren berechnet werden. Beispiele für externe Entzerrer in Hohlleitertechnik sind in [Mer65, Woo65, Kud70, Che82, Kud82] angegeben. In Abbildung 38 (oben) wird ein zweikanaliger Eingangsmultiplexer (Diplexer) bestehend aus einer Zirkulatorkette sowie minimalphasigen Filtern mit externen Entzerrern gezeigt.

Reflexionsentzerrer in Hohlleitertechnik, die ohne Zirkulatoren an ein bestehendes Netzwerk angekoppelt werden können, sind in [Abe67b, Wan74, Kel98] beschrieben. Das Prinzip dieser Entzerrer beruht auf der Richtwirkung von zirkular polarisierten Wellen. Diese werden in den zylinderförmigen Hohlleiterresonatoren angeregt, indem der Entzerrer an einem Ort auf dem speisenden Hohlleiter platziert wird, an dem die Transversalkomponenten des elektromagnetischen Feldes gleich groß sind. Allerdings hängt die Übertragungscharakteristik des Entzerrers sehr kritisch von diesem Ort ab, weswegen diese Art der Gruppenlaufzeitentzerrung in der Praxis heutzutage keine Bedeutung mehr hat.

Abschließend sei erwähnt, dass für Ka-Band Eingangsmultiplexer achtkreisige Dual-Mode Hohlleiterfilter mit zwei Dämpfungspolpaaren sowie axialer Ein- und Auskopplung in Kombination mit einem zweistufigen, externen Dual-Mode Hohlleiterentzerrer Stand der Technik sind (vgl. hierzu Kapitel 3.3 und Kapitel 5.2.3).

2.2.2 Realisierungen selbstentzerrender Mikrowellenfilter

Um einen Überblick über bisher existierende Realisierungen von selbstentzerrenden Filtern, die sich für den Einsatz in Satelliten eignen, zu erhalten, werden in diesem Abschnitt einige bedeutende Arbeiten vorgestellt. Die Filter wurden nach ihrer Kreiszahl geordnet. Die an ein Filter gestellten Anforderungen werden durch Filterspezifikationen vorgegeben, welche die Mittenfrequenz, die Nutzbandbreite, die Außerbanddämpfung und die Variation sowie die Steigung der Einfügedämpfung und der Gruppenlaufzeit umfassen. Interessant ist, dass sich die Bandbreiten von Ku-Band Filtern (Downlinkbereich: 10.8 GHz bis 12.2 GHz) mit typischerweise 36 MHz, 54 MHz und 72 MHz im Vergleich zu C-Band Filtern (Downlinkbereich: 3.7 GHz bis 4.2 GHz) nicht ändern, obwohl sich die Mittenfrequenzen der Filter ungefähr verdreifachen. Da das Ka-Band bis heute weitgehend ungenutzt ist, haben sich für dieses Band (Downlinkbereich: 17.7 GHz bis 21.7 GHz) noch keine Standards für Filterbandbreiten etabliert. Kommerzielle Spezifikationen fordern derzeit Bandbreiten von ungefähr 30 MHz bis 220 MHz (siehe Tabellen 2 und 11).

6-kreisige Filter In [Kal77] werden sechskreisige TE_{103} - bzw. TE_{111} Dual-Mode Hohlleiterfilter beschrieben. Diese wurden für eine Mittenfrequenz von 12 GHz und mit einer Bandbreite von 80 MHz entworfen. Die Anpassung wurde mit 26 dB festgelegt. Die Filter haben ein reelles Nullstellenpaar zur Laufzeitentzerrung und weisen ein monotonen Außerbandverhalten auf (keine Dämpfungspole). Die Einkopplungen bzw. Auskopplungen wurden jeweils axial mit Hohlleiteranschlüssen realisiert. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt beim TE_{111} -Mode Filter 0.9 dB. Im Vergleich hierzu konnte die Einfügedämpfung durch Nutzung des TE_{103} Modes um mehr als 30 % auf 0.62 dB verringert werden. Bonetti und Williams stellen in [Bon89] ein sechskreisiges Triple-Mode Filter mit einer Überkopplung vor. Das Filter wurde für das Ku-Band (11.9 GHz) entworfen und hat eine Bandbreite von 41 MHz. Gegenüber TE_{113} -Mode Filtern wird ein Volumenvorteil von 40 % und eine Masseeinsparung von 30 % angegeben. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 0.95 dB.

8-kreisige Filter In [Cam79] wird ein achtkreisiges Dual-Mode Hohlleiterfilter mit sechs endlichen Transmissionsnullstellen beschrieben. Die im Endlichen liegenden Transmissionsnullstellen sind als Paar auf der imaginären Achse sowie als Quadrupel in der komplexen Ebene platziert. Das Filter hat eine Mittenfrequenz von 14.375 GHz und eine Bandbreite

von 80 MHz. Die Einkopplung erfolgt axial mit einem Hohlleiteranschluss, die Auskopplung seitlich mit einer SMA-Steckverbindung. Das in [Cam81] beschriebene achtkreisige Dual-Mode Hohlleiterfilter wurde in „Inline“-Struktur (cascaded quadruplet) realisiert, wobei das in Kapitel 1.3.3 vorgestellte Transformationsverfahren zum Einsatz kam. Das Filter hat ein rein imaginäres Transmissionsnullstellenpaar zur Verbesserung der Flankensteilheit und ein Nullstellenpaar auf der reellen Achse zur Glättung der Gruppenlaufzeit. Das Filter wurde für eine Mittenfrequenz von 11.55 GHz und mit einer Bandbreite von 120 MHz entworfen. Die Einkopplung und Auskopplung wurden axial mit Hohlleiterübergängen realisiert.

10-kreisige Filter In [Cam98] wird ein zehnkreisiges selbstentzerrendes Filter in dielektrischer Technologie vorgestellt. Da dielektrische Filter aus prinzipiellen Gründen nahe an ihrer Cutoff-Frequenz arbeiten, müssen die durch Dispersion verursachten Schräglagen der Gruppenlaufzeit und der Einfügedämpfung kompensiert werden. Im vorliegenden Fall wird hierfür ein einkreisiger Slope-Entzerrer verwendet, der über einen Zirkulator mit dem Filterausgang verbunden ist. Eine weitere Möglichkeit der Slope-Entzerrung bieten im Fall der kanonischen Filterstruktur zusätzliche diagonale Querkopplungen, wodurch auf den externen Slope-Entzerrer verzichtet werden kann [Cam95]. In [You98] wird beschrieben, dass es möglich ist, eine durch Dispersion hervorgerufene Schräglage der Gruppenlaufzeit bzw. der Einfügedämpfung auch durch Resonanzräume unterschiedlicher Güten zu kompensieren.

12-kreisige Filter Das erste zwölfkreisige selbstentzerrende Filter, das die an Kanalfilter für Eingangsmultiplexer gestellten Anforderungen erfüllte, wurde von Atia und Williams vorgestellt [Ati74]. Dieses Filter wurde für Frequenzen des C-Bands entworfen und mit rechteckförmigen Dual-Mode Hohlleiterresonatoren aufgebaut. Die Mittenfrequenz des Filters beträgt 4 GHz, die Bandbreite 40 MHz. Pfitzenmaier realisierte ein zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter mit einer Mittenfrequenz von 1 235 MHz und einer Bandbreite von 26.45 MHz [Pfi82]. Das Filter wurde mit Koaxial-Resonatoren in rechteckförmigen Hohlräumen aufgebaut. Von den insgesamt acht endlichen Transmissionsnullstellen sind zwei auf der imaginären Achse platziert, zwei weitere als Paar auf der reellen Achse und vier als Quadrupel in der komplexen Ebene. Weitere Realisierungen von zwölfkreisigen Filtern mit ähnlichen Übertragungscharakteristiken werden in [Pfi73] beschrieben.

14-kreisige Filter Die Realisierung eines 14-kreisigen selbstentzerrenden Filters für das C-Band mit einer Mittenfrequenz von 4 GHz und einer Bandbreite von 36 MHz wird in [Pfi82] vorgestellt. Das Filter besitzt keine Dämpfungspole. Die acht endlichen Transmissionsnullstellen teilen sich auf zwei komplexe Quadrupel auf. Der Aufbau erfolgte mit TE_{101} Dual-Mode Hohlleiterresonatoren. Die erzielte Filtergüte ist mit 9 500 angegeben und es wird eine Anpassung von besser als 25 dB erreicht. Des Weiteren wird in [Cam81] ein 14-kreisiges selbstentzerrendes Dual-Mode Hohlleiterfilter in „Inline“-Struktur („general asymmetric“) beschrieben. Das Filter wurde für das Ku-Band entworfen; die Mittenfrequenz beträgt 11.575 GHz und die Bandbreite 72 MHz. Die endlichen Transmissionsnullstellen liegen als Paar auf der reellen Achse und als Quadrupel in der komplexen Ebene. Die Einkopplung und Auskopplung wurden axial mit Hohlleiterübergängen realisiert.

Aus dieser Zusammenstellung wird deutlich, dass die bis heute veröffentlichten selbstentzerrenden Filter, die sich für den Einsatz in Satellitentranspondern eignen, entweder mit Hohlleiterresonatoren oder dielektrischen Resonatoren aufgebaut wurden. Da das Ka-Band eine derzeit noch weitgehend ungenutzte Frequenzresource ist, wurden die meisten Filter vorwiegend für die Frequenzbänder entworfen, welche für die kommerzielle Nutzung eine große Bedeutung haben. Diese sind das C-Band und das Ku-Band, wobei insbesondere die für den „Downlink“ reservierten Frequenzbereiche relevant sind.

Es wurde gezeigt, dass mit dielektrischen Resonatoren die Masse und das Volumen von C-Band und Ku-Band Filtern erheblich reduziert werden kann [Fie02]. Für Ka-Band Filter ist die sich mit Dielektrika ergebende Volumenreduktion aber bereits derart groß, dass diese Filter sehr empfindlich sind, was einen erheblichen Entwurfs- und Fertigungs- und somit auch Kostenaufwand zur Folge hat. Insbesondere ist es nicht möglich, Dielektrika mit einer niedrigeren Dielektrizitätskonstanten einzusetzen, da diese derzeit nicht die erforderlichen Anforderungen an die Temperaturstabilität und an das Verlustverhalten aufweisen. Aus diesem Grund werden die im Rahmen dieser Arbeit entworfenen selbstentzerrenden Kanalfilter für das Ka-Band in Dual-Mode Hohlleitertechnik realisiert. Ein weiteres Argument für Hohlleiterfilter ist, dass die Diskrepanz von Masse und Volumen im Vergleich zu dielektrischen Filtern mit zunehmender Frequenz immer geringer wird.

2.3 Realisierungen von Verteilnetzwerken

Die Aufgabe von Verteilnetzwerken besteht darin, ein breitbandiges empfangenes Signalspektrum in einzelne, schmalere Frequenzkanäle zu zerlegen, bzw. – im inversen Fall – eben diese Frequenzkanäle wieder zu einem Gesamtsignal zu rekombinieren. Ein einfaches Parallelschalten der Kanalfilter ist nicht möglich, da sich die Kanäle auf eine nicht vorhersehbare Art und Weise beeinflussen würden. Werden Filter über ein Verteilnetzwerk mit einem derart geringen Frequenzabstand zusammengeschaltet, dass sich hierdurch die Übertragungseigenschaften der Filter im Vergleich zu den Übertragungseigenschaften der Einzelfilter ändern, so werden diese Verteilnetzwerke als *contiguous* bezeichnet. Dementsprechend werden Verteilnetzwerke bei denen sich die Filter nicht gegenseitig beeinflussen als *non-contiguous* bezeichnet (siehe hierzu auch Kapitel 5.1.1). Im Folgenden werden einige Entwürfe von Verteilnetzwerken vorgestellt, wobei bei deren Diskussion insbesondere darauf geachtet wird, ob sich diese für den Einsatz in Satellitentranspondern eignen.

Zirkulatorkette Eine sehr einfache Art der Zusammenschaltung von Filtern ist die Zirkulatorkette (Abbildung 9 oben). Das Signal wird über Zirkulatoren in die jeweiligen Kanalfilter gekoppelt, wobei im idealen Fall die Zirkulatoren als verlustlos angenommen werden. In der Praxis wird jedoch ein Signal bei jedem Durchlauf durch einen Zirkulator, d.h. von Tor zu Tor, um ungefähr 0.15 dB (Ka-Band, Hohlleitertechnik) gedämpft. Dies führt dazu, dass die Einfügedämpfung des letzten Kanals, d.h. des Kanals an der Last, bei n Kanälen um $2(n - 1) \cdot 0.15$ dB größer ist als die Einfügedämpfung des ersten Kanals. Die Signalanteile, die durch keines der Filter transmittiert werden, werden am Ende der Zirkulatorkette in einer angepassten Last in Wärme umgesetzt.

Ein weiterer Nachteil der Zirkulatorkette ist, dass mit dieser nur non-contiguous Multiplexer aufgebaut werden können. Betrachtet man ein Kanalfilter, so entkoppeln die Zirkulatoren wegen ihrer Richtwirkung zwar alle nachfolgenden Kanäle, allerdings sieht das

Kanalfilter im contiguous Fall die Flanke des vorhergehenden Kanals, was zu einer Beeinflussung, d.h. Versteilerung, der betreffenden Filterflanke führt. Bis auf das Kanalfilter am Eingang würden somit alle Filter eine asymmetrische Übertragungscharakteristik aufweisen, wenn vorausgesetzt wird, dass die Kanäle bezüglich ihrer Mittenfrequenzen sukzessive angeordnet sind. Um diese asymmetrischen Übertragungscharakteristiken zu vermeiden, werden mit Zirkulatorketten in der Regel ausschließlich non-contiguous Verteilnetzwerke aufgebaut. Soll ein contiguous Signalspektrum selektiert werden, so werden zwei non-contiguous Verteilnetzwerke verwendet, die über einen Hybrid-Koppler und Isolatoren zusammengeschaltet werden (siehe hierzu auch Kapitel 5).

Neben den oben erwähnten Verlusten tragen die Zirkulatoren des Verteilnetzwerks auch wesentlich zur Masse und zum Volumen des Gesamtsystems bei. Des Weiteren führt – wie auch bei extern entzerrten Filtern – die Verwendung von Zirkulatoren in Verteilnetzwerken über Temperatur zu einer Degradation der Übertragungseigenschaften der einzelnen Kanäle sowie zu einer Reduktion der Zuverlässigkeit des gesamten Systems. Für die Anwendung in Eingangsmultiplexern von Satellitentranspondern ist die Zirkulatorkette jedoch Stand der Technik [Kud92].

Hybrid-Koppler Eine Möglichkeit Kanäle bei gleichzeitig geringen Verlusten des Systems zusammenzuschalten, bieten Verteilnetzwerke, die mit Hybrid-Kopplern aufgebaut sind (Abbildung 9 Mitte). Allerdings müssen hierbei zwei identische Kanalfilter sowie Koppler bereitgestellt werden, wodurch sich Masse und Volumen im Vergleich zu Verteilnetzwerken, die mit Zirkulatoren realisiert sind, erheblich erhöhen. Besonders geeignet ist das in Abbildung 9 (Mitte) gezeigte Verteilnetzwerk für Anwendungen mit hohen Leistungen, wie sie beispielsweise bei Sendeanlagen von Bodenstationen für Satellitensysteme auftreten. Durch die Hybrid-Koppler wird die Kanalleistung auf beide Filter gleichmäßig aufgeteilt. Idealerweise löschen sich wegen der Phasenbeziehungen im Koppler die Signalanteile an dem mit einer angepassten Last abgeschlossenen Tor aus und das Signal steht mit seiner Gesamtleistung am gegenüberliegenden Tor zur Verfügung. Frequenzen, die nicht in das Durchlassband eines Kanalfilters fallen, werden von diesem derart reflektiert, dass das Signal durch den jeweils vorderen Hybrid-Koppler des Kanals transmittiert wird und somit am eingangsseitigen Hybrid-Koppler des folgenden Kanals anliegt. Die Anteile des Signalspektrums, die von allen Kanalfiltern reflektiert werden, werden am Ende der Kette in einer angepassten Last in Wärme umgesetzt.

Sammelschiene Eine für den Einsatz in Satellitentranspondern bedeutsame Art des Multiplexens stellen Sammelschienen-Verteilnetzwerke dar. Diese bestehen aus Leitungsstücken bestimmter Länge, die derart optimiert werden, dass die Eingänge der Kanalfilter jeweils ein ungeradzahliges Vielfaches von $\lambda_{HL}/4$ vom Kurzschluss entfernt sind, wobei λ_{HL} die Hohlleiterwellenlänge eines jeweiligen Kanalfilters bei Mittenfrequenz ist [Mat64]. Durch die induktive Wirkung der Blenden (Kapitel 4.1.3) sind diese elektrischen Längen jedoch etwas kürzer und von den Blendenreaktanzen der Kanalfilter abhängig. Im idealen Fall sind Sammelschienen-Verteilnetzwerke verlustlos und zeigen im praktischen Einsatz deutlich weniger Verluste als beispielsweise Verteilnetzwerke aus Zirkulatoren, weswegen Sammelschienen-Verteilnetzwerke besonders für Anwendungen in Ausgangsmultiplexern geeignet sind. Insbesondere werden bei Sammelschienen-Verteilnetzwerken alle Kanäle ungefähr gleich bedämpft, und deren Masse sowie deren Volumen ist gegenüber Verteilnetzwerken aus Zirkulatoren bzw. Hybrid-Kopplern deutlich reduziert. Des Weiteren eig-

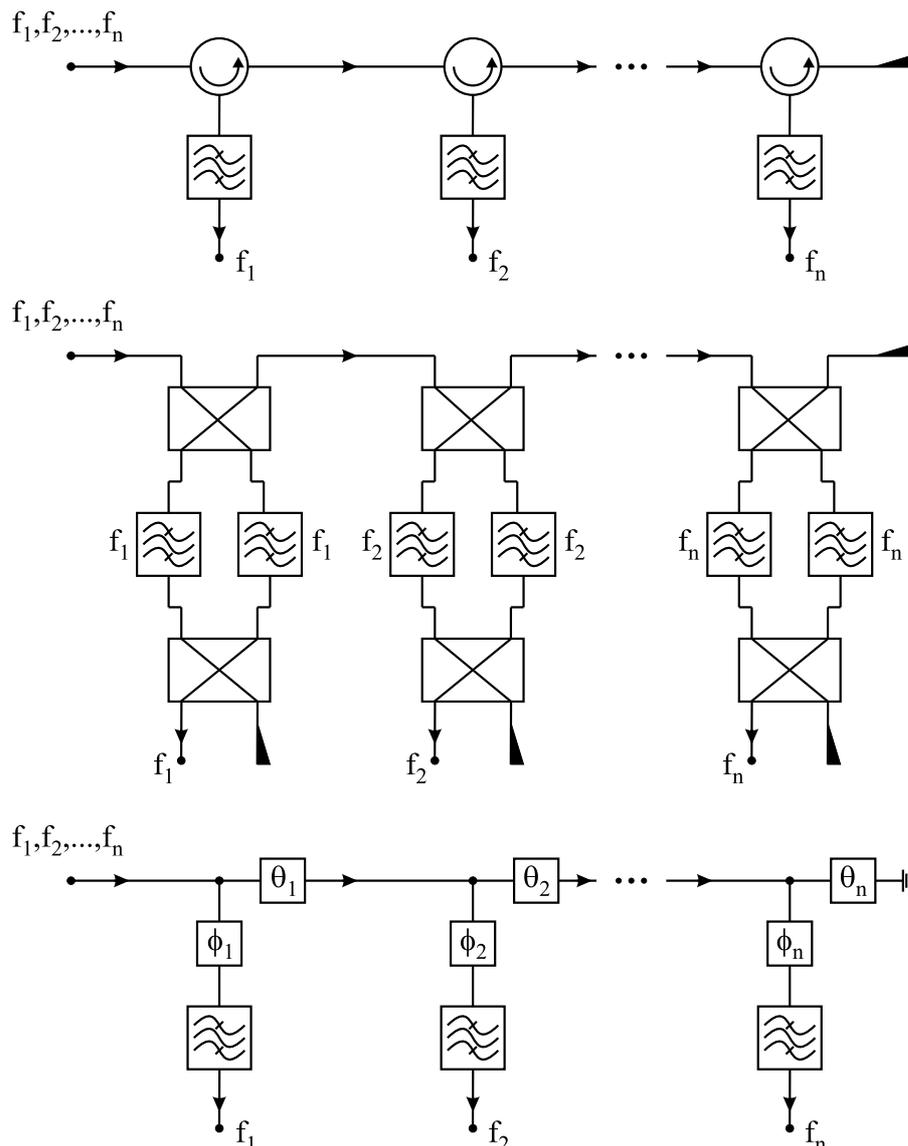


Abbildung 9: Realisierungen von Verteilnetzwerken: Zirkulatorkette (oben), Hybrid-Koppler (Mitte), Sammelschiene (unten). Die im Bild angegebene Pfeilrichtung entspricht der Beschaltung für Eingangsmultiplexer. Weitere Erläuterungen siehe Text.

nen sich Sammelschienen-Verteilnetzwerke prinzipiell sowohl zum Aufbau von hochkanaligen non-contiguous als auch contiguous Multiplexern [Che76, Hol84, Goe01]. Ihr einziger Nachteil besteht darin, dass das gesamte Netzwerk, bestehend aus Sammelschiene und Kanalfiltern, als Ganzes berechnet und optimiert werden muss, womit der Entwurf sehr komplex ist (siehe hierzu auch Kapitel 5). Der Grund hierfür ist, dass die einzelnen Filter voneinander nicht entkoppelt sind, was auch impliziert, dass eventuelle Änderungen der Übertragungscharakteristik eines Kanals ein gänzlich neues Multiplexer-Design erfordern.

Weitere Alternativen für die Realisierung von Verteilnetzwerken sind „Directional“-Filter, die Sternschaltung von Filtern oder Leistungsteiler [Mat64]. Alle diese Möglichkeiten kommen jedoch in der Praxis nicht für den Einsatz in Satellitentranspondern in Betracht: „Directional“-Filter aus kreisförmigen Dual-Mode Hohlraumresonatoren werden in der Regel im zirkular polarisierten TE_{11l} -Mode betrieben, weswegen sich Masse und Volumen im

Vergleich zu Dual-Mode Filtern verdoppeln. Hinzu kommt, dass wegen des verwendeten Modes keine Überkopplungen realisiert werden können. Die Sternschaltung [Cri64] eignet sich nicht zum Aufbau von hochkanaligen Multiplexern, da ab ca. fünf Kanälen die Anpassung der Filter degradiert. Beim Leisterteiler sind dessen Verluste das ausschlaggebende Argument; sollen n Kanäle zusammengeschaltet werden, so beträgt die Ausgangsleistung eines jeden Kanalfilters $1/n$ der Gesamtleistung.

Zusammenfassend bleibt festzustellen, dass Sammelschienen-Verteilnetzwerke sowohl für den Einsatz in Eingangsmultiplexern als auch für den Einsatz in Ausgangsmultiplexern von Satellitentranspondern prädestiniert sind. Während für Ausgangsmultiplexer Sammelschienen-Verteilnetzwerke Stand der Technik sind, wird für Verteilnetzwerke von Eingangsmultiplexern immer noch auf die Zirkulorkette zurückgegriffen. Der Grund hierfür ist, dass sich die Komplexität von Sammelschienen-Verteilnetzwerken mit hochkreisigen selbstentzerrenden Filtern bzw. extern entzerrten Filtern deutlich erhöht. Diese hohe Komplexität spiegelt sich in einer großen Empfindlichkeit des gesamten Netzwerks wider, die sich vor allem durch einen enormen Entwurfsaufwand sowie durch ein schwieriges Abgleichverhalten von Filtern und Sammelschiene bemerkbar macht.

2.4 Zusammenfassung von Kapitel 2

In diesem Kapitel wurde die Architektur eines Satellitentransponders, die sich aus dessen Aufgabe ableitet, diskutiert. Schwerpunktmäßig wurde der Stand der Technik für Mikrowellenfilter und Verteilnetzwerke untersucht, die in Eingangsmultiplexern Verwendung finden. Es wurde dargestellt, dass derzeit noch keine Eingangsmultiplexer existieren, die ohne Verwendung von Zirkulatoren auskommen. Üblicherweise werden extern entzerrte bzw. selbstentzerrende Filter verwendet, die über eine Zirkulorkette zusammengeschaltet werden. Aus den genannten Gründen ist es jedoch vorteilhaft, auf den Einsatz von Zirkulatoren zu verzichten. Hieraus und anhand dem aufgezeigten Stand der Technik begründen sich die Vorteile des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Eingangsmultiplexers, der gänzlich ohne Zirkulatoren realisiert ist.

3 Übertragungsfunktionen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter

Ziel dieses Kapitels ist es, Hilfen für den Entwurf von Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Mikrowellenfilter, die kommerzielle Spezifikationen von Kanalfiltern für Eingangsmultiplexer im Ka-Band erfüllen, bereitzustellen. In einem ersten Schritt wird die Optimierung der Gruppenlaufzeit solcher Filter erläutert, und es werden verschiedene Optimierungsmethoden diskutiert (Kapitel 3.1). Anschließend werden alle Pol- und Nullstellenverteilungen acht- bis zwölfkreisiger Filter mit einer geraden Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen daraufhin untersucht, ob sie vier unterschiedliche Spezifikationen erfüllen, die aus heutiger Sicht für kommerzielle Anwendungen repräsentativ sind. Als Ergebnis der Untersuchung wird eine Auswahl an Übertragungsfunktionen derart angegeben, dass jede beliebige Spezifikation mit mindestens einer der ausgewählten Übertragungsfunktionen bedient werden kann. Um dies zu bestätigen und um die Unabhängigkeit der Studie von den vier vorgegebenen Spezifikationen zu verifizieren, wird ein selbstentzerrendes Filter bezüglich einer weiteren Spezifikation, die erst im Laufe der Arbeit von einem Kunden gestellt wurde, entworfen. Des Weiteren wird herausgearbeitet, inwieweit die Realisierbarkeit einer Übertragungsfunktion abhängig von der Filterstruktur und somit auch von der jeweils gewählten Technologie ist (Kapitel 3.2). Um zu verdeutlichen, dass die für die Realisierung gewählte Übertragungsfunktion vom Grad zwölf bezüglich der vorgegebenen Spezifikation und der gewählten Technologie ein Optimum darstellt, wird diese mit den Übertragungsfunktionen eines adäquaten extern entzerrten Filters (Kapitel 3.3) und der eines 16-kreisigen selbstentzerrenden Filters verglichen (Kapitel 3.4).

3.1 Optimierung der Gruppenlaufzeit selbstentzerrender Mikrowellenfilter

Um den Aufwand bei der Optimierung der Gruppenlaufzeit zu minimieren, ist es vorteilhaft, zwischen Filtern mit symmetrischer und asymmetrischer Übertragungscharakteristik zu unterscheiden. Wie bereits in Kapitel 1.1.4 erwähnt, sind bei Filtern mit symmetrischer Übertragungscharakteristik die Transmissionsnullstellen (Nullstellen von $p(s)$) mit nicht verschwindendem Realteil als Paare auf der reellen Achse oder als Quadrupel in der komplexen Ebene angeordnet. Bei Filtern mit asymmetrischer Übertragungscharakteristik tritt diese Symmetrie nicht auf; die Nullstellen mit nicht verschwindendem Realteil liegen als Paare in der komplexen Ebene (siehe Abbildung 10 rechts). Eine asymmetrische Verteilung der Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil kann zum einen durch eine unsymmetrische Lage der rein imaginären Transmissionsnullstellen (Dämpfungspole) bezüglich der reellen Achse verursacht werden oder auch bewusst gewählt werden, um eine Schräglage der Gruppenlaufzeit – wie sie etwa bei breitbandigen oder dielektrischen Filtern auftritt – bereits bei der Approximation zu berücksichtigen und durch Vorverzerrung zu kompensieren. Denkbar ist natürlich auch der Fall, dass das Filter sowohl asymmetrische Dämpfungspole aufweist und zugleich die Gruppenlaufzeit – durch zusätzliches Verschieben der Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil – vorverzerrt wird. Jedoch führt bereits eine Asymmetrie der Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil unweigerlich auch zu einer Asymmetrie der Nullstellen von $f(s)$ und $e(s)$ bezüglich der reellen Achse und somit zu einem unsymmetrischen Innenbandverhalten des Filters.

In dieser Arbeit werden ausschließlich Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Filter betrachtet, die ein symmetrisches Außerbandverhalten besitzen, d.h. deren rein imaginäre Nullstellen in Paaren symmetrisch zur reellen Achse liegen (ein asymmetrisches Innenbandverhalten der Filter für eine mögliche Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit wird jedoch zugelassen). Der Grund hierfür ist, dass die in der Raumfahrt verwendeten Spezifikationen für Filter von Eingangsmultiplexern üblicherweise symmetrisch zur geometrischen Mittenfrequenz des Filters sind und dass bei dem in dieser Arbeit entworfenen Eingangsmultiplexer vorausgesetzt wird, dass sich dessen unmittelbar benachbarten Kanäle nicht gegenseitig beeinflussen. Eine Beeinflussung der Kanäle untereinander führt bei unveränderter Pol- und Nullstellenverteilung des Filters zu einer Veränderung der Übertragungscharakteristik wie beispielsweise zu einer Versteilerung der Filterflanken, und bei Randkanälen wird des Weiteren eine asymmetrische Verteilung der Dämpfungspole notwendig. Insgesamt sind die Effekte, die durch den Einfluss von Nachbarkanäle hervorgerufen werden, abhängig von einer Vielzahl von Parametern: Mit Filtergrad, Pol- und Nullstellenverteilung, Außerbandforderungen und dem Abstand zwischen den jeweiligen Kanälen („guard-bands“) sind nur einige genannt. Allgemeingültige Aussagen über Eigenschaften von bestimmten Übertragungsfunktionen und Schlussfolgerungen – wie die Angabe von Standard-Übertragungsfunktionen (siehe Kapitel 3.2.1) – sind daher im Fall der gegenseitigen Beeinflussung von Kanälen kaum möglich. An dieser Stelle sei aber betont, dass sowohl die verwendeten Approximations- und Syntheseverfahren die Platzierung asymmetrischer Dämpfungspole erlauben und dass insbesondere auch die Optimierungsstrategien für die Gruppenlaufzeit (siehe Kapitel 3.1.1 und Kapitel 3.1.2) unverändert bleiben.

3.1.1 Wahl der Optimierungsparameter

Die Approximation aller in dieser Arbeit angegebenen Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Filter wird nach dem in Kapitel 1.2.2 erläuterten Verfahren durchgeführt. Im Folgenden wird beschrieben, wie die zu optimierenden Parameter und die zugehörigen Lösungsbereiche zu wählen sind. Um eine Konvergenz der Optimierung zu gewährleisten, werden die eventuell vorhandenen rein imaginären Transmissionsnullstellen – wie ebenfalls in Kapitel 1.2.2 erwähnt – nicht optimiert, womit sich die Optimierung folglich auf die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil beschränkt.

Jedes komplexe Nullstellenpaar sowie jedes Quadrupel erfordert zwei, jedes reelle Nullstellenpaar einen variablen Parameter. Die Anzahl der zur Verfügung stehenden Freiheitsgrade A_{FG} ergibt sich zu

$$A_{FG} = 4q + 2(p + r) + 1 \quad . \quad (51)$$

In dieser Gleichung steht q für die Anzahl der Quadrupel, p für die Anzahl der komplexen Nullstellenpaare und r für die Anzahl der rein reellen Nullstellenpaare. Es sei ausdrücklich erwähnt, dass die Anzahl der rein reellen Nullstellenpaare auf maximal eins beschränkt bleiben sollte [Wit70]; der Grund hierfür wird in Kapitel 3.1.2 anhand eines Beispiels ausführlich erläutert.

Bei gleichbleibender Anzahl der Freiheitsgrade ist somit bei Filtern mit symmetrischem Innenbandverhalten der Optimierungsaufwand wegen der Symmetrie zur reellen Achse und damit verbunden der geringeren Anzahl an freien Parametern im Vergleich zu Filtern mit asymmetrischem Innenbandverhalten um die Hälfte reduziert. Beispielsweise benötigt ein Quadrupel zwei variable Parameter, wogegen zwei komplexe Nullstellenpaare bereits vier erfordern (Abbildung 10); die Anzahl der Freiheitsgrade beträgt jedoch in beiden Fällen

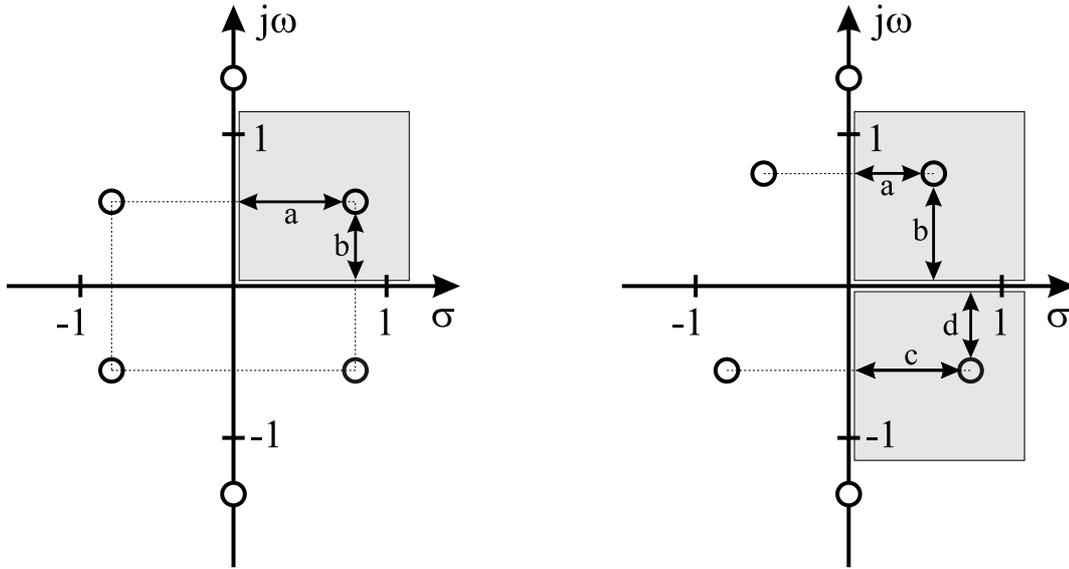


Abbildung 10: Glättung der Gruppenlaufzeit: Freie Parameter bei Optimierung eines Quadrupels (links) bzw. zweier komplexer Nullstellenpaare (rechts). Weitere Erläuterungen siehe Text.

fünf. Da ein symmetrisches Innenbandverhalten als Sonderfall des asymmetrischen Innenbandverhaltens angesehen werden kann, ist es immer möglich, anstelle eines Quadrupels zwei komplexe Nullstellenpaare bzw. anstelle eines rein reellen Nullstellenpaars ein komplexes Nullstellenpaar bei der Optimierung zu verwenden. Das Ergebnis der Optimierung wird jedoch eine Nullstellenverteilung sein, die wiederum symmetrisch zur reellen Achse ist.

Neben der Wahl der freien Parameter ist die richtige Definition der zugehörigen Lösungsbereiche für die Konvergenz der Optimierung maßgeblich mit verantwortlich. Um diese zu gewährleisten, ist darauf zu achten, dass sich die Lösungsbereiche der einzelnen Nullstellenquadrupel bzw. komplexen oder rein reellen Nullstellenpaare nicht überschneiden. Hierzu ist es notwendig, schon bei der Wahl der Lösungsbereiche das Optimierungsergebnis grob abzuschätzen. Dies ist jedoch in der Regel immer möglich, da die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil für einen bestimmten Filtergrad sowie Aufteilung der endlichen Nullstellen in solche mit und ohne Realteil meistens in den gleichen Bereichen der normierten komplexen Frequenzebene liegen. Vorschläge für Lösungsbereiche L_i für üblicherweise vorkommende Pol- und Nullstellenverteilungen symmetrischer Filter (ein Quadrupel bzw. ein Quadrupel und ein reelles Nullstellenpaar) sowie asymmetrischer Filter (zwei bzw. drei komplexe Nullstellenpaare) sind in Tabelle 1 angegeben. Zusätzlich sind für jede Pol- und Nullstellenverteilung die Anzahl der zu optimierenden Parameter $A_{x(i)}$ und die Anzahl der Freiheitsgrade A_{FG} aufgeführt. In Abbildung 10 sind die entsprechenden Lösungsbereiche für den Fall eines Quadrupels bzw. zweier reeller Nullstellenpaare grau hinterlegt. Durch den Einsatz eines globalen Optimierers ist die Konvergenz des Verfahrens und somit auch das Optimierungsergebnis unabhängig von den Startwerten der Optimierung.

3.1.2 Definition der Fehlerfunktion

Bei Verfahren zur Laufzeitplanung wird in der Regel das charakteristische Verhalten der Gruppenlaufzeit im Durchlassband ausgenutzt. Zu diesem zählen zum einen die lokalen Extremwerte (bzw. wie später erläutert wird, die Stellen mit einer bestimmten Steigung

	symmetrische Nullstellenverteilung		asymmetrische Nullstellenverteilung	
	I	II	III	IV
$A_{x(i)}$	2	3	4	6
A_{FG}	5	7	5	7
L_1	$0.1 < \sigma_1 < 1.2$ $0.1 < \omega_1 < 1.2$	$0.1 < \sigma_1 < 1.2$ $0.1 < \omega_1 < 1.2$	$0.1 < \sigma_1 < 1.2$ $0.1 < \omega_1 < 1.2$	$0.1 < \sigma_1 < 1.2$ $0.16 < \omega_1 < 1.2$
L_2	—	$0.1 < \sigma_2 < 2.0$ $\omega_2 = 0$	$0.1 < \sigma_2 < 1.2$ $-1.2 < \omega_1 < -0.1$	$0.1 < \sigma_1 < 2.0$ $-0.15 < \omega_1 < 0.15$
L_3	—	—	—	$0.1 < \sigma_1 < 1.2$ $-1.2 < \omega_1 < -0.16$

Tabelle 1: Optimierung der Gruppenlaufzeit. Lösungsbereiche für folgende Verteilungen der Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil: ein Quadrupel (I), ein reelles Nullstellenpaar und ein Quadrupel (II), zwei komplexe Nullstellenpaare (III), drei komplexe Nullstellenpaare (IV). Weitere Erläuterungen siehe Text.

der Gruppenlaufzeit) und zum anderen die Welligkeit der Gruppenlaufzeit. Die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil werden in Abhängigkeit der rein imaginären Transmissionsnullstellen so lange verschoben, bis sich das gewünschte Laufzeitverhalten einstellt.

In [Wit70] wird ein Optimierungsverfahren für selbstentzerrende Filter mit symmetrischem Innenbandverhalten vorgeschlagen, das darauf ausgerichtet ist, die maximale Anzahl an Extremwerten der Gruppenlaufzeit im Durchlassband zu berechnen; die Welligkeit der Gruppenlaufzeit wird hierbei nicht betrachtet und stellt sich selbstständig ein. Da aufgrund der Voraussetzung eines symmetrischen Innenbandverhaltens die Gruppenlaufzeit keine Steigung aufweist, kann man sich auf die Bestimmung der lokalen Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassband beschränken. Eine auf dieses Problem zugeschnittene Fehlerfunktion muss genau dann null werden, wenn die Werte der Gruppenlaufzeiten aller auftretenden Minima gleich sind.

Die in [Wit70] beschriebene Optimierungsmethode wird im Folgenden derart ergänzt, dass zusätzlich sowohl eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit ermöglicht, als auch eine bestimmte Welligkeit voreingestellt werden kann. Um eine etwaige Schräglage der Gruppenlaufzeit zu berücksichtigen, müssen nicht die lokalen Extremwerte der Gruppenlaufzeit, sondern die Punkte, die die gleiche Steigung wie die geforderte Schräglage aufweisen, ermittelt werden. Auch in diesem Fall können Filter mit symmetrischem Innenbandverhalten wiederum als Sonderfälle von Filtern mit asymmetrischem Innenbandverhalten angesehen werden, da die gesuchten Stellen mit der Steigung null genau den lokalen Minima und Maxima der Gruppenlaufzeit im Durchlassband entsprechen. Insgesamt muss die Fehlerfunktion somit die Abstände aller Minima, Maxima sowie die Abstände zwischen Minima und Maxima zueinander bewerten. Es wird deshalb eine Fehlerfunktion angegeben, die sich aus drei Beiträgen, die mit F_{Min} , F_{Max} und F_{MinMax} bezeichnet werden, zusammensetzt:

$$F_{Min} = \sum_{i=1}^{M-1} \left| \tau_{Min}(i+1) - \tau_{Min}(i) \right| - \left| d_{Min}(i+1) - d_{Min}(i) \right| \quad (52)$$

$$F_{Max} = \sum_{i=1}^{M-2} \left| \tau_{Max}(i+1) - \tau_{Max}(i) \right| - \left| d_{Max}(i+1) - d_{Max}(i) \right| \quad (53)$$

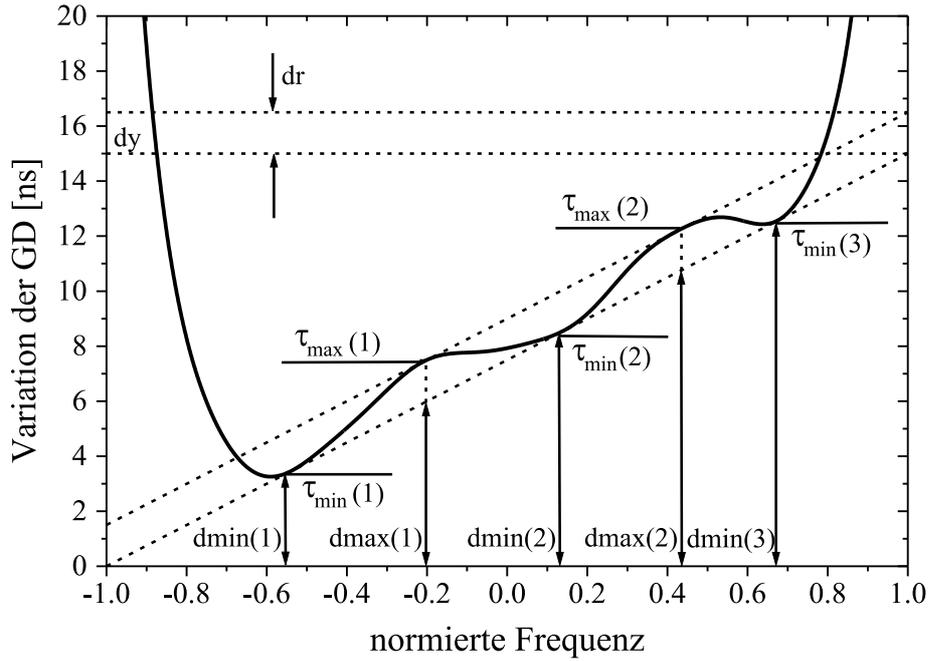


Abbildung 11: Optimierung der Gruppenlaufzeit: Definition der Parameter der Fehlerfunktion.

$$F_{MinMax} = \sum_{i=1}^{M-1} \left| \tau_{MinMax}(i+1) + \tau_{MinMax}(i) - 2 dr \right| \quad (54)$$

mit

$$\tau_{MinMax}(i) = \left| \left| \tau_{Max}(i) - d_{Max}(i) \right| - \left| \tau_{Min}(i) - d_{Min}(i) \right| \right| \quad (55)$$

$$\tau_{MinMax}(i+1) = \left| \left| \tau_{Max}(i) - d_{Max}(i) \right| - \left| \tau_{Min}(i+1) - d_{Min}(i+1) \right| \right| \quad (56)$$

In den Gleichungen 52, 53 und 54 bezeichnet die Variable M die Anzahl aller Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich. Alle weiteren Terme sind in Abbildung 11 anhand eines Beispiels anschaulich dargestellt: dy ist ein Maß für die Steigung der Gruppenlaufzeit im Durchlassband, die sowohl positiv als auch negativ sein darf, und dr gibt die maximale Welligkeit der Gruppenlaufzeit an. $\tau_{Min}(i)$ und $\tau_{Max}(i)$ repräsentieren genau die Punkte der Gruppenlaufzeit, die deren Steigung entsprechen. Die Gerade, die alle Punkte $\tau_{Min}(i)$ miteinander verbindet, hat somit die Steigung $dy/2$ und verläuft bei positiver Steigung durch den Punkt $(-1,0)$ bzw. bei negativer Steigung durch den Punkt $(1,0)$. Fällt man das Lot von den Punkten $\tau_{Min}(i)$ bzw. $\tau_{Max}(i)$, so werden die Abstände von eben genannter Geraden zur Abszisse mit $d_{min}(i)$ bzw. $d_{max}(i)$ bezeichnet. Bei dem in Abbildung 11 dargestellten Beispiel handelt es sich um ein zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter mit einem Dämpfungspolpaar $(\pm j 1.28)$ sowie zwei komplexen Nullstellenpaaren $((\pm 0.3937 + j 0.5240)$ und $(\pm 0.4615 - j 0.1254)$), d.h. um ein so genanntes $12-2-4$ Filter (siehe hierzu Kapitel 3.2.1). Das Filter wurde auf eine Welligkeit von 1.5 ns bei einer Steigung von insgesamt 15 ns im normierten Durchlassbereich optimiert; die Anpassung beträgt 26 dB.

Die einzelnen Beiträge der Fehlerfunktion (Gleichungen 52 bis 54) werden jeweils mit einem multiplikativen Faktor versehen und zur Gesamtfehlerfunktion F_{ges} addiert:

$$F_{Ges} = a_1 F_{Min} + a_2 F_{Max} + a_3 F_{MinMax} \quad (57)$$

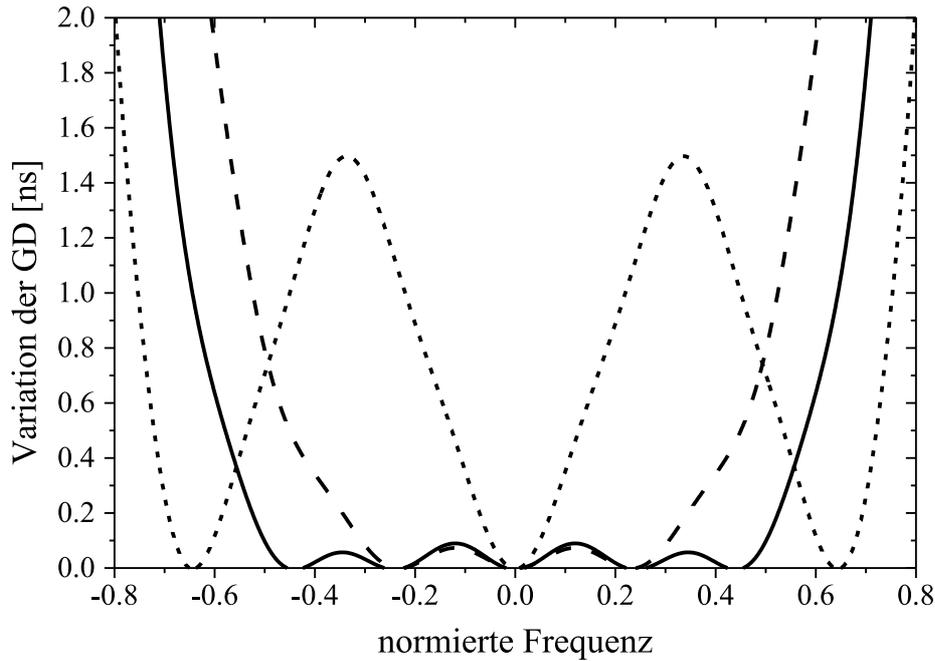


Abbildung 12: Optimierungsergebnisse der Gruppenlaufzeit am Beispiel eines zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters: Optimierung eines Quadrupels auf gleiches Niveau der Minima (durchgezogen) bzw. auf eine gleichmäßige Welligkeit von 1.5 ns (kurz gestrichelt); Optimierung zweier reeller Nullstellenpaare auf gleiches Niveau der Minima (lang gestrichelt).

Die Optimierung wird abgebrochen, wenn die Fehlerfunktion F_{Ges} null ist bzw. eine vor Beginn der Optimierung festgelegte Schranke unterschreitet. Wie im Folgenden erläutert wird, kann durch die Wahl der Faktoren a_1 , a_2 und a_3 der Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich wesentlich beeinflusst werden.

An dem oben erwähnten Beispiel eines zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters mit einem rein imaginären Nullstellenpaar ($\pm j 1.28$), vier Nullstellen in der komplexen Ebene und einer Anpassung von 26 dB werden im Folgenden zwei verschiedene Optimierungsstrategien bewertet. Allerdings wird vereinfachend davon ausgegangen, dass das Filter ein symmetrisches Innenbandverhalten aufweist. Die Ergebnisse sind jedoch sowohl auf Filter mit einer Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit als auch auf Filter anderer Kreiszahlen und anderer Pol- und Nullstellenverteilungen übertragbar.

Gleiches Minima–Niveau Sollen die Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassband – bei gleichzeitiger minimaler Welligkeit der Gruppenlaufzeit – auf gleichem Niveau liegen, so ist die Fehlerfunktion auf den Term F_{Min} zu reduzieren, d.h. a_2 und a_3 in Gleichung 57 sind null zu setzen und für a_1 wird in der Regel der Wert eins gewählt. Für obiges Beispiel bilden sich bei einem Quadrupel fünf Minima aus, dessen Lagen der Nullstellen sich zu $(\pm 0.6946 \pm j 0.3077)$ ergeben. Im Gegensatz zu einem Quadrupel führen zwei reelle Nullstellenpaare, die die gleiche Anzahl an unabhängigen Querkopplungen benötigen, bei gleicher Welligkeit zu einer erheblich reduzierten laufzeitgeebneten Bandbreite, da sich anstatt fünf Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich nur drei ausbilden. Für oben genanntes Beispiel liegen die reellen Nullstellenpaare bei den normierten Frequenzen (± 0.8806) und (± 1.3547) . Lässt man eine maximale Variation der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich von 1.5 ns zu, so kann aus Abbildung 12 abgelesen werden, dass das Quadrupel 68.1% der normierten Bandbreite entzerrt, die zwei reellen Nullstellenpaare

dagegen nur 56.8%. Des Weiteren kann gezeigt werden, dass drei Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich bereits mit nur einem reellen Nullstellenpaar realisiert werden können. Aus diesem Grund werden Übertragungsfunktionen mit mehr als einem reellen Nullstellenpaar in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Nach [Wit70] sind in der Regel die Anzahl der Freiheitsgrade (Gleichung 51) und die Anzahl der Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich identisch, was für obiges Beispiel im Fall eines Quadrupels auch zutrifft. Des Weiteren kann durch diesen Zusammenhang verdeutlicht werden, dass mit einem rein reellen Nullstellenpaar bereits drei Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich erzeugt werden können und ein weiteres rein reelles Nullstellenpaar zu fünf Minima führen müsste. Es sei aber betont, dass dieser Zusammenhang zwischen Anzahl der Minima und Anzahl der Freiheitsgrade in [Wit70] ausschließlich für Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Filter gerader Kreiszahl angegeben wurde. Abweichungen von dieser Regel ergeben sich bereits für selbstentzerrende symmetrische Filter ungerader Kreiszahl, da bei diesen anstelle eines Laufzeitminimums bei $\omega = 0$ ein Laufzeitmaximum liegt.

Gleichmäßige Welligkeit Der laufzeitgebbene Bereich des Durchlassbandes kann weiter vergrößert werden, indem auf eine gleichmäßige und somit vorzuziehende Welligkeit der Gruppenlaufzeit optimiert wird. Für das bereits betrachtete zwölfkreisige Filter beträgt dieser dann 78.8% des gesamten Durchlassbandes (siehe Abbildung 12), wenn eine Welligkeit von 1.5 ns angenommen wird. Die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil liegen bei $(\pm 0.4570 \pm j 0.3474)$. Alle drei Faktoren a_1 , a_2 und a_3 sind für diesen Fall gleich eins zu setzen. Es zeigt sich somit, dass eine Vergrößerung der Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich eine Vergrößerung der laufzeitgebbenen Bandbreite bewirkt.

3.2 Entwürfe von selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern

Wie bereits erwähnt, wird bei den in dieser Arbeit diskutierten Entwürfen von Mikrowellenfiltern davon ausgegangen, dass die Übertragungsfunktionen ein symmetrisches Außenbandverhalten zeigen, d.h. sich die einzelnen Kanäle untereinander nicht beeinflussen. Aus diesem Grund werden ausschließlich Filter mit einer geraden Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen betrachtet. Es zeigt sich, dass eine universelle Übertragungsfunktion, d.h. eine Pol- und Nullstellenverteilung, die jeder beliebigen Spezifikationen genügt, nicht existiert. Vielmehr ist eine „optimale“ Übertragungsfunktion von der jeweiligen Spezifikation, dem jeweiligen Anwendungsfall sowie auch von der Einschätzung des Entwicklers abhängig. Nichtsdestoweniger beeinflusst auch die Wahl einer bestimmten Technologie die Realisierbarkeit einer Übertragungsfunktion maßgeblich.

3.2.1 Übertragungsfunktionen für kommerzielle Spezifikationen

Im Folgenden soll eine Auswahl von Übertragungsfunktionen derart ermittelt werden, dass jede beliebige Spezifikation von mindestens einer der ausgewählten Übertragungsfunktionen erfüllt wird. Die Realisierbarkeit der Übertragungsfunktionen wird hierbei nicht betrachtet; sie ist Aufgabe des Kapitels 3.2.2.

Spezifikation A	Frequenz [MHz]	Wert	Spezifikation B	Frequenz [MHz]	Wert
Mittenfreq. [GHz]		20.0	Mittenfreq. [GHz]		20.0
Bandbreite [MHz]		220.5	Bandbreite [MHz]		50.8
Anpassung im Band [dB]		≤ -23.1	Anpassung im Band [dB]		≤ -23.1
Außerbanddämpfung [dB]	$f_0 \pm 130.0$	≤ -10.0	Außerbanddämpfung [dB]	$f_0 \pm 31.0$	≤ -10.0
	$f_0 \pm 135.0$	≤ -15.0		$f_0 \pm 43.0$	≤ -30.0
	$f_0 \pm 186.0$	≤ -35.0			
Maximale Variation der Gruppenlaufzeit [ns]	$f_0 \pm 77.2$	2.0	Maximale Variation der Gruppenlaufzeit [ns]	$f_0 \pm 18.7$	6.5
	$f_0 \pm 88.2$	3.0		$f_0 \pm 20.0$	10.0
	$f_0 \pm 99.2$	4.0		$f_0 \pm 23.0$	21.0
	$f_0 \pm 110.25$	5.0		$f_0 \pm 25.4$	40.0

Spezifikation C	Frequenz [MHz]	Wert	Spezifikation D	Frequenz [MHz]	Wert
Mittenfreq. [GHz]		20.0	Mittenfreq. [GHz]		20.0
Bandbreite [MHz]		33.0	Bandbreite [MHz]		33.0
Anpassung im Band [dB]		≤ -26.4	Anpassung im Band [dB]		≤ -18.0
Außerbanddämpfung [dB]	$f_0 \pm 20.0$	≤ -2.0	Außerbanddämpfung [dB]	$f_0 \pm 20.0$	≤ -10.0
	$f_0 \pm 24.0$	≤ -35.0		$f_0 \pm 22.5$	≤ -20.0
				$f_0 \pm 43.5$	≤ -30.0
Maximale Variation der Gruppenlaufzeit [ns]	$f_0 \pm 13.2$	5.0	Maximale Variation der Gruppenlaufzeit [ns]	$f_0 \pm 0.0$	1.7
	$f_0 \pm 14.85$	8.0		$f_0 \pm 11.5$	3.5
	$f_0 \pm 16.5$	20.0		$f_0 \pm 14.0$	12.0
			$f_0 \pm 16.5$	25.0	

Tabelle 2: Kommerzielle Spezifikationen für Kanalfilter von Eingangsmultiplexern.

Für diese Untersuchung wurden vier Spezifikationen kommerzieller Raumfahrtprogramme (Tabelle 2) vorgegeben, die alle unterschiedliche Forderungen an Filterbandbreite, Anpassung, Außerbanddämpfung sowie Gruppenlaufzeit stellen. Die Mittenfrequenzen wurden wegen besserer Vergleichbarkeit der einzelnen Übertragungsfunktionen einheitlich mit 20.0 GHz gewählt. Alle Möglichkeiten von Pol- und Nullstellenverteilungen acht- bis zwölfkreisiger Filter wurden darauf hin untersucht, ob die jeweiligen Übertragungsfunktionen die vier Spezifikationen erfüllen. Hierbei wurde nicht auf eine „elegante“ Lösung geachtet, sondern ausschließlich darauf, dass die oben genannten Forderungen eingehalten werden. Der Vergleich wurde auf Ebene der Koppelfaktoren durchgeführt, wobei möglicherweise notwendige Vorverzerrungen der Gruppenlaufzeit nicht untersucht werden, da – wie bereits erwähnt – bei diesem Schritt in Frage kommende Realisierungen nicht untersucht wurden. Da außerdem Verlustlosigkeit vorausgesetzt wurde, wurden bei dieser Untersuchung die maximale Variation der Einfügedämpfung, die Steigung der Einfügedämpfung sowie die Steigung der Gruppenlaufzeit, die bei kommerziellen Raumfahrtprogrammen zusätzlich zu den oben genannten Größen spezifiziert werden, nicht in die Bewertung einbezogen. Die Approximation wurde nach dem in Kapitel 1.2.2 beschriebenen Verfahren durchgeführt, wobei die Optimierungsstrategien aus Kapitel 3.1 zur Anwendung kamen.

Übertra- gungs- funktion	Anzahl end- licher Null- stellen v. S_{21}	Nullstellen- verteilung von S_{21}	Filter charak- teristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
08/01	0	8-0-0	T	-	-	-	-
08/02	2	8-2-0	QE	-	-	-	-
08/03	2	8-0-2	T-SE	-	-	-	-
08/04	4	8-4-0	QE	-	-	-	-
08/05	4	8-0-4	T-SE	-	-	-	-
08/06	4	8-2-2	QE-SE	-	+	-	-
08/07	6	8-6-0	E	-	-	-	-
08/08	6	8-4-2	QE-SE	-	+	-	-
08/09	6	8-2-4	QE-SE	-	-	-	+
08/10	6	8-0-6	T-SE	-	-	-	-

Tabelle 3: Übertragungsfunktionen 8-kreisiger Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Übertra- gungs- funktion	Anzahl end- licher Null- stellen v. S_{21}	Nullstellen- verteilung von S_{21}	Filter charak- teristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
09/01	0	9-0-0	T	-	-	-	-
09/02	2	9-2-0	QE	-	-	-	-
09/03	2	9-0-2	T-SE	-	-	-	-
09/04	4	9-4-0	QE	-	-	-	-
09/05	4	9-0-4	T-SE	-	-	-	-
09/06	4	9-2-2	QE-SE	-	+	-	-
09/07	6	9-6-0	QE	-	-	-	-
09/08	6	9-4-2	QE-SE	+	+	-	+
09/09	6	9-2-4	QE-SE	+	+	+	+
09/10	6	9-0-6	T-SE	-	-	-	-

Tabelle 4: Übertragungsfunktionen 9-kreisiger Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Ob eine Übertragungsfunktion einer der Spezifikationen aus Tabelle 2 genügt, ist in den Tabellen 3 bis 7 angegeben. Ein „+“ bedeutet, dass die Übertragungsfunktion den oben genannten Anforderungen der entsprechenden Spezifikation genügt, ein „-“ dagegen, dass die Filterfunktion entweder eine bzw. mehrere Forderungen nicht erfüllt. Die Nullstellenverteilung von Übertragungsfunktionen wird hierbei in der Form $n-p-c$ dargestellt, wobei n der Filtergrad, p die Anzahl der rein imaginären Transmissionsnullstellen und c die Anzahl der Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil ist. Die Summe aus p und c ergibt somit die Anzahl aller endlichen Transmissionsnullstellen. Die Nullstellenverteilung $9-2-4$ steht damit für ein neunkreisiges Filter mit zwei Transmissionsnullstellen auf der imaginären Achse sowie vier Nullstellen in der komplexen Ebene und drei Nullstellen im Unendlichen. Wegen der für diese Untersuchung vorausgesetzten Symmetrie der Übertragungsfunktionen liegen erstere in Paaren symmetrisch zur reellen Achse und letztere als Quadrupel in der komplexen Ebene. Im allgemeinen Fall beschreibt obige Notation jedoch nur die Anzahl der jeweiligen Nullstellen, d.h. eine eventuell auftretende Symmetrie wird mit dieser Beschreibung nicht erfasst. Bei einem $12-2-6$ Filter liegen zwei Nullstellen auf

Übertra- gungs- funktion	Anzahl end- licher Null- stellen v. S_{21}	Nullstellen- verteilung von S_{21}	Filter charak- teristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
10/01	0	10-0-0	T	-	-	-	-
10/02	2	10-2-0	QE	-	-	-	-
10/03	2	10-0-2	T-SE	-	+	-	-
10/04	4	10-4-0	QE	-	-	-	-
10/05	4	10-0-4	T-SE	-	-	-	-
10/06	4	10-2-2	QE-SE	-	+	-	-
10/07	6	10-6-0	QE	-	-	-	-
10/08	6	10-0-6	T-SE	-	-	-	-
10/09	6	10-2-4	QE-SE	+	+	+	+
10/10	6	10-4-2	QE-SE	-	+	-	-
10/11	8	10-8-0	E	-	-	-	-
10/12	8	10-0-8	T-SE	-	-	-	-
10/13	8	10-2-6	QE-SE	+	+	-	+
10/14	8	10-4-4	QE-SE	+	+	+	-
10/15	8	10-6-2	QE-SE	-	+	-	-

Tabelle 5: Übertragungsfunktionen 10-kreisiger Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Übertra- gungs- funktion	Anzahl end- licher Null- stellen v. S_{21}	Nullstellen- verteilung von S_{21}	Filter charak- teristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
11/01	0	11-0-0	T	-	-	-	-
11/02	2	11-2-0	QE	-	-	-	-
11/03	2	11-0-2	T-SE	-	+	-	-
11/04	4	11-4-0	QE	-	-	-	-
11/05	4	11-0-4	T-SE	+	+	-	-
11/06	4	11-2-2	QE-SE	-	+	-	-
11/07	6	11-6-0	QE	-	-	-	-
11/08	6	11-0-6	T-SE	+	-	-	-
11/09	6	11-2-4	QE-SE	+	+	+	+
11/10	6	11-4-2	QE-SE	-	+	-	-
11/11	8	11-8-0	E	-	-	-	-
11/12	8	11-0-8	T-SE	-	+	-	-
11/13	8	11-2-6	QE-SE	+	+	+	+
11/14	8	11-4-4	QE-SE	+	+	-	+
11/15	8	11-6-2	QE-SE	-	+	-	-

Tabelle 6: Übertragungsfunktionen 11-kreisiger Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Übertra- gungs- funktion	Anzahl end- licher Null- stellen v. S_{21}	Nullstellen- verteilung von S_{21}	Filter charak- teristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
12/01	0	12-0-0	T	-	-	-	-
12/02	2	12-2-0	QE	-	-	-	-
12/03	2	12-0-2	T-SE	-	+	-	-
12/04	4	12-4-0	QE	-	-	-	-
12/05	4	12-0-4	T-SE	+	+	-	-
12/06	4	12-2-2	QE-SE	-	+	-	-
12/07	6	12-6-0	QE	-	-	-	-
12/08	6	12-4-2	QE-SE	-	+	-	-
12/09	6	12-2-4	QE-SE	+	+	+	-
12/10	6	12-0-6	T-SE	+	+	-	+
12/11	8	12-8-0	QE	-	-	-	-
12/12	8	12-6-2	QE-SE	-	-	-	-
12/13	8	12-4-4	QE-SE	+	+	-	-
12/14	8	12-2-6	QE-SE	+	+	+	+
12/15	8	12-0-8	T-SE	-	-	-	-
12/16	10	12-10-0	E	-	-	-	-
12/17	10	12-8-0	QE-SE	-	-	-	-
12/18	10	12-6-4	QE-SE	-	+	-	-
12/19	10	12-4-6	QE-SE	+	+	-	-
12/20	10	12-2-8	QE-SE	-	+	-	+
12/21	10	12-0-10	T-SE	-	-	-	-

Tabelle 7: Übertragungsfunktionen 12-kreisiger Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

der imaginären Achse und sechs im Komplexen. Letztere treten bei Filtern mit symmetrischem Innenbandverhalten in einem Quadrupel und einem Paar auf der reellen Achse auf, bei Filtern mit asymmetrischem Innenbandverhalten in drei komplexen Paaren. Aus den in Kapitel 3.1.1 und 3.1.2 genannten Gründen wurden zwei oder mehrere rein reelle Nullstellenpaare ausgeschlossen.

Die Filtercharakteristik wird mit den Bezeichnungen T , E , QE , $T-SE$, $QE-SE$ beschrieben. Hierbei bezeichnet T ein Tschebyscheff Filter, E ein elliptisches Filter, und QE ein quasi-elliptisches Filter (siehe hierzu Kapitel 1.2.1). Ist ein Filter mit Tschebyscheff bzw. quasi-elliptischem Verhalten zugleich laufzeitgeeignet, d.h. selbstentzerrt, so wird die Bezeichnung $T-SE$ bzw. $QE-SE$ verwendet. Insgesamt wurden jeweils zehn Übertragungsfunktionen acht- und neunkreisiger Filter, 15 Übertragungsfunktionen zeh- und elfkreisiger Filter sowie 21 Übertragungsfunktionen zwölfkreisiger Filter untersucht, womit alle Möglichkeiten für Übertragungsfunktionen, d.h. Pol- und Nullstellenverteilungen, acht- bis zwölfkreisiger Filter mit gerader Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen erfasst sind. Die Anzahl der Übertragungsfunktionen acht- und neunkreisiger sowie zeh- und elfkreisiger Filter unterscheidet sich nicht, da – wie bereits mehrfach erwähnt – nur Übertragungsfunktionen mit einer geraden Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen betrachtet wurden.

Standardlösungen für Ka-Band Spezifikationen							
Übertragungsfunktion	Anzahl endlicher Nullstellen v. S_{21}	Nullstellenverteilung von S_{21}	Filtercharakteristik	Spezifikationen			
				A	B	C	D
09/09	6	9-2-4	QE-SE	+	+	+	+
10/09	6	10-2-4	QE-SE	+	+	+	+
10/14	8	10-4-4	QE-SE	+	+	+	-
11/09	6	11-2-4	QE-SE	+	+	+	+
11/13	8	11-2-6	QE-SE	+	+	+	+
11/14	8	11-4-4	QE-SE	+	+	-	+
12/09	6	12-2-4	QE-SE	+	+	+	-
12/14	8	12-2-6	QE-SE	+	+	+	+

Tabelle 8: *Standardlösungen für Ka-Band Filter in Eingangsmultiplexern. Weitere Erläuterungen siehe Text.*

Als notwendige Bedingung dafür, dass eine Übertragungsfunktion mit einer bestimmten Pol- und Nullstellenverteilung $n-p-c$ als „Standard“-Übertragungsfunktion (Tabelle 8) aufgefasst werden kann, soll gelten, dass mindesten drei der vier Spezifikationen aus Tabelle 2 dieser genügen müssen. Die Übertragungsfunktionen, die alle vier Spezifikationen erfüllen, wurden ohne Einschränkung in die Liste der „Standard“-Übertragungsfunktionen aufgenommen; von den Übertragungsfunktionen die drei der vier Spezifikationen erfüllen, wurden diejenigen als „Standard“-Übertragungsfunktionen ausgewählt, die auch systemrelevante Aspekte von Eingangsmultiplexern mit berücksichtigen. Natürlich ist nicht von der Hand zu weisen, dass dieses Kriterium sowohl von dem jeweiligen System als auch von den Vorlieben und Einschätzungen des Entwicklers abhängig ist. Es sei jedoch erwähnt, dass bereits Realisierungen von $10-4-4$ Filtern [Cam95] sowie von $12-2-4$ Filtern [Alc02] zur Anwendung kommen, obgleich keine Untersuchungen bekannt sind, die das Ziel haben, „Standard“-Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Filter zu ermitteln.

Insgesamt wurden eine neunkreisige, zwei zehnkreisige, drei elfkreisige sowie zwei zwölfkreisige Übertragungsfunktionen als Standardlösungen deklariert. Alle diese Filterfunktionen haben sechs bzw. acht endliche Transmissionsnullstellen. Da für elfkreisige Filter drei, für zehn- und zwölfkreisige Filter jedoch jeweils nur zwei Übertragungsfunktionen vorliegen, ist zu vermuten, dass elfkreisige Filter den besten Kompromiss bezüglich des Übertragungsverhaltens für kommerzielle Spezifikationen darstellen. Außerdem fällt auf, dass die zehn- und zwölfkreisigen Filter dieselben Verteilungen der endlichen Transmissionsnullstellen wie die elfkreisigen Filter aufweisen.

3.2.2 Realisierbarkeit der Übertragungsfunktionen

In diesem Abschnitt werden die in Kapitel 3.2.1 ermittelten Standardlösungen von Übertragungsfunktionen hinsichtlich ihrer Realisierbarkeit untersucht. Die Synthese erfolgt in Abhängigkeit von der zu realisierenden Filtertopologie entweder durch Abspaltverfahren (Kapitel 1.3.1) und nachfolgendem Transformationsverfahren (Kapitel 1.3.3) in die gewünschte „Inline“-Struktur oder direkt durch das in Kapitel 1.3.2 dargestellte Optimierungsverfahren in eine beliebige Filterstruktur. Jedoch soll auch für die letztgenannten

Filterstrukturen, deren Koppelfaktoren ohne Umweg über das Abspaltverfahren ermittelt werden, die kanonische Koppelmatrix als Diskussionsbasis dienen. Was die Symmetrie bzw. Asymmetrie von Realisierungen betrifft, ist prinzipiell zwischen der Symmetrie von Übertragungsfunktionen und der Symmetrie von Koppelfaktoren zu unterscheiden, wobei auf erstere bereits ausführlich eingegangen wurde. Eine symmetrische Realisierung bezüglich der Koppelfaktoren liegt immer dann vor, wenn die Koppelfaktoren symmetrisch zum Eingang und Ausgang des Filters sind und somit die Koppelmatrix symmetrisch zur Nebendiagonalen ist; jedoch können auch mit asymmetrischen Koppelfaktoren symmetrische Übertragungsfunktionen realisiert werden. Des Weiteren muss davon ausgegangen werden, dass eine Symmetrie der Koppelfaktoren nur theoretisch vorliegt, da bereits Fertigungstoleranzen ausreichend sind, um eine Asymmetrie der Koppelfaktoren zu verursachen. Immer dann, wenn die Anzahl der vorhandenen Querkopplungen größer ist als die von den zu realisierenden endlichen Transmissionsnullstellen benötigte, besteht die Möglichkeit, dass unendlich viele Lösungen der Koppelmatrix existieren. In diesem Fall können die Werte der Querkopplungen entweder null gesetzt oder so gewählt werden, dass alle Kopplungen gut realisierbar sind. Des Weiteren besteht die Möglichkeit, die zusätzlichen Freiheitsgrade zum Minimieren von Entwurfstoleranzen zu benutzen. Die Reduktion der Empfindlichkeit beruht darauf, dass durch eine Vergrößerung der Lösungsmenge die Wahrscheinlichkeit zunimmt, dass eine Koppelmatrix existiert, die unempfindlich auf eine Änderung ihrer Elemente reagiert.

Im Folgenden werden Filterstrukturen vorgeschlagen, die eine Realisierung mit Dual-Mode Hohlleiterfiltern bzw. dielektrischen Single-Mode Filtern ermöglichen. Da diese Technologien in heutigen Satelliten fast ausschließlich Verwendung finden, werden andere Filtertechnologien – wie beispielsweise Surface Acoustic Wave (SAW) Filter oder supraleitende Mikrostreifenleitungsfiler – in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

Dual-Mode Hohlleiterfilter Die derzeit in der Raumfahrt eingesetzten Hohlleiterfilter sind in der Regel so genannte Dual-Mode Filter, d.h. Filter in denen in einem Resonator zwei entartete Moden betrieben werden. Die Orthogonalität zwischen diesen Moden wird mit einer Koppelschraube, die um 45° zu den Abstimmerschrauben der Resonanzfrequenzen versetzt ist, aufgehoben. Durch Ausnutzung beider Resonanzen in einem Dual-Mode Filter kann zum einen die maximale Anzahl an endlichen Nullstellen und zum anderen die größtmögliche Selektivität bei gegebenem Volumen realisiert werden, weswegen Dual-Mode Filter für gerade Kreisfrequenzen prädestiniert sind. Bei Leistungsfiltern für Ausgangsmultiplexer wird jedoch oft auf die Ausnutzung eines Moden verzichtet, um die Einfügedämpfung gering zu halten und somit die größtmögliche Ausgangsleistung zu gewährleisten. Beispielsweise werden fünfkreisige Filter sechskreisigen bevorzugt, obwohl letztere bei gleichem Volumen eine größere Selektivität bieten. Bei Eingangsmultiplexern ist die Einfügedämpfung aus den in Kapitel 2.1 genannten Gründen nicht das vorrangige Entwurfskriterium.

„Inline“-Strukturen werden vorwiegend in Dual-Mode Technik realisiert. In Erweiterung der Definition in Kapitel 1.3.3 sollen auch solche Strukturen als „Inline“-Strukturen bezeichnet werden, deren Resonatoren zwar sukzessive miteinander verbunden sind, deren Auskopplungen jedoch nicht im letzten Resonator liegen (siehe z.B. Abbildung 13 oben links bzw. unten rechts und links), womit die in Abbildung 5 gezeigte kanonische Struktur als Sonderfall einer „Inline“-Struktur aufgefasst werden kann. Die kanonische Struktur hat bei einer Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik allerdings den Nachteil, dass

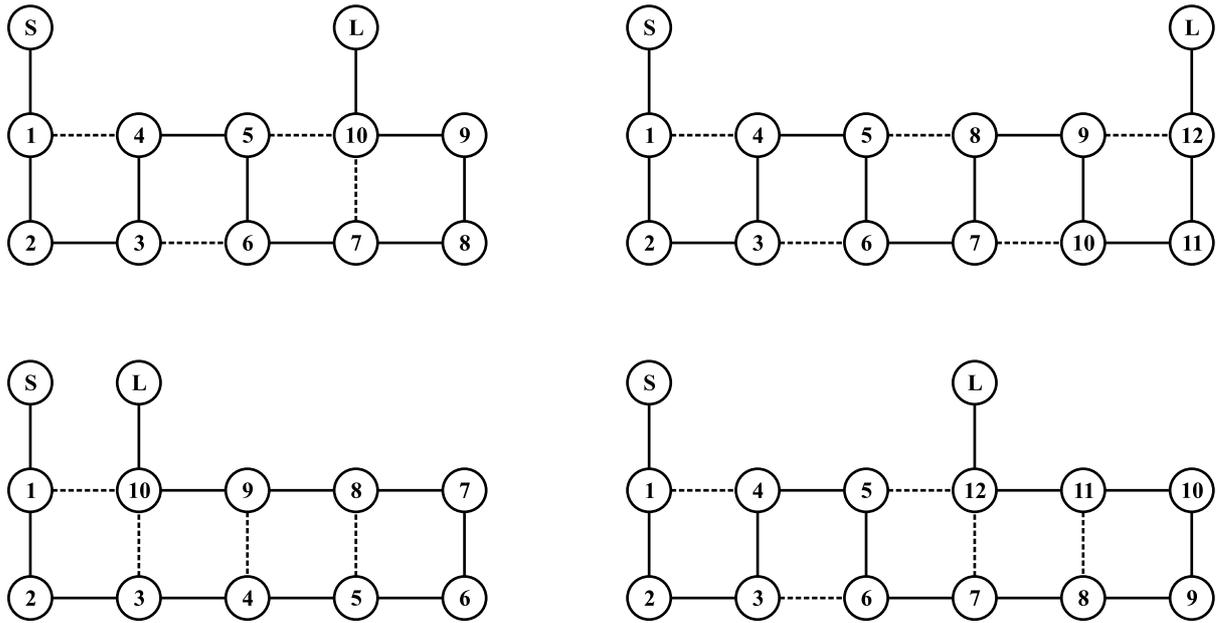


Abbildung 13: Mögliche Filterstrukturen von selbstentzerrenden Filtern in Dual-Mode Hohlleitertechnik für folgende Nullstellenverteilungen: 10-2-4 (oben links), 10-4-4 (unten links), 12-2-4 (oben rechts), 12-2-6 (unten rechts). Weitere Erläuterungen siehe Text.

Ein- und Auskopplungen im selben Resonator liegen und somit die orthogonal polarisierten Ein- und Ausgangssignale nur schwierig voneinander zu trennen sind. Hieraus resultiert eine niedrige Reflexionsdämpfung von $|S_{11}|$ und $|S_{22}|$, weswegen im Folgenden nur Strukturen diskutiert werden, bei denen in unterschiedliche Resonatoren ein- und ausgekoppelt wird. Weiterhin soll die Einkopplung immer stirnseitig in den ersten Resonator eines Filters erfolgen, was wegen der zur Verfügung stehenden Feldsimulationssoftware die Berechnung der Ankopplung an die Sammelschiene erleichtert. Bei dem in dieser Arbeit vorgestellten Eingangsmultiplexer werden aus fertigungstechnischen Gründen stirnseitig miteinander verkoppelte Resonatoren verwendet. Obwohl durch diese Voraussetzungen die Anzahl der für eine Realisierung in Frage kommenden Filterstrukturen limitiert wird, wird die Realisierbarkeit aller als Standardlösungen deklarerter Übertragungsfunktionen nicht eingeschränkt. (Eine Übersicht, in der alle in Dual-Mode Hohlleitertechnik realisierbaren Übertragungsfunktionen vier- bis zwölfkreisiger Filter tabelliert sind, findet sich in [Kud82].) Dieses wird im Folgenden am Beispiel der vier „Standard“-Übertragungsfunktionen mit gerader Kreiszahl (10-2-4, 10-4-4, 12-2-4 und 12-2-6) gezeigt, die alle die Spezifikation „B“ erfüllen sollen. Die zugehörigen Koppelfaktoren sind in Tabelle 9 aufgeführt; die Anpassung beträgt in allen Fällen 26 dB.

10-2-4: Mit dieser Pol- und Nullstellenverteilung können nach Gleichung 36 genau sechs endliche Transmissionsnullstellen realisiert werden, für die mindestens drei voneinander unabhängige Querkopplungen notwendig sind. Da bei der für die Realisierung gewählten Struktur (Abbildung 13 oben links) vier Querkopplungen zur Verfügung stehen, ist der resultierende Satz Koppelfaktoren nicht eindeutig. Falls erforderlich, kann somit versucht werden, den Koppelfaktor $k_{5,10}$ betragsmäßig zu vergrößern. Wenn Dual-Mode Hohlleiterresonatoren verwendet werden, wird stirnseitig in den ersten Resonator ein- und mantelflächig am vorletzten ausgekoppelt. Für das gerechnete Beispiel liegen die endlichen Transmissionsnullstellen bei $(\pm j 1.3)$ und $(\pm 0.5561 \pm j 0.3712)$.

Koppelfaktoren für Spezifikation B				
$k_{i,j}$	10-2-4	10-4-4	12-2-4	12-2-6
$k_{0,1}$	1.0993317127	1.0959701756	1.0934245005	1.0917576485
$k_{1,2}$	0.7829156549	0.9114229389	0.8540715049	0.8770747890
$k_{2,3}$	0.3349410459	0.6141881083	0.4207363367	0.4708240033
$k_{3,4}$	0.2958208170	0.5603091835	0.5690656090	0.5442279153
$k_{4,5}$	0.8334077137	-0.5328659931	0.4894625076	0.6250506420
$k_{5,6}$	0.4448427062	0.5199889826	0.1438340874	0.5210583120
$k_{6,7}$	0.5702458171	0.5189506236	0.9395599061	0.5104435801
$k_{7,8}$	0.6016269760	0.5605399962	0.1438340874	-0.5009452118
$k_{8,9}$	0.5058447976	0.6066601245	0.4894625076	0.5460705991
$k_{9,10}$	0.8982717664	0.9103385658	0.5690656090	0.5408868465
$k_{10,11}$	1.0993317127	1.0959701756	0.4207363367	0.6026175608
$k_{11,12}$	—	—	0.8540715049	0.8882715479
$k_{12,13}$	—	—	1.0934245005	1.0917576485
$k_{1,4}$	0.4781228636	—	0.3058980081	0.2205588076
$k_{1,10}$	—	-0.0169867609	—	—
$k_{3,6}$	-0.3028901528	—	0.1752374092	-0.0787332030
$k_{3,10}$	—	0.0444462510	—	—
$k_{4,9}$	—	0.0685107677	—	—
$k_{5,8}$	—	0.1063344264	-0.4135635373	—
$k_{5,10}$	-0.061236385	—	—	—
$k_{5,12}$	—	—	—	0.0785678200
$k_{7,10}$	0.1758304135	—	0.1752374092	—
$k_{7,12}$	—	—	—	0.1506888453
$k_{8,11}$	—	—	—	0.1024335273
$k_{9,12}$	—	—	0.3058980081	—

Tabelle 9: *Koppelfaktoren für selbstentzerrende Dual-Mode Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.*

10-4-4: Diese Pol- und Nullstellenverteilung lässt maximal acht endliche Transmissionsnullstellen zu, die vier voneinander unabhängige Querkopplungen erfordern. Die für eine Realisierung in Frage kommende Struktur (Abbildung 13 unten links) ist somit eindeutig, womit sich die Kopplung $k_{1,10}$ betragsmäßig nicht vergrößern lässt. Da der Wert dieser Kopplung prinzipiell in einer in Dual-Mode Hohlleitertechnik nicht realisierbaren Größenordnung liegt und auch außer der kanonischen Struktur für diese Pol- und Nullstellenverteilung keine weitere existiert, reduzieren sich für Dual-Mode Hohlleiterfilter die möglichen Standardlösungen auf die Übertragungsfunktionen *10-2-4*, *12-2-4* und *12-2-6*. Falls eine Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik möglich wäre, würde die Einkopplung beim *10-4-4* Filter stirnseitig in den ersten Resonator, die Auskopplung mantelflächig am zweiten von insgesamt fünf Resonatoren erfolgen. Die endlichen Transmissionsnullstellen sind für das oben erwähnte Beispiel bei $(\pm j 1.2)$, $(\pm j 1.6)$ und $(\pm 0.5381 \pm j 0.3584)$ platziert.

12-2-4: Mit dieser Übertragungsfunktion können maximal sechs endliche Transmissionsnullstellen (siehe Gleichung 36 und Gleichung 50) bei fünf realisierbaren Querkopplungen

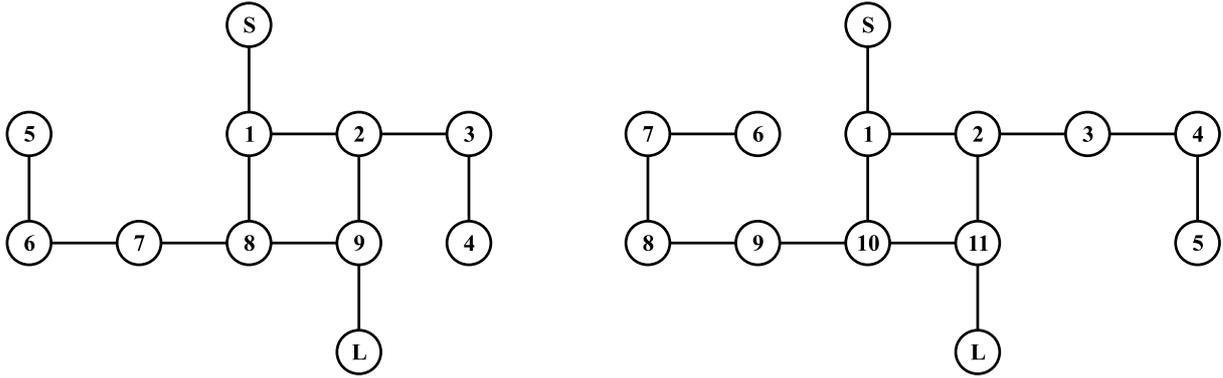


Abbildung 14: Mögliche Filterstrukturen von selbstentzerrenden dielektrischen Single-Mode Filtern für folgende Verteilungen der Transmissionsnullstellen: 9-2-4 (links), 11-2-6 bzw. 11-4-4 (rechts). Weitere Erläuterungen siehe Text.

erzeugt werden. Einige Lösungen der Koppelmatrix erhält man auf analytischem Weg mit den in Kapitel 1.3.3 beschriebenen Transformationsverfahren. Da sowohl die Einkopplung als auch die Auskopplung stirnseitig erfolgt, ist diese Struktur – unter den in diesem Abschnitt vorgestellten – die einfachste zu realisierende (Abbildung 13 oben rechts). Für oben erwähntes Beispiel, das die Spezifikation „B“ erfüllt, liegen die endlichen Transmissionsnullstellen bei den normierten Frequenzen (± 1.2) und $(\pm 0.5223 \pm j 0.3374)$.

12-2-6: Bei der für diese Pol- und Nullstellenverteilung gewählten Struktur (Abbildung 13 unten rechts) stehen für maximal acht realisierbare endliche Transmissionsnullstellen fünf Querkopplungen zur Verfügung, wodurch die resultierende Koppelmatrix nicht eindeutig ist. Einkoppelt wird stirnseitig in den ersten Resonator, ausgekoppelt mantelflächig am vierten von insgesamt sechs Resonatoren. Um der Spezifikation „B“ zu genügen, müssen die endlichen Transmissionsnullstellen bei $(\pm j 1.1)$, (± 0.6538) und $(\pm 0.5876 \pm j 0.5193)$ platziert werden.

Dielektrische Filter In diesem Abschnitt wird gezeigt, warum Filterstrukturen mit ungerader Kreiszahl jedoch gerader Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen für eine Realisierung in dielektrischer Single-Mode Technologie prädestiniert sind. Wie bereits erwähnt, ist bei dielektrischen Filtern eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit unerlässlich, weswegen bei kanonischen bzw. „Inline“-Strukturen die in Abbildung 5 dargestellten diagonalen Querkopplungen realisiert werden müssen; diese Querkopplungen erfordern – nicht nur wegen ihrer teilweise sehr kleinen betragsmäßigen Werte – einen hohen Realisierungsaufwand. Gegenüber den kanonischen bzw. „Inline“-Strukturen haben die so genannten „Cul-de-Sac“-Strukturen, die in Abbildung 14 für neunkreisige und elfkreisige Filter beispielhaft dargestellt sind, den Vorteil, dass mit derselben Filterstruktur gleichermaßen symmetrische wie auch asymmetrische Pol- und Nullstellenverteilungen realisiert werden können [Wil01, Cam02, Cam03]. Wie im Folgenden anhand von drei Beispielen gezeigt wird, reicht bereits eine geringfügige Änderung der Koppelfaktoren und der Resonanzfrequenzen aus, um die für dielektrische Filter notwendige Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit zu erhalten. Allen „Cul-de-Sac“-Strukturen ist gemeinsam, dass sie aus einem Block von vier Resonatoren bestehen, an dessen diagonal gegenüberliegenden Enden die Einkopplung und die Auskopplung bzw. eine dem Filtergrad entsprechende Anzahl in Reihe geschalteter Resonatoren liegen (siehe Abbildung 14). Da der kürzeste Signalpfad vom Eingang zum Ausgang des Filters somit mindestens über drei Resonatoren führt, erzeugen die in Ab-

bildung 14 gezeigten „Cul-de-Sac“-Strukturen ($N - 3$) endliche Transmissionsnullstellen (vgl. Gleichung 36), weswegen mit diesen die Übertragungsfunktionen 9-2-4, 11-2-6 und 11-4-4 realisiert werden können. Für die Realisierung der Übertragungsfunktion 11-2-4 ist eine Modifikation der in Abbildung 14 (rechts) dargestellten Filterstruktur derart notwendig, dass der kürzeste Signalpfad vom Eingang zum Ausgang des Filters mindestens über fünf Resonatoren führen muss. Dies kann beispielsweise durch Wegnahme der Resonatoren Nummer fünf und sechs aus den Ästen der Filterstruktur und Einfügen gerade eben dieser Resonatoren zwischen dem Filtereingang und dem ersten Resonator bzw. zwischen dem Filterausgang und dem elften Resonator erreicht werden.

Koppelfaktoren für Spezifikation B						
$k_{i,j}$	9-2-4 (sym.)	9-2-4 (asym.)	11-2-6 (sym.)	11-2-6 (asym.)	11-4-4 (sym.)	11-4-4 (asym.)
$k_{0,1}$	1.1027531	1.1028055	1.0996049	1.0996495	1.0940992	1.0941073
$k_{1,2}$	0.6695774	0.6700988	0.6585749	0.6588081	0.6387055	0.6386670
$k_{2,3}$	0.6285096	0.6286853	0.6215799	0.6218190	0.6262556	0.6264593
$k_{3,4}$	0.4798925	0.4701474	0.5264039	0.5242810	0.5799776	0.5806916
$k_{4,5}$	—	—	0.4009718	0.3949816	0.4728816	0.4656616
$k_{5,6}$	0.6822443	0.6557912	—	—	—	—
$k_{6,7}$	0.6519229	0.6600758	0.5367063	0.5220516	0.7049482	0.6843523
$k_{7,8}$	0.6145381	0.6140714	0.6390520	0.6386212	0.6032202	0.6103626
$k_{8,9}$	0.6358487	0.6354407	0.6017221	0.6038305	0.5301805	0.5290805
$k_{9,10}$	1.1027531	1.1028055	0.6149301	0.6147249	0.5966473	0.5964540
$k_{10,11}$	—	—	0.6393400	0.6392136	0.6458690	0.6459267
$k_{11,12}$	—	—	1.0996049	1.0996495	1.0940992	1.0941073
$k_{1,8}$	0.6358487	0.6354407	—	—	—	—
$k_{2,9}$	-0.6695774	-0.6700988	—	—	—	—
$k_{1,10}$	—	—	-0.6393400	0.6392136	-0.6458690	0.6459267
$k_{2,11}$	—	—	0.6585749	-0.6588081	0.6387055	-0.6386670
$k_{1,1}$	—	0.0019587	—	0.0015176	—	0.0005676
$k_{2,2}$	—	0.0149816	—	0.0070945	—	-0.0014095
$k_{3,3}$	—	-0.0179269	—	-0.0023814	—	0.0129064
$k_{4,4}$	—	-0.1325548	—	-0.0397133	—	-0.0069697
$k_{5,5}$	—	-0.2169334	—	-0.1078806	—	-0.1125964
$k_{6,6}$	—	0.0740708	—	-0.1644400	—	-0.1896220
$k_{7,7}$	—	0.0213470	—	-0.0135187	—	0.0882730
$k_{8,8}$	—	-0.0120164	—	0.0361351	—	0.0043284
$k_{9,9}$	—	0.0019587	—	0.0054859	—	-0.0122984
$k_{10,10}$	—	—	—	-0.0041286	—	0.0025576
$k_{11,11}$	—	—	—	0.0015176	—	0.0005676

Tabelle 10: Koppelfaktoren für selbstentzerrende dielektrische Single-Mode Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

In Tabelle 10 werden beispielhaft Koppelfaktoren für die Nullstellenverteilungen $9-2-4$, $11-2-6$ und $11-4-4$ von „Cul-de-Sac“-Strukturen angegeben, die die Spezifikation „B“ (Tabelle 2) erfüllen. Hierbei sind sowohl Koppelfaktoren für Filter mit symmetrischem als auch asymmetrischem Innenbandverhalten aufgeführt. Für letztere wurde eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit mit einer positiven Steigung von 15 ns und einer maximalen Welligkeit von 1.5 ns im Durchlassband angenommen (siehe Abbildung 11); für alle Beispiele wurde eine Anpassung von 26 dB vorausgesetzt.

9-2-4: Damit diese Pol- und Nullstellenverteilung die Spezifikation „B“ erfüllt, ist das rein imaginäre Transmissionsnullstellenpaar bei $(\pm j 1.3)$ zu platzieren. Das Quadrupel liegt im Fall einer symmetrischen Übertragungscharakteristik bei $(\pm 0.5785 \pm j 0.3990)$, und im Fall einer asymmetrischen Übertragungscharakteristik, d.h. im Fall der für dieses Beispiel angenommenen Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit, liegen die zwei komplexen Nullstellenpaare bei $(\pm 0.5325 + j 0.5155)$ bzw. $(\pm 0.6057 - j 0.2530)$. Die zugehörige Filterstruktur ist in Abbildung 14 (links) dargestellt.

11-2-6: Für oben genanntes Beispiel, ist das rein imaginäre Nullstellenpaar bei $(\pm j 1.3)$ zu platzieren. Hieraus ergibt sich für den symmetrischen Fall die Lage des Quadrupels bzw. des rein reellen Nullstellenpaars zu $(\pm 0.4447 \pm j 0.5778)$ bzw. (± 0.4713) . Soll die erwähnte Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit realisiert werden, so ergibt die Optimierung drei komplexe Nullstellenpaare bei den normierten Frequenzen $(\pm 0.4129 + j 0.6411)$, $(\pm 0.4650 + j 0.0948)$ und $(\pm 0.4723 - j 0.5005)$. Die zugehörige Filterstruktur ist in Abbildung 14 rechts dargestellt.

11-4-4: Für das Beispiel, das Spezifikation „B“ erfüllt, liegen die Dämpfungspole bei $(\pm j 1.2)$ und $(\pm j 1.6)$; in Abhängigkeit dieser Nullstellen sind die Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil für den Fall, dass die Gruppenlaufzeit nicht verzerrt wird, bei $(\pm 0.5189 \pm j 0.3448)$ zu platzieren. Soll die Schräglage der Gruppenlaufzeit realisiert werden, so ergibt sich die Lage der zwei komplexen Nullstellenpaare zu $(\pm 0.4905 + j 0.4345)$ und $(\pm 0.5379 - j 0.2391)$. Da die Nullstellenverteilungen $11-4-4$ und $11-2-6$ die gleiche Anzahl an endlichen Transmissionsnullstellen aufweisen, können beide Übertragungsfunktionen mit derselben Filterstruktur realisiert werden.

3.2.3 Entwurf eines 12-kreisigen selbstentzerrenden Mikrowellenfilters

In diesem Abschnitt soll ein Mikrowellenfilter in Dual-Mode Hohlleitertechnik bezüglich Spezifikation „E“ (Tabelle 11) entworfen werden. Auf diese Weise wird gezeigt, dass die in Kapitel 3.2.1 als Standardlösungen deklarierten Übertragungsfunktionen auch Spezifikationen erfüllen, die sich in Bandbreite, Außerbandverhalten sowie Verlauf der Gruppenlaufzeit von den Spezifikationen (Tabelle 2) unterscheiden, die bei der Ermittlung der „Standard-Übertragungsfunktionen“ verwendet wurden. Für die Realisierung des Filters in Dual-Mode Hohlleitertechnik werden die Ergebnisse aus Kapitel 3.2.2 angewendet.

Approximation Wie in Kapitel 3.2.2 näher erläutert wurde, ist die Übertragungsfunktion $10-4-4$ wegen der in Dual-Mode Hohlleitertechnik nicht zu realisierenden Kopplung $k_{1,10}$ auszuschließen. Da die Übertragungsfunktion $10-2-4$ die Spezifikation „E“ nicht erfüllt, ist die Übertragungsfunktion $12-2-4$ diejenige mit dem geringsten Realisierungsaufwand, d.h. der niedrigsten Kreiszahl, sowie der geringsten Anzahl an endlichen Nullstellen, die der Spezifikation „E“ genügt. An dieser Stelle sei vorweggenommen, dass gezeigt werden kann, dass eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit nicht notwendig ist, d.h. ein

Spezifikation E	Frequenz [MHz]	Wert
Mittenfrequenz [GHz]		19.2425
Nutzbandbreite [MHz]		115.0
Anpassung im Band [dB]		≤ -23.0
Maximale Variation der Einfügedämpfung [MHz]	$f_0 \pm 40.0$	0.25
	$f_0 \pm 50.0$	0.6
	$f_0 \pm 57.5$	1.3
Steigung der Einfügedämpfung [dB/MHz]	$f_0 \pm 40.0$	0.05
	$f_0 \pm 50.0$	0.15
	$f_0 \pm 57.5$	0.40
Außerbanddämpfung [dB]	$f_0 \pm 70.0$ bis $f_0 \pm 80.0$	≤ -18.0
	$f_0 \pm 80.0$ bis $f_0 \pm 125.0$	≤ -38.0
	$f_0 \pm 125.0$ bis $f_0 \pm 750.0$	≤ -46.0
Maximale Variation der Gruppenlaufzeit [ns]	$f_0 \pm 40.0$	6.0
	$f_0 \pm 50.0$	13.0
	$f_0 \pm 57.5$	27.0
Steigung der Gruppenlaufzeit [ns/MHz]	$f_0 \pm 40.0$	1.0
	$f_0 \pm 50.0$	2.5
	$f_0 \pm 57.5$	7.0

Tabelle 11: Kommerzielle Spezifikation für Kanalfilter von Eingangsmultiplexern.

Filter mit symmetrischem Innenbandverhalten beim Filterentwurf zu Grunde gelegt werden kann (Kapitel 4.1.2), was im Nachhinein durch Feldsimulation bestätigt wird. Die anhand der Koppelfaktoren bzw. mittels Feldsimulation berechneten Streuparameter sind in Abbildung 15 bzw. 16 dargestellt. Die Approximation ergibt zwei rein imaginäre Transmissionsnullstellen bei den normierten Frequenzen ($\pm j 1.25$) und ein komplexes Quadrupel bei ($\pm 0.4918 \pm j 0.3419$); die Anpassung wurde mit 26 dB, die Bandbreite mit 120 MHz gewählt. Die Pol- und Nullstellenverteilung ist in Abbildung 3 oben rechts qualitativ dargestellt. Die Approximation erfolgte nach dem in Kapitel 1.2.2 vorgestellten Verfahren, wobei die Optimierungsmethode aus Kapitel 3.1 angewendet und die Gruppenlaufzeit im Durchlassband auf eine Welligkeit von 1.0 ns optimiert wurde. Die Übertragungsfunktion auf Basis der Koppelfaktoren erfüllt die Spezifikation „E“ vollständig.

Bereits an dieser Stelle sei erwähnt, dass dieses selbstentzerrende Filter auch als Basis für einen Vergleich zwischen selbstentzerrenden und extern entzerrten Filtern dient. Die Abstände der Übertragungsfunktion zu den jeweils charakteristischen Punkten der Spezifikation „E“ sind daher in Kapitel 3.3, Tabelle 14 zu finden.

Synthese Die Synthese erfolgte nach der in Kapitel 1.3.1 beschriebenen Methode durch Abspalten in die kanonische Struktur und anschließende Transformation in die möglichen „Inline“-Strukturen (Kapitel 1.3.3). Die sich hieraus ergebenden Koppelfaktoren sind in Tabelle 12 aufgeführt. Für eine Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik kommt die kanonische Form der Koppelmatrix wegen der mangelnden Entkopplung der orthogonal polarisierten Ein- und Ausgangssignale nicht in Betracht. Bei den durch die Transformationsverfahren ermittelten „Inline“-Strukturen haben die Koppelfaktoren $k_{5,6} = k_{7,8} = 0.157$ für die Lösung „inline symmetrisch I“, die Koppelfaktoren $k_{3,4} = k_{9,10} = 0.047$ für

Koppelfaktoren für ein 12-2-4 Filter für Spezifikation E				
$k_{i,j}$	kanonisch	inl. sym. I	inl. sym. II	inl. asym.
$k_{0,1}$	1.0942134600	1.0942134600	1.0942134600	1.0942134600
$k_{1,2}$	0.9085495168	0.8537075977	0.6768700820	0.5141774534
$k_{2,3}$	0.6116973179	0.4190393809	0.2980179572	0.4578929633
$k_{3,4}$	0.5564816833	0.5708295758	0.0467571482	0.4967855611
$k_{4,5}$	0.5382853808	0.4817690847	0.8712331163	0.7191560162
$k_{5,6}$	0.4978594820	0.1569076235	0.2772078392	0.1332037987
$k_{6,7}$	0.3445055371	0.9279938924	0.5610208935	0.5522086684
$k_{7,8}$	0.4978594820	0.1569076235	0.2772078392	0.2064874091
$k_{8,9}$	0.5382853808	0.4817690847	0.8712331163	0.8007211381
$k_{9,10}$	0.5564816833	0.5708295758	0.0467571482	0.2194140507
$k_{10,11}$	0.6116973179	0.4190393809	0.2980179572	0.2597532867
$k_{11,12}$	0.9085495168	0.8537075977	0.6768700820	0.5862829550
$k_{12,13}$	1.0942134600	1.0942134600	1.0942134600	1.0942134600
$k_{1,4}$	—	0.3108786935	-0.6060603241	-0.7490552522
$k_{3,6}$	—	0.1847748036	0.4666294101	-0.5249809456
$k_{3,10}$	-0.0289835173	—	—	—
$k_{4,9}$	0.0071141627	—	—	—
$k_{5,8}$	0.2062761393	-0.3990815705	-0.0321085717	0.0299019351
$k_{7,10}$	—	0.1847748036	0.4666294101	0.4825103474
$k_{9,12}$	—	0.3108786935	-0.6060603241	-0.6940709770

Tabelle 12: Koppelfaktoren eines selbstentzerrenden Filters (12-2-4) für Spezifikation „E“ (Tabelle 11) mit einem Nullstellenpaar auf der imaginären Achse ($\pm j 1.25$) und einem komplexen Quadrupel ($\pm 0.4918 \pm j 0.3419$). Die Anpassung beträgt 26 dB.

die Lösung „inline symmetrisch II“ und der Koppelfaktor $k_{5,8} = 0.030$ für die Lösung „inline asymmetrisch“ die betragsmäßig kleinsten Werte. Für die Realisierung des Filters wurde die Lösung „inline symmetrisch I“ gewählt, da zum einen selbst die betragsmäßig kleinste Kopplung in Dual-Mode Hohlleitertechnik gut realisierbar ist und zum anderen bei der Feldsimulation durch Ausnutzung von Symmetrien Rechenkapazität eingespart werden kann. Die Filterstruktur ist in Abbildung 13 (oben rechts) dargestellt. Es sei des Weiteren angemerkt, dass neben den in Tabelle 12 aufgeführten Koppelfaktoren noch eine unendliche Anzahl weiterer Sätze an Koppelfaktoren existiert, da – wie in Kapitel 3.2.2 erläutert wurde – bei dieser Struktur mehr Querkopplungen realisiert werden können, als die zur Verfügung stehenden unabhängigen Querkopplungen benötigen.

3.3 Vergleich von selbstentzerrenden mit extern entzerrten Mikrowellenfiltern

Auf Basis der Koppelfaktoren sollen die Übertragungsfunktionen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter miteinander verglichen werden. Als Grundlage soll hierzu das in Kapitel 3.2.3 entworfene selbstentzerrende Filter (12-2-4) dienen. Das zum Vergleich herangezogene Filter ist ein achtkreisiges Filter mit zwei Dämpfungspolpaaren bei ($\pm j 1.28$) und ($\pm j 1.63$) sowie einem zweistufigen Entzerrer, dessen Nullstellen bei ($+ 0.4959 \pm j 0.3528$) liegen, d.h. ein so genanntes 8-4-0+2 Filter. Dieses Filter wurde für eine Bandbreite von 120 MHz entworfen und der externe Entzerrer so ausgelegt, dass sich eine Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband von 1.0 ns einstellt. Sowohl die Übertragungsfunktion des selbstentzerrenden Filters wie auch des extern entzerrten Filters erfüllen die vorgegebene Spezifikation „E“ (Tabelle 11) gleichermaßen (siehe Abbildung 15).

Koppelfaktoren nichtminimalphasiger Filter				
$k_{i,j}$	12-2-4	8-4-0+2	ASF (kan.)	ASF (inl.)
$k_{0,1}$	1.0942952735	1.0976190042	1.4821041158	1.4821041158
$k_{1,2}$	0.8537075977	1.9007505506	1.3493657404	1.2378842213
$k_{2,3}$	0.4190393809	1.7104977004	0.7113954234	0.9136826756
$k_{3,4}$	0.5708295758	1.5289065767	0.6004744754	0.3629395194
$k_{4,5}$	0.4817690847	1.5404616523	0.5529992823	0.3962674066
$k_{5,6}$	0.1569076235	1.4712469083	0.5303538657	0.5215246901
$k_{6,7}$	0.9279938924	1.8093194012	0.4218982676	0.5370995512
$k_{7,8}$	0.1569076235	1.8525115920	0.5303538657	-0.5043896938
$k_{8,9}$	0.4817690847	1.0976190042	0.5529992823	0.5373061171
$k_{9,10}$	0.5708295758	—	0.6004744754	0.5854801521
$k_{10,11}$	0.4190393809	—	0.7113954234	0.7113694068
$k_{11,12}$	0.8537075977	—	1.3493657404	1.3330356012
$k_{12,13}$	1.0942952735	—	1.4821041158	1.4821041158
$k_{1,4}$	0.3108786935	-0.1572842159	—	-0.5370573177
$k_{2,11}$	—	—	0.0084659235	—
$k_{3,6}$	0.1847748036	—	—	0.1716357283
$k_{3,10}$	—	—	-0.0326115807	—
$k_{4,9}$	—	—	-0.0265605703	—
$k_{5,8}$	-0.3990815705	-0.3306264728	0.1666797104	—
$k_{5,12}$	—	—	—	0.0724310173
$k_{7,12}$	—	—	—	0.1963610653
$k_{8,11}$	—	—	—	0.0982942954
$k_{7,10}$	0.1847748036	—	—	—
$k_{9,12}$	0.3108786935	—	—	—
$k_{ex,1}$	—	0.2317394	—	—
$k_{ex,2}$	—	0.0168822	—	—

Tabelle 13: Vergleich von Koppelfaktoren nichtminimalphasiger Filter. Koppelfaktoren des selbstentzerrenden Filters (12-2-4) aus Kapitel 3.2.3, eines extern entzerrten Filters (8-4-0+2) sowie eines allpasshaltigen selbstentzerrenden Filters (ASF). Weitere Erläuterungen siehe Text.

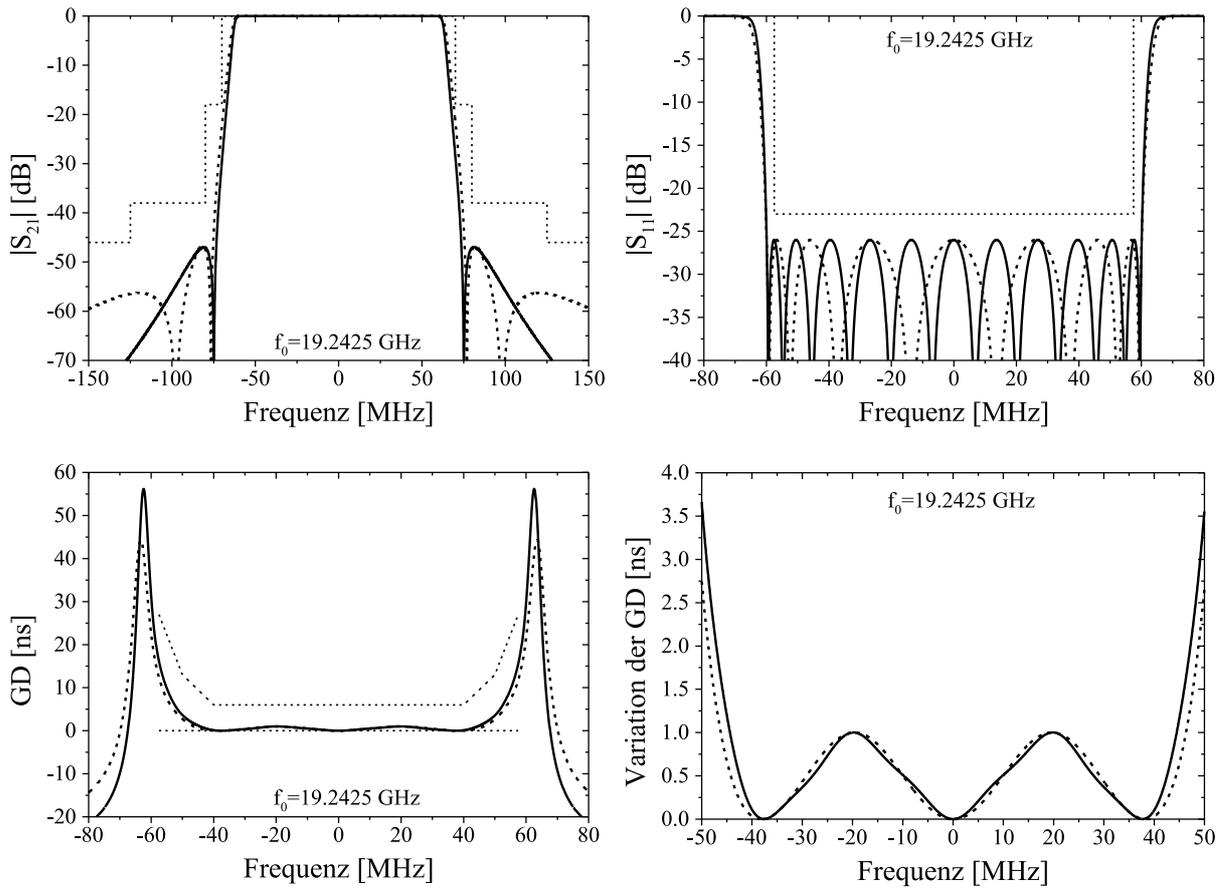


Abbildung 15: Auf Basis von Koeffizienten berechnete Übertragungsfunktionen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter: Vergleich des selbstentzerrten Filters (12-2-4, durchgezogen) aus Kapitel 3.2.3 mit einem extern entzerrten Filter (8-4-0+2, gestrichelt) bezüglich der Spezifikation „E“ (Tabelle 11). Ein ausführlicher quantitativer Vergleich befindet sich in Tabelle 14. Weitere Erläuterungen siehe Text.

Die Koeffizienten des selbstentzerrten Filters und des extern entzerrten Filters finden sich in Tabelle 13. Des Weiteren sind in dieser Tabelle die Koeffizienten für das selbstentzerrte allpasshaltige Filter aufgeführt, welches die gleiche Übertragungsfunktion wie das extern entzerrte Filter hat (vgl. Kapitel 1.1.4). Die zugehörige Filterstruktur für letztgenanntes Filter in „Inline“-Realisierung ist in Abbildung 13 (unten rechts) dargestellt. Bei diesem Filter sind acht Transmissionsnullstellen im Endlichen platziert, womit sich der Realisierungsaufwand gegenüber dem selbstentzerrten Filter mit sechs endlichen Nullstellen vergrößert. Die Pol- und Nullstellenverteilungen des selbstentzerrten Filters, des extern entzerrten Filters sowie des selbstentzerrten allpasshaltigen Filters sind qualitativ in Abbildung 3 (Seite 8) dargestellt.

Ein quantitativer Vergleich der beiden Übertragungsfunktionen ist in Tabelle 14 aufgeführt. Es wurde jeweils sowohl der absolute Abstand der Übertragungsfunktionen zu den charakteristischen Punkten der Spezifikation „E“ bestimmt als auch ein prozentualer, wobei die Übertragungsfunktion des selbstentzerrten Filters als Referenz genommen wurde. Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass das selbstentzerrte Filter mehr Dämpfungsreserve (Abstand der Außerbanddämpfung zur Spezifikation) aufweist, wogegen das extern entzerrte Filter mit mehr Gruppenlaufzeitreserve (Abstand der Variation der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation) entworfen wurde. Weiterhin zeigt dieser Vergleich,

dass ein achtkreisiges Filter mit zweistufigem Entzerrer durch ein selbstentzerrendes Filter vom Grad zwölf ersetzbar ist. Die Aussage in [Kud78, Kud80, Kud82], dass hierfür das Filter *mindestens* den Grad zwölf besitzen muss, ist jedoch kritisch zu überprüfen. In zuletzt genannter Literatur wurden ausschließlich Filter mit rein imaginären und rein reellen Transmissionsnullstellenpaaren betrachtet, wobei auch zwei Nullstellenpaare auf der reellen Achse platziert wurden. Bei vier Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil wird jedoch der maximale Bereich des Durchlassbandes ausschließlich durch ein Quadrupel bzw. durch zwei komplexe Nullstellenpaare laufzeitgeeignet (Kapitel 3.1). Es sei daran erinnert, dass bei der Realisierung selbstentzerrender Filter gegenüber extern entzerrten Filtern der in vielerlei Hinsicht kritische Zirkulator entfällt (vgl. Kapitel 2.2.1).

Vergleich bzgl. Spezifikation E	Frequenz [MHz]	12-2-4	8-4-0+2
Abstand der Variation der Einfügedämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 20.1$ MHz)	101.8% ($\Delta 21.5$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 11.6$ MHz)	104.6% ($\Delta 12.2$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 4.7$ MHz)	114.1% ($\Delta 5.4$ MHz)
Abstand der Steigung der Einfügedämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 19.9$ MHz)	100.9% ($\Delta 20.1$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 10.4$ MHz)	103.9% ($\Delta 10.8$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 3.5$ MHz)	118.3% ($\Delta 4.1$ MHz)
Abstand der Außerbanddämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 70$	100% ($\Delta 2.9$ MHz)	40.4% ($\Delta 1.2$ MHz)
	$f_0 \pm 80$	100% ($\Delta 8.1$ MHz)	75.6% ($\Delta 6.1$ MHz)
	$f_0 \pm 125$	100% ($\Delta 51.7$ MHz)	96.3% ($\Delta 49.8$ MHz)
Abstand der Variation der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 12.4$ MHz)	111.0% ($\Delta 13.8$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 6.4$ MHz)	120.3% ($\Delta 7.8$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 2.0$ MHz)	156.8% ($\Delta 3.1$ MHz)
Abstand der Steigung der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 22.8$ MHz)	102.8% ($\Delta 23.5$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 12.6$ MHz)	108.6% ($\Delta 13.7$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 5.3$ MHz)	126.0% ($\Delta 6.5$ MHz)

Tabelle 14: Vergleich des selbstentzerrenden Filters (12-2-4) aus Kapitel 3.2.3 mit einem extern entzerrten Filter (8-4-0+2) bezüglich der Spezifikation „E“ (Tabelle 11). Die zu den Filtern gehörigen Koppelfaktoren sind in Tabelle 13 aufgeführt.

3.4 Vergleich von 12– mit 16–kreisigen selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern

16–kreisiges selbstentzerrendes Filter		
Ein– und Auskopplung	Hauptkopplungen	Querkopplungen
$k_{0,1} = k_{16,17} = 1.0888561268$	$k_{1,2} = 0.8576616408$	$k_{1,4} = 0.2710843506$
	$k_{2,3} = 0.4380740774$	$k_{3,6} = -0.1650000000$
	$k_{3,4} = 0.5073515477$	$k_{5,8} = -0.2480190576$
	$k_{4,5} = 0.6690362629$	$k_{7,10} = 0.2386391452$
	$k_{5,6} = 0.5118092386$	$k_{9,12} = 0.1795727070$
	$k_{6,7} = 0.6856752714$	$k_{11,14} = -0.2776286890$
	$k_{7,8} = 0.3496920271$	$k_{13,16} = 0.3708753832$
	$k_{8,9} = 0.3085954794$	
	$k_{9,10} = 0.5045904330$	
	$k_{10,11} = 0.4202753298$	
	$k_{11,12} = 0.3095230629$	
	$k_{12,13} = 0.8326344730$	
	$k_{13,14} = 0.3251840279$	
	$k_{14,15} = 0.3998796230$	
	$k_{15,16} = 0.8194642551$	

Tabelle 15: *Koppelfaktoren eines selbstentzerrenden Filters (16-2-6) für die Spezifikation „E“ (Tabelle 11) mit einem Nullstellenpaar auf der imaginären Achse ($\pm j 1.125$) und einem komplexen Quadrupel ($\pm 0.5624 \pm j 0.4359$) sowie einem reellen Nullstellenpaar (± 0.6132). Die Anpassung beträgt 26 dB.*

Das in Kapitel 3.2.3 entworfene zwölfkreisige Filter (12-2-4) wird in diesem Abschnitt mit einem 16–kreisigen selbstentzerrenden Filter (16-2-6) anhand der aus den jeweiligen Feldsimulationen erhaltenen Streuparameter verglichen. Für beide Filter wurde die „Inline“-Struktur gewählt, bei der sowohl stirnseitig ein– als auch ausgekoppelt wird (siehe Abbildung 6). Da für das 16–kreisige Filter keine Transformationsvorschriften zur Verfügung stehen, wurden die Koppelfaktoren nach dem in Kapitel 1.3.2 beschriebenen Optimierungsverfahren ermittelt. Durch die Kombination eines globalen mit einem gradientenbasierten Optimierers wird eine Genauigkeit der Koppelfaktoren von mindestens zehn Nachkommastellen erreicht. Die gleiche Genauigkeit weisen auch die mit dem Approximationsverfahren nach Kapitel 1.2.2 berechneten Pol– und Nullstellen wegen der verwendeten „Multiprecision“-Routinen auf. Die Approximation beider Filter erfolgte bezüglich der Spezifikation „E“ (Tabelle 11). Um eine bessere Vergleichbarkeit der Übertragungsfunktionen beider Filter zu ermöglichen, wurde das 16–kreisige Filter so ausgelegt, dass die Polhöhen, die Außerbanddämpfung bei der Frequenz $f_0 \pm 70\text{MHz}$ sowie die Gruppenlaufzeit bei der Frequenz $f_0 \pm 57.5\text{MHz}$ für beide Filter zusammenfallen. Die im Endlichen liegenden Transmissionsnullstellen des 16–kreisigen Filters wurden bei den normierten Frequenzen ($\pm j 1.125$), (± 0.6132) und ($\pm 0.5624 \pm j 0.4359$) platziert, wobei eine Anpassung von 26 dB angenommen wurde. Das Nullstellenpaar auf der reellen Achse und das Quadrupel wurden hierbei in Abhängigkeit der rein imaginären Nullstellen so optimiert, dass sich eine minimale Welligkeit der Gruppenlaufzeit bei gleichem Niveau aller Minima einstellt. Die verwendete Fehlerfunktion (Gleichung 57) reduziert sich somit auf den Term

F_{Min} , d.h. $a_1 = 1$ und $a_2 = a_3 = 0$. Die bei einem Quadrupel sowie einem reellen Polpaar laut Gleichung 51 zur Verfügung stehenden sieben Freiheitsgrade ($p = r = 1$), erzeugen die gleiche Anzahl an Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassband (siehe Abbildung 16 rechts unten).

Vergleich bzgl. Spezifikation E	Frequenz [MHz]	12-2-4	16-2-6
Abstand der Variation der Einfügedämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 20.1$ MHz)	115.9% ($\Delta 23.3$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 11.6$ MHz)	118.1% ($\Delta 13.7$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 4.7$ MHz)	136.2% ($\Delta 6.4$ MHz)
Abstand der Steigung der Einfügedämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 19.9$ MHz)	113.6% ($\Delta 22.6$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 10.4$ MHz)	123.1% ($\Delta 12.8$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 3.5$ MHz)	157.1% ($\Delta 5.5$ MHz)
Abstand der Außerbanddämpfung zur Spezifikation	$f_0 \pm 70$	100% ($\Delta 2.9$ MHz)	100.0% ($\Delta 2.9$ MHz)
	$f_0 \pm 80$	100% ($\Delta 8.1$ MHz)	138.3% ($\Delta 11.2$ MHz)
	$f_0 \pm 125$	100% ($\Delta 51.7$ MHz)	107.4% ($\Delta 55.5$ MHz)
Abstand der Variation der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 12.4$ MHz)	79.8% ($\Delta 9.6$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 6.4$ MHz)	75.0% ($\Delta 4.8$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 2.0$ MHz)	100.0% ($\Delta 2.0$ MHz)
Abstand der Steigung der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation	$f_0 \pm 40$	100% ($\Delta 22.8$ MHz)	100.0% ($\Delta 22.8$ MHz)
	$f_0 \pm 50$	100% ($\Delta 12.6$ MHz)	100.0% ($\Delta 12.6$ MHz)
	$f_0 \pm 57.5$	100% ($\Delta 5.3$ MHz)	45.3% ($\Delta 2.4$ MHz)

Tabelle 16: Vergleich des selbstentzerrenden Filters (12-2-4) aus Kapitel 3.2.3 mit einem 16-kreisigen selbstentzerrenden Filter (16-2-6) bezüglich Spezifikation „E“ (Tabelle 11). Die zu den Filtern gehörigen Koppelfaktoren finden sich in Tabelle 13 bzw. Tabelle 15.

Alle Koppelfaktoren des 16-kreisigen Filters sind bezüglich ihrer Werte in Dual-Mode Hohlleitertechnik realisierbar, wobei der Koppelfaktor $k_{3,6}$ mit einem Wert von -0.165 betragsmäßig der kleinste ist. Mit den sieben Querkopplungen der „Inline“-Struktur (stirnseitige Ein- und Auskopplung vorausgesetzt) können maximal acht endliche Transmissionsnullstellen erzeugt werden. Die Anzahl der unabhängigen Querkopplungen beträgt somit vier, woraus weiter folgt, dass der in Tabelle 15 angegebene Satz Koppelfaktoren

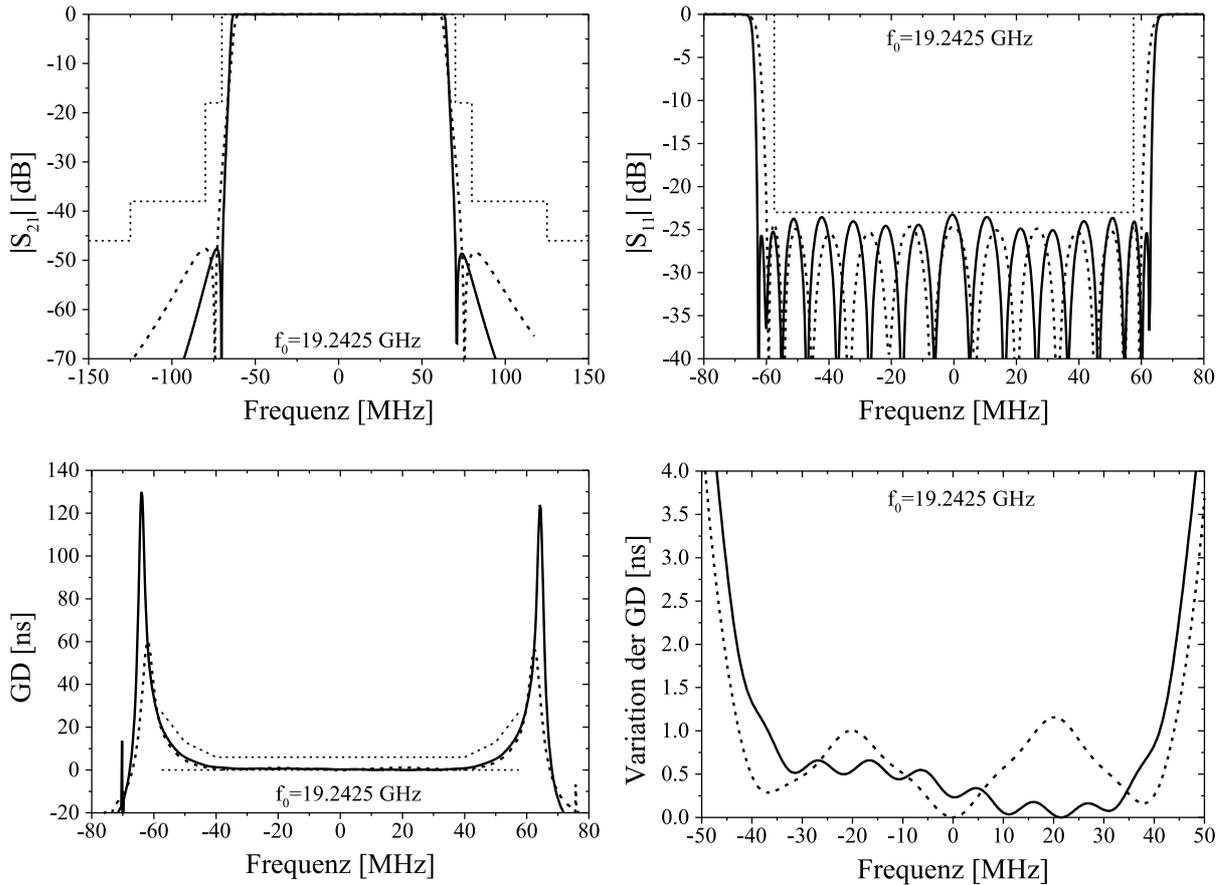


Abbildung 16: *Feldsimulationen selbstentzerrender Mikrowellenfilter: Vergleich zwischen dem zwölfkreisigen Filter (12-2-4, gestrichelt) aus Kapitel 3.2.3 und einem 16-kreisigen Filter (16-2-6, durchgezogen) bezüglich der Spezifikation „E“ (Tabelle 11). Ein ausführlicher quantitativer Vergleich befindet sich in Tabelle 16. Weitere Erläuterungen siehe Text.*

nicht eindeutig ist. Die Entnormierung der Koppelfaktoren wurde mit einer Bandbreite von 126 MHz durchgeführt. Ein quantitativer Vergleich zwischen den Übertragungsfunktionen 12-2-4 und 16-2-6 ist in Tabelle 16 angegeben. Es wurde jeweils sowohl der absolute Abstand der Übertragungsfunktionen zu den charakteristischen Punkten der Spezifikation „E“ bestimmt als auch ein prozentualer, wobei die Übertragungsfunktion des 12-2-4 Filters als Referenz genommen wurde. Mit einer um 6 MHz größeren Bandbreite weist das 16-kreisige Filter gegenüber dem zwölfkreisigen Filter eine größere Dämpfungsreserve (Abstand der Außerbanddämpfung zur Spezifikation) jedoch eine geringere Laufzeitreserve (Abstand der Gruppenlaufzeit zur Spezifikation) auf. Bezüglich der Spezifikation „E“, ist das zwölfkreisige Filter gegenüber dem 16-kreisigen wegen seines Volumen- und Massevorteils zu bevorzugen.

Insgesamt lässt dieser Vergleich vermuten, dass 16-kreisige Filter gegenüber zwölfkreisigen Filtern als Kanalfilter in Eingangsmultiplexern keinen signifikanten Vorteil bieten. Wie gezeigt, gilt dies auf jeden Fall für Dual-Mode Hohlleiterfilter mit stirnseitiger Ein- und Auskopplung, da sich bei dieser speziellen Form der „Inline“-Struktur die Anzahl der unabhängigen Querkopplungen beim Übergang von zwölf- auf 16-kreisige Filter nur um eins, die Anzahl der Resonatoren aber bereits um zwei erhöht. Weiterhin wurde durch den Entwurf eines 16-kreisigen Filters verdeutlicht, dass die Kreiszahl eines Filters nicht durch die bei der Approximation, Synthese und Feldsimulation verwendete Entwurfssoftware limitiert wird.

3.5 Zusammenfassung von Kapitel 3

In diesem Kapitel wurden umfassend Übertragungsfunktionen nichtminimalphasiger Mikrowellenfilter diskutiert, die Anforderungen kommerzieller Spezifikationen für Eingangsmultiplexer erfüllen. Es wurde beschrieben, wie die Nullstellen der Übertragungsfunktionen selbstentzerrender Filter durch Optimierung so platziert werden können, dass die Gruppenlaufzeit im Durchlassband den gewünschten Verlauf annimmt. Hierbei hat die Definition der Fehlerfunktion eine entscheidende Bedeutung; für die Bestimmung der Übertragungsfunktionen von selbstentzerrenden Filtern mit gleichmäßiger Welligkeit im Durchlassband sind derzeit noch keine analytischen Verfahren bekannt. In einem weiteren Abschnitt wurden alle Pol- und Nullstellenverteilungen symmetrischer acht- bis zwölfkreisiger Filter bezüglich vier vorgegebener Spezifikationen untersucht, und es wurde eine Auswahl von Übertragungsfunktionen („Standard“-Übertragungsfunktionen) herausgearbeitet, die mit hoher Wahrscheinlichkeit die meisten Spezifikationen kommerzieller Raumfahrtprogramme erfüllen. Darüber hinaus wurde gezeigt, dass durch die Auswahl einer bestimmten Technologie – wie in dieser Arbeit der Dual-Mode Hohlleitertechnik – die Anzahl der für eine Realisierung in Frage kommenden Übertragungsfunktionen noch weiter reduziert wird. Anhand des Entwurfs eines zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters (*12-2-4*) wurde das Untersuchungsergebnis bestätigt. Des Weiteren wurde die Übertragungsfunktion dieses Filters mit den Übertragungsfunktionen eines extern entzerrten Filters (*8-4-0+2*) und eines 16-kreisigen selbstentzerrenden Filters (*16-2-6*) verglichen, wobei in beiden Fällen ebenso eine Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik mit stirnseitiger Ein- und Auskopplung vorausgesetzt wurde. Beide Vergleiche ergaben, dass die Übertragungsfunktion des *12-2-4* Filters das Optimum bezüglich der vorgegebenen Spezifikation darstellt.

4 Entwurf, Aufbau und Charakterisierung selbstentzerrender Mikrowellenfilter in Dual-Mode Hohlleitertechnik

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Charakterisierung des in Kapitel 3.2.3 auf Ebene der Koppelfaktoren entworfenen selbstentzerrenden Mikrowellenfilters beschrieben, das eine kommerzielle Spezifikation von Kanalfiltern für Eingangsmultiplexer im Ka-Band erfüllt (Spezifikation „E“, Tabelle 11). Es wurde bereits gezeigt, dass bezüglich dieser Spezifikation die ermittelte Übertragungsfunktion das Optimum für eine Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik darstellt. Filter dieses Typs sollen auch als Kanalfilter bei der Realisierung des in dieser Arbeit vorgestellten neuartigen Konzepts für Eingangsmultiplexer verwendet werden. Wegen der Komplexität und Empfindlichkeit dieser hochkreisigen Filterstruktur sowie wegen der präzise einzuhaltenden Spezifikationsgrenzen werden zunächst Teststrukturen in Dual-Mode Hohlleitertechnik entworfen, aufgebaut und gemessen. Die anhand dieser Teststrukturen gewonnenen Erkenntnisse gewährleisten bei der anschließenden Auslegung der Geometrie des Kanalfilters eine derart große Entwurfsicherheit, dass nachträgliche Korrekturen (wie beispielsweise Kürzen der Resonatoren oder Blendentausch) ganz vermieden werden und gleichzeitig ein zügiger Filterabgleich ermöglicht wird. In einem ersten Schritt wird in diesem Kapitel jedoch zunächst die prinzipielle Vorgehensweise bei der Auslegung der Geometrie von Dual-Mode Hohlleiterfiltern behandelt. Zum einen wird der Einfluss der Geometrie auf die elektrischen Eigenschaften eines Filters diskutiert und zum anderen wird das zur Optimierung der Filtergeometrie verwendete Feldsimulationsverfahren erläutert.

4.1 Dimensionierung von Hohlleiterfiltern

Die im Zuge dieser Arbeit realisierten Hohlleiterfilter bestehen aus stirnseitig verkoppelten zylindrischen Resonatoren mit kreisförmigem Querschnitt. Die Verkopplung der Resonatoren untereinander und zu den Toren erfolgt durch so genannte Filterblenden, die elektrisch betrachtet Kurzschlüsse darstellen; in diese Blenden sind genau definierte Öffnungen eingearbeitet, über die der Energieaustausch erfolgt. Die Ankopplung der Filter an Quelle und Last wird durch Hohlleiter mit normierten rechteckförmigen Querschnitten realisiert. Sowohl in den Resonatoren als auch in den Zuleitungen existiert eine unendliche Anzahl verschiedener Wellentypen bzw. Moden. Jeder Mode besitzt eine charakteristische Konfiguration des elektromagnetischen Feldes und erfüllt die Maxwellschen Gleichungen. In Hohlleitern können sich ausschließlich solche Moden ausbreiten, bei denen entweder das elektrische oder das magnetische Feld Komponenten in Ausbreitungsrichtung, d.h. in Richtung des Energieflusses, aufweist. Wellentypen bei denen Feldkomponenten des magnetischen Feldes in Ausbreitungsrichtung auftreten und somit das elektrische Feld überall senkrecht auf dieser steht, werden als transversal elektrische Wellen bezeichnet (TE-Moden). Existieren dagegen elektrische Feldkomponenten in Richtung des Energieflusses, so werden die Wellentypen als transversal magnetisch bezeichnet (TM-Moden), da das magnetische Feld keine Anteile in Ausbreitungsrichtung aufweist. Anders als bei Zweileitersystemen wie beispielsweise der Koaxialleitung mit homogenem Dielektrikum sind Wellentypen, bei denen sowohl das elektrische als auch das magnetische Feld senkrecht zur Ausbreitungsrichtung steht, d.h. so genannte TEM-Moden, in Hohlleitern nicht ausbreitungsfähig. Alle TE-Moden sowie TM-Moden besitzen eine Grenzfrequenz unter-

halb der keine Energieübertragung möglich ist. Diese ist vom jeweiligen Mode sowie von der Geometrie des Hohlleiters abhängig. Der Mode mit der niedrigsten Grenzfrequenz ist der so genannte Grundmode. Auf einer Wellenleitung ist dieser bis zur Grenzfrequenz des nächst höheren Modes der einzige ausbreitungsfähige Wellentyp. Über den Grundmode soll sowohl die Energieübertragung in den Zuleitungen als auch im Filter erfolgen. Zur genauen Identifizierung der Schwingungstypen in einem Hohlleiter werden die Moden mit den zwei Indizes n und m versehen und als TE_{nm} -Moden bzw. TM_{nm} -Moden bezeichnet.

4.1.1 Rechteckförmige Hohlleiterzuleitungen

Als Zuleitungen für die im Rahmen dieser Arbeit erstellten Dual-Mode Hohlleiterfilter sollen rechteckförmige Hohlleiter verwendet werden, die im TE_{10} -Mode, d.h. im Grundmode des Rechteckhohlleiters, betrieben werden. Für die Grenzwellenlängen der TE_{nm} -Moden bzw. TM_{nm} -Moden in einem Rechteckhohlleiter mit dem Querschnitt $a \cdot b$ (mit $b \leq a$) gilt allgemein [Mat64]:

$$\lambda_{gr} = \frac{2 a b}{\sqrt{(n a)^2 + (m b)^2}} \quad . \quad (58)$$

Die zugehörige Grenzfrequenz f_{gr} erhält man über die Beziehung $c = \lambda_{gr} f_{gr}$. In dieser Gleichung ist c die Wellenausbreitung im freien Raum (Lichtgeschwindigkeit). Die Wellenlänge in einem Hohlleiter ist durch

$$\lambda_{HL} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{gr}}\right)^2}} \quad (59)$$

gegeben [Mor58], wobei λ die Freiraumwellenlänge ist. Der Feldwellenwiderstand Z_0 eines Hohlleiters beträgt [Mat64, Zin95]:

$$Z_0 = \begin{cases} \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\lambda_{HL}}{\lambda} & \text{für } \text{TE}_{nm}\text{-Moden} \\ \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \frac{\lambda}{\lambda_{HL}} & \text{für } \text{TM}_{nm}\text{-Moden} \end{cases} \quad . \quad (60)$$

4.1.2 Zylindrische Hohlleiterresonatoren

Bei TE_{nm} -Moden in einem Hohlleiter mit kreisförmigem Querschnitt gibt es im Querschnitt n Durchmesser, auf denen die axiale magnetische Feldstärke verschwindet, und m mit der Hohlleiterachse konzentrische Kreise mit nicht verschwindendem Durchmesser, auf denen die zu diesen Kreisen tangentialen elektrischen Feldkomponenten verschwinden. Des Weiteren bezeichnet n gleichzeitig die Zahl der Perioden am Umfang und die Ordnung der Besselfunktion, die die axialen Feldkomponenten darstellt (DIN 47301, Blatt 1). Der Grundmode eines Hohlleiters mit kreisförmigem Querschnitt ist der TE_{11} -Mode, dessen Feldverteilung in Abbildung 17 gezeigt wird und für den die folgenden Lösungen der Wellengleichungen gelten [Zin95]:

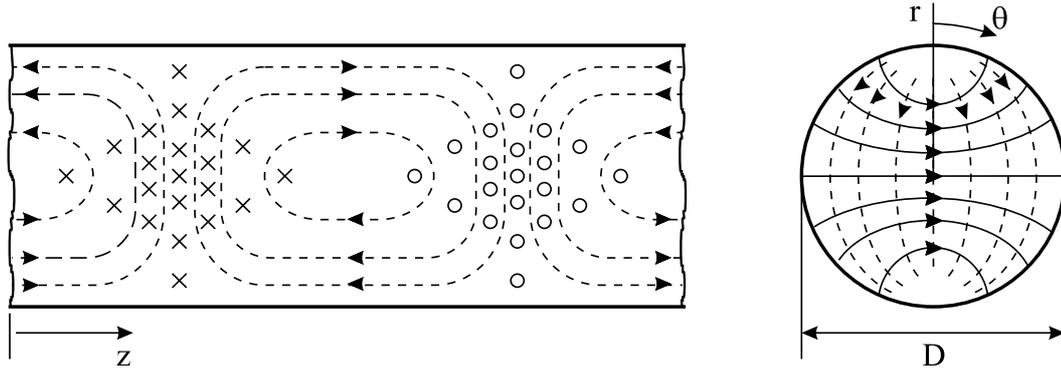


Abbildung 17: Elektrische (durchgezogen) und magnetische Feldlinien (gestrichelt) des TE_{11} -Modus in einem Hohlleiter mit kreisförmigem Querschnitt.

$$H_z = H_0 J_1\left(\frac{2x'_{11}}{D} r\right) \cos \theta \exp[-j\beta z] \quad (61)$$

$$H_r = H_0 \frac{\beta D}{2x'_{11}} J_1'\left(\frac{2x'_{11}}{D} r\right) \cos \theta \exp[-j(\beta z - \pi/2)] \quad (62)$$

$$H_\theta = H_0 \frac{\beta D^2}{4x'_{11} r} J_1\left(\frac{2x'_{11}}{D} r\right) \sin \theta \exp[-j(\beta z - \pi/2)] \quad (63)$$

$$E_z = 0 \quad (64)$$

$$E_r = Z_0 H_\theta \quad (65)$$

$$E_\theta = -Z_0 H_r \quad (66)$$

mit

$$x'_{11} = 1.841 \quad \text{und} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_{HL}} \quad .$$

In obigen Gleichungen ist H_0 eine die Amplitude bestimmende Konstante. Nach den Randbedingungen für eine ideal leitende metallische Wand müssen die Tangentialkomponente E_θ und die Radialkomponente H_r verschwinden. Die Nullstellen der Ableitungen der Besselfunktion x'_{nm} werden auch als Eigenwerte der TE_{nm} -Moden, die Nullstellen der Besselfunktion x_{nm} als Eigenwerte der TM_{nm} -Moden bezeichnet. Eine Tabelle mit den entsprechenden Nullstellen ist im Anhang angegeben.

Die Grenzwellenlängen der TE_{nm} -Moden bzw. der TM_{nm} -Moden sind abhängig vom Durchmesser D des Rundhohlleiters und von den zugehörigen Eigenwerten der Ableitungen der Besselfunktionen bzw. von den Eigenwerten der Besselfunktionen selbst, d.h. vom jeweiligen Schwingungsmode:

$$\lambda_{gr} = \begin{cases} \frac{\pi D}{x'_{nm}} & \text{für } TE_{nm}\text{-Moden} \\ \frac{\pi D}{x_{nm}} & \text{für } TM_{nm}\text{-Moden} \end{cases} \quad (67)$$

Die zugehörige Grenzfrequenz f_{gr} sowie die Hohlleiterwellenlänge λ_{HL} und der Feldwellenwiderstand Z_0 von Rundhohlleitern berechnet sich äquivalent zu den Größen von Rechteckhohlleitern (siehe Kapitel 4.1.1).

Bei Betrachtung eines Hohlraumresonators wird zusätzlich der Index l eingeführt, der die Anzahl der Halbwellen des elektrischen Feldes in Richtung des Energieflusses angibt. Im Vergleich zur Grenzwellenlänge ist die Resonanzwellenlänge λ_{Res} nicht nur vom Schwingungsmodus und Resonator Durchmesser sondern zusätzlich auch von der Länge L des Resonators und somit von dessen Volumen abhängig [Zin95]:

$$\left(\frac{1}{\lambda_{res}}\right)^2 = \begin{cases} \left(\frac{x'_{nm}}{\pi D}\right)^2 + \frac{1}{4}\left(\frac{l}{L}\right)^2 & \text{für TE}_{nml}\text{-Moden} \\ \left(\frac{x_{nm}}{\pi D}\right)^2 + \frac{1}{4}\left(\frac{l}{L}\right)^2 & \text{für TM}_{nml}\text{-Moden} \end{cases} \quad (68)$$

Die zur Resonanzwellenlänge gehörige Resonanzfrequenz f_{Res} erhält man über den Zusammenhang $c = \lambda_{Res} f_{Res}$, und die Länge L ist ein ganzes Vielfaches der halben Wellenlänge $\lambda_{HL}/2$ im Hohlleiter, d.h. es gilt:

$$L = l \frac{\lambda_{HL}}{2} \quad \text{mit } l = 1, 2, 3, \dots \quad (69)$$

Bei der Dimensionierung von Resonatoren muss darauf geachtet werden, dass die so genannten Störmoden, also die Moden, die nicht zur Energieübertragung genutzt werden, das Betriebsverhalten des Resonators nicht beeinflussen, d.h. einen ausreichend großen Abstand zu dessen Mittenfrequenz aufweisen. Der Störmodenabstand wird im Wesentlichen durch den verwendeten Mode und somit durch die Parameter x'_{nm} bzw. x_{nm} und l beeinflusst. In der Regel werden diese Parameter, die auch maßgeblich die Resonatorgüte bestimmen, bei der Dimensionierung eines Resonators zuerst festgelegt und anschließend der Resonator Durchmesser derart gewählt, dass die geforderte Resonanzfrequenz realisiert wird.

Bei Wellenleitern mit einer Grenzwellenlänge wird die Frequenzabhängigkeit einer Größe als Dispersion bezeichnet. Die Dispersion der Gruppenlaufzeit bewirkt bei Mikrowellenfiltern mit der Mittenfrequenz f_0 und der Bandbreite ΔF , dass ein Signal an der unteren Bandkante ($f_u = f_0 - \Delta F/2$) einen größeren Wert der Gruppenlaufzeit als an der oberen Bandkante ($f_o = f_0 + \Delta F/2$) aufweist. Verletzt die auftretende Steigung der Gruppenlaufzeit die Spezifikation, so ist die Gruppenlaufzeit wie in Kapitel 3.1 beschrieben vorzuverzerrern. Prinzipiell nimmt die Dispersion der Gruppenlaufzeit zu, je näher die Mittenfrequenz des Filters an der Grenzwellenlänge bzw. Grenzfrequenz des Wellenleiters liegt. Die Gruppenlaufzeit τ eines Signals, das sich längs einer Leitung der Länge L ausbreitet, ergibt sich aus der Beziehung

$$\tau = \frac{L}{c \sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr}}{f}\right)^2}} \quad (70)$$

Wie in [Cam98] erläutert, kann aus dieser Gleichung die bei Hohlleiterfiltern auftretende Dispersion bestimmt werden; für den relativen Unterschied der Gruppenlaufzeit zwischen unterer und oberer Bandkante folgt:

$$\frac{\tau_u}{\tau_o} = \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr}}{f_o}\right)^2}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr}}{f_u}\right)^2}} \quad (71)$$

Damit die Schräglage der Gruppenlaufzeit mit absoluten Zahlen ausgedrückt werden kann, muss die Gruppenlaufzeit zumindest für einen Frequenzpunkt im Durchlassband bekannt sein.

Ein Maß für die in einem Resonator auftretenden Verluste ist die so genannte Leerlaufgüte Q_0 , die nach Gleichung 30 als Verhältnis von der in einem Resonator gespeicherten Energie zu der pro Periode dissipierten Verlustleistung definiert ist. Die gespeicherte Energie erhält man durch Integration der magnetischen Feldstärke über das Volumen, die Verlustleistung durch Integration der magnetischen Feldstärke über die Oberfläche des Resonators. Dass die Güte eine dimensionslose Größe ist, wird durch folgende Darstellung deutlich:

$$Q_0 \frac{\delta}{\lambda} = \frac{2}{\lambda} \frac{\iiint_V |\vec{H}(\vec{r})|^2 dV}{\iint_A |\vec{H}(\vec{r})|^2 dA} \quad . \quad (72)$$

Der linke Term von Gleichung 72 ist ausschließlich von der Eindringtiefe δ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f_0 \mu_0 \kappa}} \quad (73)$$

und somit letztendlich von der Leitfähigkeit κ der Oberfläche des Resonators abhängig. Der Term auf der rechten Seite beschreibt dagegen die Abhängigkeit der Leerlaufgüte von der Feldverteilung, d.h. dem Schwingungsmode, sowie der Geometrie des Resonators, weswegen dieser auch häufig als Formfaktor bezeichnet wird. Für zylindrische Hohlleiterresonatoren mit kreisförmigem Querschnitt gilt [Saa71]:

$$Q_0 \frac{\delta}{\lambda} = \begin{cases} \frac{\left[1 - \left(\frac{n}{x'_{nm}}\right)^2\right] \left[(x'_{nm})^2 + p^2 r^2\right]^{\frac{3}{2}}}{2 \pi \left[(x'_{nm})^2 + p^2 r^3 + (1-r) \left(\frac{p r n}{x'_{nm}}\right)^2\right]} & \text{für TE}_{nml}\text{-Moden} \\ \frac{\sqrt{x_{nm}^2 + p^2 r^2}}{2 \pi (1+r)} & \text{für TM}_{nml}\text{-Moden, } l > 0 \\ \frac{x_{nm}}{\pi (2+r)} & \text{für TM}_{nml}\text{-Moden, } l = 0 \end{cases} \quad (74)$$

mit

$$r = \frac{D}{L} \quad \text{und} \quad p = \frac{l \pi}{2} \quad .$$

Um eine hohe Leerlaufgüte zu erzielen, sind somit eine gute Leitfähigkeit sowie ein großer Wert für den Geometriefaktor, der üblicherweise mit größer werdendem Volumen zunimmt, gefordert. Bei vorgegebener Resonanzfrequenz sowie vorgegebenem Mode, d.h. vorgegebenen Indizes n und m , kann eine bessere Güte eines zylindrischen Resonators nur dann erreicht werden, wenn man dessen Länge L und damit den Parameter l , der die Anzahl der Halbwellen des elektrischen Feldes in einem Resonator angibt, vergrößert.

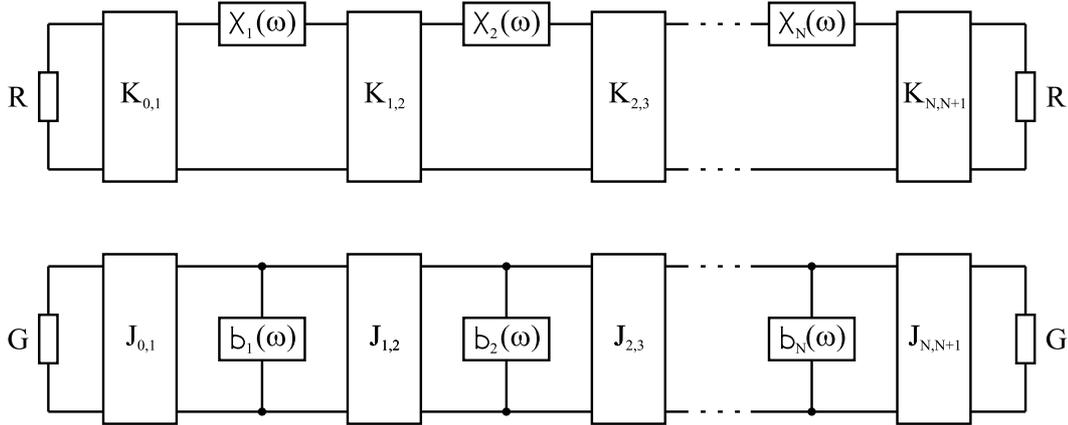


Abbildung 18: Ersatzschaltbilder zur Beschreibung von schmalbandigen Bandpassfiltern; oben: Ersatzschaltbild mit Impedanzinvertern, unten: Ersatzschaltbild mit Admittanzinvertern. Weitere Erläuterungen siehe Text.

4.1.3 Verkopplung von Hohlleiterresonatoren

Um die Verkopplung von Hohlleiterresonatoren untereinander und zu den Toren eines Filters beschreiben zu können, muss für das Referenznetzwerk aus Abbildung 4 ein äquivalentes Ersatzschaltbild gefunden werden. Die Schwierigkeit besteht bei Dual-Mode Hohlleiterfiltern darin, dass die Verkopplung der Moden untereinander sowohl über metallische Blenden, d.h. induktiv, als auch über metallische Schrauben, d.h. kapazitiv, erfolgt. Ausgangspunkt zur Berechnung kapazitiver Kopplungen sind Referenznetzwerke bestehend aus Admittanzinvertern $J_{i,j}$ und Parallelschwingkreisen (Abbildung 18 unten). Letztere werden durch den Slope-Parameter

$$b = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB}{d\omega} \right|_{\omega_0} \quad (75)$$

charakterisiert, wobei B die Suszeptanz des Schwingkreises ist [Mat64]. Induktive Kopplungen werden dagegen durch Impedanzinverter $K_{i,j}$ und Serienschwingkreise beschrieben (Abbildung 18 oben). Der Slope-Parameter dieser Resonanzkreise ist durch

$$\chi = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dX}{d\omega} \right|_{\omega_0} \quad (76)$$

definiert, wobei X die Reaktanz des Serienschwingkreises bezeichnet [Mat64]. Aus diesem Grund wird bei dem in dieser Arbeit verwendeten Ersatzschaltbild für Dual-Mode Hohlleiterfilter vereinfachend davon ausgegangen, dass jeder Mode in einem separaten metallischen Hohlraum realisiert wird. Das Ersatzschaltbild eines solchen Single-Mode Resonators wird in Abbildung 19 gezeigt. Die Impedanzinverter werden durch eine Querinduktivität sowie ein Leitungsstück mit negativer elektrischer Länge dargestellt. Als Modell für die Resonanzkreise wird eine Leitung der Länge $l \cdot \lambda_{HL}/2$ (mit $l = 1, 2, 3, \dots$) verwendet. Etwaige Ungenauigkeiten, die durch dieses vereinfachte Modell verursacht werden, werden bei der späteren Optimierung der Geometrie mit dem Feldsimulator NOAH (Netzwerkorientierte Optimierung und Analyse von Hohlleiterschaltungen) korrigiert (siehe Kapitel 4.1.4).

Um die Geometrie und Lage der Blendenöffnungen bestimmen zu können, ist es erforderlich, aus den normierten Koppelfaktoren $k_{i,j}$ die Betriebsdämpfungen $a_t^{(i,j)}$ der Blenden zu berechnen. Hierzu werden in einem ersten Schritt die auf ihre Mittenfrequenz f_0 und Bandbreite ΔF , d.h. die relative Bandbreite $\delta f = f_0/\Delta F$, normierten Koppelfaktoren $k_{i,j}$ in ihre entnormierte Darstellung $\tilde{k}_{i,j}$ überführt:

$$\tilde{k}_{i,j} = \begin{cases} \delta f k_{i,j} & \text{für Kopplungen zwischen Resonatoren} \\ \delta f (k_{i,j})^2 & \text{für Kopplungen zu den Toren} \end{cases} \quad (77)$$

Die Werte der entsprechenden Impedanzinverter erhält man über die Beziehung [Mat64]

$$K_{i,j} = \begin{cases} \tilde{k}_{i,j} \chi & \text{für Kopplungen zwischen Resonatoren} \\ \sqrt{\frac{\chi Z_0^{(A)}}{Q_{ext}}} & \text{für Kopplungen zu den Toren} \end{cases} \quad (78)$$

In obiger Gleichung ist χ der Slope-Parameter der in Abbildung 19 dargestellten Leitung. Der Slope-Parameter, der das Verhalten des Schwingkreises bei Resonanz beschreibt und durch

$$\chi = \frac{l \pi Z_0^{(L)}}{2} \left(\frac{\lambda_{HL}}{\lambda_{Res}} \right)^2 \quad (79)$$

gegeben ist [Mat64], ist abhängig von der Anzahl l der Halbwellen des elektrischen Feldes in dem entsprechenden Resonator, vom Feldwellenwiderstand $Z_0^{(L)}$ des Hohlleiterresonators sowie von der Hohlleiterwellenlänge $\lambda_{HL}^{(Res)}$ und der Freiraumwellenlänge λ_{Res} bei Resonanz. In die Werte der die Kopplungen zu den Toren eines Filters beschreibenden Impedanzinverter gehen neben dem Slope-Parameter χ die Feldwellenwiderstände des jeweiligen Anschlußhohlleiters $Z_0^{(A)}$ sowie die externen Güten, die den Kehrwerten der entnormierten Kopplungen zu den Toren eines Filters entsprechen ($Q_{ext} = 1/\tilde{k}_{i,j}$), ein. Im folgenden Schritt können die normierten Blendenreaktanzen $x_{i,j}$ berechnet werden [Mat64]:

$$x_{i,j} = \begin{cases} \frac{\frac{K_{i,j}}{Z_0^{(L)}}}{1 - \left(\frac{K_{i,j}}{Z_0^{(L)}} \right)^2} & \text{für Kopplungen zwischen Resonatoren} \\ \frac{\frac{K_{i,j}}{\sqrt{Z_0^{(L)} Z_0^{(A)}}}}{1 - \left(\frac{K_{i,j}}{\sqrt{Z_0^{(L)} Z_0^{(A)}}} \right)^2} & \text{für Kopplungen zu den Toren} \end{cases} \quad (80)$$

Bei der Normierung wurde implizit vorausgesetzt, dass alle miteinander verkoppelten Hohlleiterresonatoren denselben Feldwellenwiderstand $Z_0^{(L)}$ aufweisen; bei den Kopplungen zu

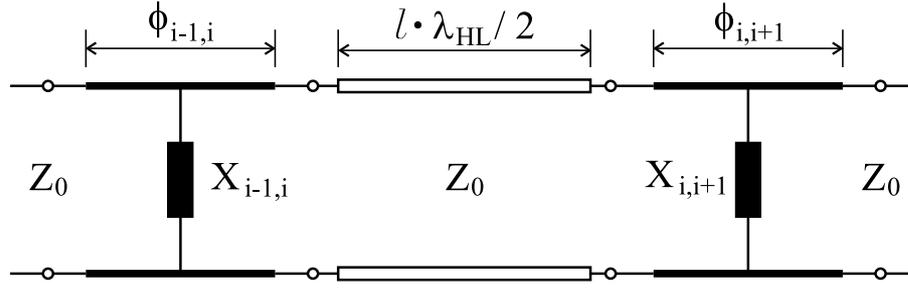


Abbildung 19: Ersatzschaltbild eines Single-Mode Hohlraumresonators: Die Impedanzinverter werden durch Querinduktivitäten mit den Reaktanzen $X_{i-1,i}$ bzw. $X_{i,i+1}$ sowie durch Leitungsstücke mit negativer elektrischer Länge $\Phi_{i-1,i}$ bzw. $\Phi_{i,i+1}$ und die Resonatoren durch eine Leitung der Länge $l \cdot \lambda_{HL} / 2$ beschrieben.

den Toren wurden die unterschiedlichen Feldwellenwiderstände der Zuleitungen $Z_0^{(A)}$ und der Resonatoren $Z_0^{(L)}$ berücksichtigt. Nach [Alt64] bzw. [Wan71] folgt für den Betrag der Transmittanz einer Blende

$$\left| S_{21}^{(i,j)} \right| = \frac{2 x_{i,j}}{\sqrt{1 + 4 x_{i,j}^2}}, \quad (81)$$

woraus sich deren Betriebsdämpfung $a_t^{(i,j)}$ nach Gleichung 5 bestimmen lässt.

Aufgrund der Belastung der Hohlleiterresonatoren durch metallische Blenden, die im Ersatzschaltbild durch Induktivitäten mit der Reaktanz X sowie durch Leitungsstücke mit negativer elektrischer Länge Φ beschrieben werden, verkürzen sich die Längen der Resonatoren gegenüber dem unbelasteten Fall. In Erweiterung zu [Mat64] lässt sich die Länge eines belasteten Single-Mode Resonators mit

$$\tilde{L} = \frac{l \theta}{2 \pi} \lambda_{HL} \quad (82)$$

angeben, wobei

$$\theta = \pi - \frac{1}{2} \left[\arctan(2 x_{i-1,i}) + \arctan(2 x_{i,i+1}) \right] \quad (83)$$

der Verkürzungsfaktor für mit induktiven Blenden belastete Hohlraumresonatoren ist. Mit den Gleichungen 69 und 82 folgt für den Längenunterschied zwischen einem belasteten und unbelasteten Resonator

$$\Delta L = L - \tilde{L} \quad . \quad (84)$$

Bei der Auslegung von Dual-Mode Hohlleiterresonatoren muss der Verkürzungsfaktor für beide der zueinander orthogonal polarisierten Moden berechnet werden, wobei jeweils die kürzere Resonatorlänge realisiert wird. Die Resonanzfrequenz des Modes mit der größeren fiktiven Resonatorlänge wird, wie in Kapitel 4.2.3 ausführlich beschrieben, mithilfe von Abgleichschrauben korrigiert. Es muss jedoch angemerkt werden, dass die Berechnung der Resonatorverkürzungen mit den hier dargestellten analytischen Zusammenhängen nur eine Abschätzung darstellt; eine genaue Bestimmung der Resonatorlängen erfolgt bei der Umsetzung der Filtergeometrie bzw. bei deren Optimierung mittels eines Feldsimulators (siehe hierzu Kapitel 4.1.4).

Im Folgenden wird prinzipiell auf die Geometrie und Lage der Blendenöffnungen von Dual-Mode Hohlleiterresonatoren eingegangen, die für eine exakte Realisierung der Übertragungsfunktion maßgeblich mit verantwortlich sind und deswegen mithilfe von Feldsimulationen genau bestimmt bzw. nachoptimiert werden. Bei dem TE_{11l} -Mode, der für die in dieser Arbeit beschriebenen Filter zur Energieübertragung verwendet wird, ist die Dichte des magnetischen Feldes im Blendenmittelpunkt am größten (Abbildung 17). Toleranzen von Blendenöffnungen, die an dieser Stelle positioniert sind, würden sich somit besonders stark auf das Filterverhalten auswirken. Aus diesem Grund werden anstelle einer Öffnung im Blendenmittelpunkt zwei Öffnungen gleicher Geometrie symmetrisch zur Achse der maximalen magnetischen Feldstärke realisiert, wobei üblicherweise kreisförmige oder rechteckförmige Öffnungen gewählt werden.

Bei Dual-Mode Resonatoren wird in der Regel jeweils jeder der beiden zueinander orthogonal polarisierten Moden mit dem Mode des benachbarten Resonators verkoppelt, der die gleiche bzw. entgegengesetzte Richtung des elektrischen Feldes aufweist. Die Richtung der Feldvektoren zueinander ist von der Lage der Koppelschrauben, d.h. der Schrauben, die die orthogonal polarisierten Moden in einem Resonator miteinander verkoppeln, abhängig. Bei der Zusammenschaltung von zwei Dual-Mode Hohlleiterresonatoren sind genau dann zwei Vektoren des elektrischen Feldes zueinander entgegengesetzt, wenn die Position einer der beiden Koppelschrauben der Resonatoren relativ zu den Vektoren des elektrischen Feldes und somit relativ zu der Position der anderen Koppelschraube um 90° versetzt ist, was am Beispiel einer zwölfkreisigen Filterstruktur in Abbildung 23 dargestellt ist. Sind die elektrischen Feldvektoren zueinander entgegengesetzt, so entspricht dies einer Kopplung mit negativem Vorzeichen.

Bei der Dimensionierung der Blendenöffnungen muss berücksichtigt werden, dass die Verkopplung zweier Moden über eine Blende auch von den Blendenkopplungen der jeweils orthogonal polarisierten Moden beeinflusst wird. Das Maß der Beeinflussung ist hierbei von der Geometrie und Lage der Blendenöffnungen abhängig. Prinzipiell gilt, dass rechteckförmige Koppellöcher ein geringeres Übersprechen als kreisförmige verursachen. Der Nachteil der rechteckförmigen Blendenöffnungen ist, dass wegen der Beschränkung des verwendeten Feldsimulators bei der Optimierung der Filtergeometrie ideale rechte Winkel angenommen werden. Aus fertigungstechnischen Gründen werden jedoch solche mit einem Innenradius gefertigt, wodurch die realisierten Blendenöffnungen kleiner als die gerechneten sind. Dieser Unterschied muss durch einen Korrekturfaktor ausgeglichen werden, der von der Mittenfrequenz, der Filterbandbreite sowie dem Wert der jeweiligen Kopplung abhängig ist und auf Erfahrungswerten beruht. Da dieser systematische Fehler zwischen Feldsimulation und Realisierung bei kreisförmigen Blendenöffnungen nicht auftritt, werden diese bevorzugt verwendet, falls mit diesen, wie eben erwähnt, die erforderliche Entkopplung sichergestellt werden kann. Als Faustformel gilt, dass kreisförmige Blendenöffnungen immer dann verwendet werden können, wenn sich die in einer Blende zu realisierenden Betriebsdämpfungen $a_t^{(i,j)}$ der Koppelfaktoren um nicht mehr als 10 dB unterscheiden.

4.1.4 Optimierung von Hohlleiterfiltern

Die Abschätzung der Geometrie der Resonanzkreise, d.h. der Resonatorinnendurchmesser und Resonatorlängen, sowie die Abschätzung der Lage der Störmoden erfolgt mit den in Kapitel 4.1.2 und Kapitel 4.1.3 angegebenen Zusammenhängen. Eine exakte Auslegung der Filterblenden, d.h. die Bestimmung der Position und Größe der Koppellöcher, ist jedoch bereits mit analytischen Mitteln nicht mehr mit ausreichender Genauigkeit durchführbar.

Des Weiteren können auch Änderungen der Geometrie, die beim Zusammenfügen der einzelnen Komponenten (Resonatoren, Blenden und Abgleichelemente) zu einem kompletten Filterzug notwendig werden, analytisch nicht mit der erforderlichen Präzision berechnet werden; als Beispiel seien die Resonatorverkürzungen genannt, die mit den im vorherigen Abschnitt dargestellten Zusammenhängen nur grob abgeschätzt werden können.

Aus diesen Gründen ist es erforderlich, die Geometrie der in dieser Arbeit beschriebenen Dual-Mode Hohlleiterfilter vor der Realisierung mit einem Feldsimulator zu optimieren. Hierzu wird das im Haus vorhandene Programmpaket NOAH (Netzwerkorientierte Optimierung und Analyse von Hohlleiterschaltungen) verwendet. Es müssen zum einen die aus der Filtersynthese resultierenden normierten Koppelfaktoren, zum anderen die auf der imaginären Achse liegenden Nullstellen von S_{11} und S_{21} , die als Wunschwerte für die Optimierung dienen, vorgegeben werden; des Weiteren sind Angaben über Mittenfrequenz, Filterbandbreite, Mode und Resonatorinnendurchmesser erforderlich. Ausgehend von diesen Eingabedaten wird zuerst in NOAH ein Filtermodell bestimmt, das aus Koppel-elementen und Leitungsresonatoren besteht. In einem weiteren Schritt wird dieses Modell in die eigentliche Filtergeometrie umgesetzt, welche alle hochfrequenzmäßig relevanten Komponenten (Resonatoren, Blenden und Abgleichelemente) des zu realisierenden Filters beinhaltet. Bei der Optimierung werden die Resonatorlängen, die Größe der Koppellöcher sowie die Eindringtiefen der Koppelschrauben derart variiert, dass sich die gewünschte Filtercharakteristik einstellt.

Der verwendete Feldsimulator basiert auf der Mode-Matching Methode; diese ist besonders für solche Geometrien geeignet, die derart unterteilt werden können, dass jedem einzelnen Teilbereich ein eigenes, angepasstes Koordinatensystem zugeordnet werden kann. Für jeden Teilbereich können somit explizit Lösungen der Maxwell'schen Gleichungen angegeben werden, die – bis auf die Schnittstellen zwischen den Bereichen – allen Randbedingungen genügen; die Schnittstellen zwischen den homogenen Hohlleiterabschnitten sind als transversale Trennflächen definiert. Jede beliebige elektromagnetische Feldverteilung kann als Linearkombination aller in diesem Abschnitt existenzfähigen Moden ausgedrückt werden, wobei die einzelnen Moden untereinander nicht wechselwirken, da sie im mathematischen Sinne eine Basis bilden. An den Trennflächen tritt jedoch eine Energieübertragung zwischen den einzelnen Moden auf, was als Verkopplung der Moden untereinander verstanden werden kann. Das Maß der Verkopplung der Moden untereinander ist im Wesentlichen von den geometrischen Abmessungen der Trennfläche, d.h. der Diskontinuität und der Frequenz abhängig. Die Genauigkeit des Simulationsergebnisses wird hingegen von der Anzahl der verwendeten Moden bestimmt, wobei zwischen ausbreitungsfähigen Moden, den so genannten „accessible“-Moden, und nicht ausbreitungsfähigen Moden, den so genannten „localized“-Moden, unterschieden wird. Letztere werden an einer Diskontinuität angeregt und haben ausschließlich Auswirkungen auf die Feldverteilung in der Umgebung der Diskontinuität. Sie sind somit nur dann an einer Trennfläche zu berücksichtigen, wenn mehrere Diskontinuitäten so nahe aneinanderliegen, dass die durch eine Diskontinuität hervorgerufenen „localized“-Moden an einer anderen Diskontinuität noch nicht soweit abgeklungen sind, dass ihr Anteil am Gesamtfeld vernachlässigbar ist. Ein Beispiel hierfür wären die Filterblenden, die als Kettenschaltung von zwei Querschnittssprüngen und einem kurzen Stück Rechteckhohlleiter bzw. Rundhohlleiter aufgefasst werden.

4.2 Teststrukturen selbstentzerrender Mikrowellenfilter

Der Entwurfsprozess zur Realisierung selbstentzerrender Dual-Mode Hohlleiterfilter soll anhand von Teststrukturen verifiziert werden. Dies umfasst zum einen die Verifikation der im Rahmen dieser Arbeit erstellten Approximations- und Synthesesoftware (Kapitel 1.2 und Kapitel 1.3), welche die für eine Umsetzung mit dem verwendeten Feldsimulator NOAH in eine Filtergeometrie benötigten Filterpolynome und Koppelfaktoren der zu realisierenden Übertragungsfunktionen berechnet. Zum anderen wird sowohl die Umsetzung der Filtergeometrie als auch deren Optimierung mit NOAH auf ihre Richtigkeit hin überprüft. Die Besonderheit bei selbstentzerrenden Filterstrukturen liegt in der Notwendigkeit der Realisierung positiver Querkopplungen sowie bei spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filterstrukturen in der Notwendigkeit der Realisierung hoher Kreiszahlen (vgl. Kapitel 3.2.1, Tabelle 8).

Des Weiteren soll anhand der Teststrukturen die Empfindlichkeit von selbstentzerrenden Dual-Mode Hohlleiterfiltern für Frequenzen des Ka-Bandes beurteilt werden. Diese nimmt mit der Kreiszahl N eines Filters, mit der Anzahl der zu realisierenden endlichen Nullstellen von S_{21} , d.h. der Anzahl der unabhängigen Querkopplungen, mit der Mittenfrequenz f_0 sowie mit sinkender relativer Bandbreite δf eines Filters zu. Ein Kriterium für die Empfindlichkeit einer Filterstruktur ist die Beeinflussung des Übertragungsverhaltens, die durch kleine Änderungen von kritischen Kopplungen hervorgerufen wird, wobei eine Degradation der Filterkurve, wegen der logarithmischen Darstellungsform der Filterantwort, zuerst an der Reflexionsdämpfung zu erkennen ist. Des Weiteren begrenzt die Empfindlichkeit die realisierbaren relativen Bandbreiten: Nach [Kud82] liegt der Bereich für realisierbare relative Bandbreiten für Hohlleiterfilter zwischen 0.2% und 10%, wobei eine durch Dispersion hervorgerufene Asymmetrie der Übertragungscharakteristik bereits für relative Bandbreiten größer 1% berücksichtigt werden sollte. Die Empfindlichkeit einer Filterstruktur ist für deren Abgleich, der alle Kopplungen sowie Resonanzfrequenzen umfasst und der wegen der nicht ausreichenden Genauigkeit des verwendeten Feldsimulators sowie wegen der nicht zu vermeidenden Fertigungstoleranzen durchgeführt werden muss, von entscheidender Bedeutung.

Vor diesem Hintergrund werden Teststrukturen unterschiedlicher relativer Bandbreiten, unterschiedlicher Kreiszahlen sowie unterschiedlicher Anzahl und Verteilungen ihrer endlichen Transmissionsnullstellen realisiert und charakterisiert. Diese Filter wurden nicht bezüglich einer vorgegebenen Spezifikation entworfen; ihre einzige Aufgabe besteht darin, die aus der Filtersynthese erhaltenen Übertragungsfunktionen möglichst gut zu approximieren.

4.2.1 Entwurf

Es wird ein vierkreisiges, ein sechskreisiges sowie ein zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter hergestellt. Die vierkreisige Struktur weist die für eine Realisierung eines selbstentzerrenden Filters kleinstmögliche Kreiszahl auf. Anhand des sechskreisigen Filters soll untersucht werden, ob bei der Verkopplung nur eines Modes über eine Blende eines Dual-Mode Hohlleiterresonators mit dem entsprechenden Mode des benachbarten Resonators die jeweils orthogonal polarisierten Moden noch ausreichend entkoppelt sind. Das zwölfkreisige Filter entspricht von seiner Pol- und Nullstellenverteilung der in Kapitel 3.2.3 beschriebenen Realisierung eines spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filters. Die Teststrukturen sollen für eine Mittenfrequenz im Downlinkbereich des Ka-Bandes (17.7 GHz bis 21.7 GHz) realisiert werden.

Approximation Die Approximation der Filter erfolgte mit dem in Abschnitt 1.2.2 angegebenen Verfahren. Alle Teststrukturen wurden für eine Mittenfrequenz von 20 GHz und eine Anpassung von 26 dB entworfen. Als Bandbreite wurde für das vierkreisige Filter 50 MHz sowie für das sechskreisige und zwölfkreisige Filter 200 MHz gewählt. Alle Teststrukturen sollen in der in Kapitel 1.3.3 vorgestellten „Inline“-Struktur realisiert werden, womit nach Gleichung 50 beim vierkreisigen und sechskreisigen Filter jeweils maximal zwei und beim zwölfkreisigen Filter maximal sechs endliche Transmissionsnullstellen erzeugt werden können. Bei den beiden erstgenannten Filterstrukturen wurden die Nullstellen in Paaren auf der reellen Achse platziert und somit ausschließlich zur Laufzeitebnung genutzt ($4-0-2$ -Filter bzw. $6-0-2$ -Filter). Beim zwölfkreisigen Filter ($12-2-4$) wurden zur Laufzeitentzerrung vier Nullstellen als Quadrupel in der komplexen Ebene angeordnet und zwei weitere zur Erzeugung von Dämpfungspolen als Paar auf die imaginären Achse gelegt. Die prinzipielle Pol- und Nullstellenverteilung dieses Filters ist in Abbildung 3 gezeigt. Die Gruppenlaufzeit wurde beim vierkreisigen Filter auf eine Welligkeit von 0.5 ns und beim sechskreisigen Filter auf eine Welligkeit von 1.5 ns optimiert, womit das reelle Nullstellenpaar bei (± 1.5832) bzw. (± 0.7216) zu platzieren war. Beim zwölfkreisigen Filter wurde das rein imaginäre Nullstellenpaar zur Erzeugung der Dämpfungspole mit $(\pm j 1.28)$ vorgegeben. Die Optimierung der Gruppenlaufzeit erfolgte auf eine Welligkeit von 0.3 ns, woraus sich eine Lage der endlichen Transmissionsnullstellen mit nicht verschwindendem Realteil von $(\pm 0.5426 \pm j 0.3318)$ ergab.

Alle Teststrukturen wurden – wie anhand der endlichen Nullstellen der Polynome $p(s)$ zu erkennen ist – symmetrisch zur Bandmitte entworfen. Eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit wurde nicht mit berücksichtigt, da wie eingangs des Kapitels 4.2 erwähnt, Dispersionseffekte von Filterstrukturen in Hohlleitertechnik in der Regel erst für relative Bandbreiten größer als 1 % berücksichtigt werden müssen; eine quantitative Überprüfung dieser These erfolgt in Kapitel 4.2.2. Wie aus den oben angegebenen Mittenfrequenzen und Bandbreiten der Teststrukturen ersichtlich, beträgt die relative Bandbreite des vierkreisigen Filters 0.25 % und die des sechskreisigen bzw. zwölfkreisigen Filters jeweils 1 %.

Synthese Die Synthese der Teststrukturen wurde in zwei Schritten durchgeführt: zuerst wurden die kanonischen Koppelmatrizen auf analytischem Weg ermittelt (Kapitel 1.3.1); anschließend erfolgte mittels bekannter Transformationsvorschriften die Bestimmung der Koppelfaktoren in „Inline“-Struktur (Kapitel 1.3.3), die – wie in Kapitel 3.2.2 erläutert – prädestiniert für eine Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik ist. Die allgemeine Form von Referenznetzwerken in „Inline“-Struktur ist in Abbildung 6 angegeben. Aus dieser Darstellung wird deutlich, dass die „Inline“-Struktur sehr einfach erweiterbar ist, wenn man die Anzahl N der Resonatoren um ein Vielfaches von zwei erhöht. Bei einer Realisierung in Dual-Mode Hohlleitertechnik werden jeweils die Kreise n und $n + 1$ mit $n = 1, 3, \dots, (N - 1)$ in einem Resonator zusammengefasst, wobei alle in Abbildung 6 eingezeichneten vertikalen Kopplungen durch Koppelschrauben und alle horizontal eingezeichneten Kopplungen durch Filterblenden realisiert werden (vgl. auch Abbildung 20). Sowohl die normierten Koppelfaktoren $k_{i,j}$ der Teststrukturen als auch deren Betriebsdämpfungen $a_t^{(i,j)}$, die mit dem in Abschnitt 4.1.3 angegebenen Verfahren aus den normierten Koppelfaktoren bestimmt wurden, sind in Tabelle 17 aufgeführt. Bei dem vierkreisigen bzw. zwölfkreisigen Filter wurden alle in „Inline“-Struktur zur Verfügung stehenden Querkopplungen ausgenutzt; aus dem eingangs dieses Kapitels genannten Grund wurde bei der sechskreisigen Teststruktur auf die Realisierung der Querkopplung $k_{3,6}$ verzichtet.

Teststrukturen selbstentzerrender Filter						
i, j	4-0-2		6-0-2		12-2-4	
	$k_{i,j}$	$a_t^{(i,j)}$	$k_{i,j}$	$a_t^{(i,j)}$	$k_{i,j}$	$a_t^{(i,j)}$
0, 1	1.2029679726	10.36	1.1403855387	5.32	1.0942839055	5.62
1, 2	1.1167706297	28.57	0.9264905031	18.18	0.8626416906	18.80
2, 3	0.6891072808	32.76	0.4454661742	24.52	0.4344367431	24.73
3, 4	1.1167706297	28.57	0.6327990476	21.48	0.5760542013	22.29
4, 5	1.2029679726	10.36	0.6935143941	20.68	0.4731639891	23.99
5, 6	—	—	0.9951270738	17.57	0.2265578290	30.38
6, 7	—	—	1.1403855387	5.32	0.9094995197	18.34
7, 8	—	—	—	—	0.2265578290	30.38
8, 9	—	—	—	—	0.4731639891	23.99
9,10	—	—	—	—	0.5760542013	22.29
10,11	—	—	—	—	0.4344367431	24.73
11,12	—	—	—	—	0.8626416906	18.80
12,13	—	—	—	—	1.0942839055	5.62
1, 4	0.2882713858	40.33	0.3631710902	26.29	0.2855437735	28.38
3, 6	—	—	—	—	0.1615241400	33.32
5, 8	—	—	—	—	-0.3799173466	25.90
7,10	—	—	—	—	0.1615241400	33.32
9,12	—	—	—	—	0.2855437735	28.38

Tabelle 17: Normierte Koppelfaktoren $k_{i,j}$ und Betriebsdämpfungen $a_t^{(i,j)}$ der Teststrukturen selbstentzerrender Filter. Weitere Erläuterungen siehe Text.

4.2.2 Aufbau

Die Teststrukturen werden wie bereits mehrfach erwähnt in Dual-Mode Hohlleitertechnik realisiert, wobei die Hohlraumresonatoren einen kreisförmigen Querschnitt aufweisen und miteinander über metallische Blenden verbunden sind. In diesem Abschnitt wird dargestellt, anhand welcher Kriterien die Auslegung der Geometrie sowie die Herstellung der Filter erfolgt.

Moden Zur Energieübertragung soll der TE_{11l} -Mode verwendet werden, da dieser für den Dual-Mode Betrieb geeignet ist, eine hohe Leerlaufgüte aufweist und dessen Feldverteilung eine stirnseitige Kopplung der Resonatoren über Blenden zulässt. Der Index l , der der Anzahl der Maxima des elektrischen Feldes in den Resonatoren entspricht und somit deren Länge bestimmt, soll wegen der Forderung nach möglichst kleinen Volumina der Resonatoren zwischen 1 und 4 gewählt werden. In Abhängigkeit der Resonanzfrequenz und des Index l ist beim Filterentwurf in einem ersten Schritt der Durchmesser D der Resonatoren zu bestimmen. Dieser ist derart zu wählen, dass die Moden, die nicht zur Energieübertragung genutzt werden, d.h. die so genannten Störmoden, einen maximalen Abstand zur Mittenfrequenz des jeweiligen Filters aufweisen. Für die Moden, die für eine Realisierung der Teststrukturen in Frage kommen (TE_{111} , TE_{112} , TE_{113} , TE_{114}), sind die Lagen der Störmoden in Tabelle 18 angegeben. Um den maximalen Störmodenabstand zu erhalten, muss trotz identischer Mittenfrequenzen der Durchmesser der Resonatoren in

Teststrukturen selbstentzerrender Filter				
	TE ₁₁₁ -Mode	TE ₁₁₂ -Mode	TE ₁₁₃ -Mode	TE ₁₁₄ -Mode
f_0	20.0 GHz	20.0 GHz	20.0 GHz	20.0 GHz
D	16.2 mm	17.2 mm	16.2 mm	17.2 mm
f_{gr}	10.845 GHz	10.214 GHz	10.845 GHz	10.214 GHz
L	8.92 mm	17.44 mm	26.76 mm	34.87 mm
Q_0	8 538	12 838	14 941	17 322
TE ₁₁₂	—	—	15.592 GHz	—
TE ₁₁₃	—	—	—	16.451 GHz
TE ₂₁₁	—	19.000 GHz	18.842 GHz	17.481 GHz
TE ₂₁₂	—	—	21.193 GHz	19.000 GHz
TE ₂₁₃	—	—	—	21.293 GHz
TE ₀₁₁	—	—	—	21.690 GHz
TM ₀₁₁	21.979 GHz	15.872 GHz	15.234 GHz	—
TM ₀₁₂	—	21.761 GHz	18.061 GHz	15.873 GHz
TM ₀₁₃	—	—	21.979 GHz	18.557 GHz
TM ₁₁₀	—	21.260 GHz	—	21.260 GHz
TM ₁₁₁	—	—	—	21.690 GHz

Tabelle 18: In Abhängigkeit des zur Energieübertragung verwendeten Modes der Teststrukturen sind angegeben: die Resonanzfrequenzen f_0 , die Resonatordurchmesser D , die Grenzfrequenzen f_{gr} der Resonatoren, die Längen L der unbelasteten Resonatoren, die Leerlaufgüten Q_0 sowie die Lagen der Störmoden für den Frequenzbereich von 15 GHz bis 22 GHz.

Abhängigkeit des Index l variiert werden. Des Weiteren sind in Tabelle 18 die Resonanzfrequenzen f_0 , die Durchmesser D und die Grenzfrequenzen f_{gr} der Resonatoren sowie die Resonatorlängen L für den unbelasteten Fall und die Leerlaufgüten Q_0 , die mithilfe von Gleichung 74 bestimmt wurden, angegeben. Zur Berechnung der Leerlaufgüte wurde für die Leitfähigkeit der Oberfläche der in diesem Kapitel auf Seite 78 angegebene Wert von $56 \cdot 10^6$ S/m berücksichtigt. Anhand der Werte für die Leerlaufgüten kann die Aussage aus Kapitel 4.1.3 verifiziert werden, dass die Leerlaufgüte mit dem Resonatorvolumen zunimmt.

Da es sich beim TE₁₁₁-Mode um den Grundmode eines kreisförmigen Hohlleiterresonators handelt, treten unterhalb dieses Modes keine Störmoden auf. Wählt man bei einer Resonanzfrequenz von 20 GHz den Durchmesser eines solchen Resonators mit 16.2 mm, wird die Störmodenfreiheit durch den TM₀₁₁-Mode begrenzt, der bei 21.979 GHz liegt, also einen Abstand von rund 2 GHz zum Grundmode aufweist. Die Störmodenfreiheit des TE₁₁₃-Modes beträgt bei identischem Resonatordurchmesser zum frequenzmäßig nächst tiefer gelegenen Mode, dem TE₂₁₁-Mode, 1.158 GHz bzw. zum frequenzmäßig nächst höher gelegenen Mode, dem TE₂₁₂-Mode, 1.193 GHz. Beim TE₁₁₂-Mode bzw. TE₁₁₄-Mode kann der minimale Störmodenabstand nach unten, d.h. zum TE₂₁₁-Mode bzw. TE₂₁₂-Mode, jeweils mit 1.000 GHz und nach oben, d.h. zum TM₁₁₀-Mode, mit 1.260 GHz angegeben werden. Hieraus wird deutlich, dass für die Realisierung eines Einzelfilters nicht der Störmodenabstand die Wahl des zu verwendenden Modes bestimmt. Aus Tabelle 18 geht jedoch auch hervor, dass mit größer werdendem l die Anzahl der Störmoden zunimmt, was bei der Auslegung von hochkanaligen Multiplexern beachtet werden muss.

Neben der Forderung nach einer hohen Güte, d.h. geringen Verlusten, sollen Filter von Eingangsmultiplexern eine minimale Masse sowie ein minimales Volumen aufweisen, wobei besonders der Grundflächenbedarf der Komponenten, d.h. der so genannte „footprint“, zu berücksichtigen ist. Des Weiteren ist bei Dual-Mode Hohlleiterfiltern darauf zu achten, dass die Positionen der Abgleichelemente einen gleichmäßigen Einfluss auf die Feldverteilungen in den Resonatoren und somit auch auf die Feldverteilungen an den Blenden haben. Aus diesem Grund erscheint die Positionierung der Abgleichelemente, d.h. der Schraubenkränze, in Resonatormitte, d.h. auf halber Zylinderhöhe, sinnvoll. Da die Abgleichelemente immer im Maximum des elektrischen Feldes liegen sollen, kommen für die Lage in Resonatormitte nur der TE_{111} -Mode und der TE_{113} -Mode in Frage. Mit einer Länge von nur 8.92 mm sind die Resonatoren beim TE_{111} -Mode jedoch derart kurz, dass eine starke gegenseitige Beeinflussung sowohl der Blendenkopplungen untereinander als auch ein starker Einfluss der in den Schraubenkränzen befindlichen Abgleichelemente auf die Blendenkopplungen zu erwarten ist. Durch die Länge eines unbelasteten Resonators von 26.76 mm werden diese negativen Einflüsse beim TE_{113} -Mode dagegen minimiert, wodurch sich allerdings Masse sowie Volumen der Filter erheblich vergrößern. Mit der Volumenvergrößerung geht jedoch auch eine Vergrößerung der Leerlaufgüte einher; im Vergleich zum TE_{111} -Mode weist der TE_{113} -Mode eine um den Faktor 1.75 höhere Leerlaufgüte auf. Sowohl beim TE_{112} -Mode als auch beim TE_{114} -Mode muss die symmetrische Lage des Schraubenkranzes in Resonatormitte aufgegeben werden, wobei der TE_{114} -Mode von allen betrachteten Moden die größte Leerlaufgüte (17 322) besitzt. Durch die asymmetrische Lage des Schraubenkranzes, bezogen auf die halbe Zylinderhöhe, sind größere numerische Ungenauigkeiten bei der Feldsimulation sowie ein erhöhter Abgleichaufwand zu erwarten. Bei TE_{112} -Mode Resonatoren kann davon ausgegangen werden, dass es durch eine Resonatorlänge von nur 17.44 mm, ähnlich wie beim TE_{111} -Mode, zusätzlich zu einer starken Beeinflussung der Blendenkopplungen untereinander sowie zu einer Beeinflussung der Blendenkopplungen durch die Abgleichelemente des Schraubenkranzes kommt. Für die Realisierung der Teststrukturen wird daher der TE_{113} -Mode gewählt, der der beste Kompromiss zwischen Masse und Volumen, Güte sowie Realisierbarkeit ist.

Für die Güte eines Filters Q_F , die man in Anlehnung an die Definition der Leerlaufgüte (Gleichung 30) als die in einem physikalischen Filter oszillierende Leistung zu der in einem Filter auftretenden Verlustleistung verstehen kann, lässt sich folgende Näherungsformel angeben, die für das gesamte Durchlassband eines Filters gilt [Kud70]:

$$Q_F \approx 27.3 \cdot f_0 \frac{\tau}{a_t} \quad . \quad (85)$$

Die Verluste eines Filters werden durch die Wandströme in den Resonatoren sowie die in dem Ausdruck für die Leerlaufgüte eines Zylinderresonators (Gleichung 74) nicht berücksichtigten Blendenöffnungen und Abgleichelemente verursacht.

Dispersion Die Resonatoren der Teststrukturen, die im TE_{113} -Mode realisiert werden und einen Durchmesser von 16.2 mm besitzen, haben eine Grenzfrequenz von 10.845 GHz (Gleichung 67). Hieraus ergibt sich nach Gleichung 71 für das vierkreisige Filter ($f_u = 19.975$ GHz, $f_o = 20.025$ GHz) ein relativer Unterschied zwischen der Gruppenlaufzeit an der unteren Bandkante zu der Gruppenlaufzeit an der oberen Bandkante von 1.00148; für das sechskreisige bzw. zwölfkreisige Filter ($f_u = 19.900$ GHz, $f_o = 20.100$ GHz) beträgt dieses Verhältnis jeweils 1.00594. Die Steigung der Gruppenlaufzeit kann in absoluten Zahlen angegeben werden, wenn die Gruppenlaufzeit zumindest für einen Frequenzpunkt

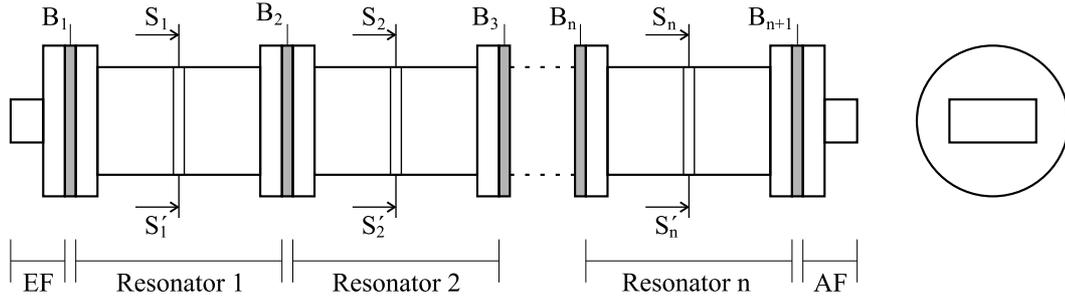


Abbildung 20: Schematischer Aufbau eines Dual-Mode Hohlleiterfilters vom Grad N ($n = N/2$): Einkoppelflansch (EF), Auskoppelflansch (AF), Resonatoren i ($i = 1 \dots n$), Blenden B_i ($i = 1 \dots n + 1$), Schnitte durch die Schraubenkränze S_i – S'_i ($i = 1 \dots n$).

im Durchlassbereich der Teststrukturen bekannt ist. Durch Analyse der Koppelfaktoren kann für das vierkreisige Filter ein Wert der Gruppenlaufzeit bei Mittenfrequenz von 15.15 ns bestimmt werden; für das sechskreisige und zwölfkreisige Filter können auf gleiche Weise Werte von 8.38 ns bzw. 17.43 ns ermittelt werden. Aus obigen Daten kann für das vierkreisige Filter eine Schräglage der Gruppenlaufzeit von $4.5 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz, für das sechskreisige Filter eine Schräglage der Gruppenlaufzeit von $2.5 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz und für das zwölfkreisige Filter eine Schräglage der Gruppenlaufzeit von $5.2 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz veranschlagt werden, womit die absolute Schräglage der Gruppenlaufzeit im Durchlassband für das vierkreisige Filter 0.023 ns, für das sechskreisige Filter 0.050 ns und für das zwölfkreisige Filter 0.104 ns beträgt. Aus diesen Abschätzungen wird deutlich, dass eine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeiten bei den Teststrukturen nicht erforderlich ist.

Aufbau Der schematische Aufbau eines Dual-Mode Hohlleiterfilters ist in Abbildung 20 skizziert (vgl. auch Abbildung 24). Die Kopplungen zwischen den orthogonal polarisierten Moden in einem Resonator sowie die Resonanzfrequenzen der einzelnen Moden werden mit Abgleichelementen eingestellt, die an den so genannten Schraubenkränzen positioniert sind. Die Anzahl und Lage der Abgleichelemente ist beispielhaft für die zwölfkreisige selbstentzerrende Filterstruktur in Abbildung 23 dargestellt. Die Verkopplung der Moden zwischen den einzelnen TE_{113} -Mode Hohlraumresonatoren sowie die Energieübertragung zu den Toren wird mittels metallischer Blenden realisiert. Beim vierkreisigen Filter werden die Kopplungen $k_{2,3}$ und $k_{1,4}$, beim sechskreisigen Filter die Kopplungen $k_{2,3}$ und $k_{1,4}$ sowie die Kopplung $k_{4,5}$ und beim zwölfkreisigen Filter jeweils die Kopplungen $k_{2,3}$ und $k_{1,4}$, $k_{4,5}$ und $k_{3,6}$, $k_{6,7}$ und $k_{5,8}$, $k_{8,9}$ und $k_{7,10}$ sowie $k_{10,11}$ und $k_{9,12}$ in einer Blende realisiert. Da der Unterschied der Betriebsdämpfungen der Koppelfaktoren $a_t^{(i,j)}$, die jeweils in einer Blende realisiert werden, in keinem Fall größer als 10 dB ist, können für die Teststrukturen ausschließlich kreisförmige Blendenöffnungen verwendet werden (siehe hierzu auch Kapitel 4.1.3). Für die Kopplungen zu den Toren der Filter werden jedoch rechteckförmige Blenden verwendet, da durch die relativ geringen Betriebsdämpfungen der Ein- bzw. Auskopplungen bzw. durch die damit verbundenen großen Blendenöffnungen der systematische Fehler, der durch die nicht idealen rechten Winkel der Blendenöffnungen verursacht wird (siehe Kapitel 4.1.3), vernachlässigbar ist.

Als Anschlußhohlleiter wird ein WR 51 Hohlleiter, der einen Querschnitt von 12.954 mm x 6.477 mm hat, verwendet. Die Grenzwellenlänge dieses Hohlleiters ergibt sich nach Gleichung 58 zu 25.01 mm, woraus eine Grenzfrequenz f_{gr} von ca. 11.58 GHz folgt. Der empfohlene Betriebsfrequenzbereich für den TE_{10} -Mode liegt zwischen $1.25 f_{gr}$ und $1.9 f_{gr}$, was dem Frequenzbereich von 14.5 GHz bis 22 GHz entspricht.

Material An dieser Stelle sei vorweggenommen, dass die Resonatoren, Sammelschienen und Blenden sowie die dielektrischen Abstimmeelemente des im Rahmen dieser Arbeit entworfenen Eingangsmultiplexers aus Invar gefertigt werden. Invar ist eine Legierung aus Eisen–Nickel bzw. Eisen–Nickel–Kobalt, die insbesondere im Bereich um die Raumtemperatur einen derart geringen thermischen Ausdehnungskoeffizienten besitzt, dass keine Maßnahmen zur Temperaturkompensation der Filter und der Sammelschienen getroffen werden müssen. Wegen der Verfügbarkeit der Rohmaterialien werden die Resonatoren und Sammelschienen aus Super–Invar (32 % Nickel, 5 % Kobalt, 63 % Eisen) (UNS No. K93500), das im Temperaturbereich von 25 °C bis 100 °C einen mittleren thermischen Ausdehnungskoeffizienten von ~ 0.84 ppm/°C hat, gefertigt. Die Blenden sowie Abstimm-schrauben werden dagegen aus Invar (36 % Nickel, 64 % Eisen) (UNS No. K93050), das im gleichen Temperaturbereich einen mittleren thermischen Ausdehnungskoeffizienten von ~ 1.6 ppm/°C aufweist, hergestellt [AST96]. Da die Ausdehnungskoeffizienten von den Herstellungsprozessen der Materialien abhängig sind, sind die hier angegebenen Werte ausschließlich als Richtwerte zu verstehen. Die Ausdehnungskoeffizienten der gefertigten Komponenten sind des Weiteren von der mechanischen Bearbeitung abhängig und prinzipiell größer als die der Rohmaterialien. Das spezifische Gewicht von Invar bzw. Super–Invar beträgt ~ 8.2 g/cm³, die thermische Leitfähigkeit ~ 10 W/(m °C) sowie der spezifische Widerstand ~ 80 $\mu\Omega \cdot \text{cm}$ [Car95]. Um die elektrische Leitfähigkeit zu verbessern, werden die Resonatoren und Sammelschienen mit einer Silberschicht versehen, deren Schichtdicke 15 μm bei einer vorgegebenen Toleranz von ± 4 μm beträgt. Damit eine bessere Abscheidung des Silbers an Ecken und Kanten gewährleistet ist, enthält die Silberschicht Glanzzusätze. Die Aufbringung der Schicht erfolgt ohne Fremdmetall-Zwischenschichten direkt auf das Grundmetall. Die elektrische Leitfähigkeit der Silberschicht kann mit ca. 90% der des Reinsilbers, d.h. also rund $56 \cdot 10^6$ S/m angegeben werden. (Nach [Hue96] beträgt die Leitfähigkeit von Reinsilber $62.5 \cdot 10^6$ S/m). Bei einer Mittenfrequenz von 20 GHz erhält man somit nach Gleichung 73 für die Eindringtiefe des Feldes 0.476 μm .

Da die Teststrukturen ausschließlich bei Raumtemperatur charakterisiert werden sollen, werden die Resonatoren aus Kostengründen, abweichend von obigen Ausführungen, aus Messing hergestellt. Durch die Veredelung der Resonatoren mit oben genannter Silberschicht weisen die Messing–Filter jedoch bei Raumtemperatur ein Hochfrequenzverhalten auf, das mit dem von Invar–Filtern identisch ist; Blenden und Abstimm-schrauben der Teststrukturen werden hingegen aus Invar gefertigt.

4.2.3 Abgleich

Ausgangspunkt für die Fertigung eines Filters sind dessen geometrische Abmessungen, die man aus der Feldsimulation erhält. Zu diesen gehören die Länge und der Durchmesser eines jeden Resonators, die Dicke der Blenden, die Positionen und Geometrien der Kop-pelöffnungen in den Blenden sowie die Lagen und Eindringtiefen der Abgleich-schrauben. Die mit dem Feldsimulator NOAH optimierten Filterstrukturen stimmen sehr gut mit dem Hochfrequenzverhalten überein, das man direkt aus der Synthese, d.h. aus den Nullstellen der Filterpolynome, berechnen kann. Es muss jedoch berücksichtigt werden, dass auch der verwendete Feldsimulator Näherungen enthält. Selbst wenn die mittels NOAH berechnete Geometrie exakt realisiert werden könnte, würde das Filter somit nicht das gewünschte Hochfrequenzverhalten zeigen. Diese Unzulänglichkeiten der rechnergestützten Feldsimu-lation sowie die Fertigungstoleranzen machen einen Filterabgleich unumgänglich.

Beim Filterabgleich sollen alle Filterparameter (Resonanzfrequenzen und Kopplungen) idealerweise möglichst unabhängig voneinander und in einem großen Bereich abgleichbar sein. Darüberhinaus ist es wünschenswert, dass jeder Parameter sowohl im Wert vergrößert als auch verkleinert werden kann. Die Filtergeometrie muss somit derart genau gefertigt werden, dass jeder einzelne Geometrieparameter im Abgleichbereich der Abgleich Elemente liegt. Als Abgleich Elemente werden bei Hohlleiterfiltern in der Regel Schrauben mit Abstimmkörpern aus Metall verwendet, wobei durch diese die elektromagnetische Feldverteilung beim Abgleichprozess im Filter derart beeinflusst wird, dass sich die gewünschte Übertragungscharakteristik einstellt. Die Abstimmkörper der Abgleich Elemente sind zylinderförmig, so dass sich beim Filterabgleich nur deren Eindringtiefe ändert.

Die Einstellung der Kopplung zwischen den beiden orthogonal polarisierten Moden in einem Resonator sowie der Abgleich der Resonanzfrequenzen erfolgt durch Schrauben, die am Umfang des TE_{113} -Resonators auf halber Zylinderhöhe und somit im Maximum des elektrischen Feldes entweder senkrecht zu den Vektoren des elektrischen Feldes oder um 45° zu diesen versetzt, angebracht sind. Die Resonanzfrequenzen werden idealerweise ausschließlich mit den Schrauben abgestimmt, die senkrecht zu den Vektoren des elektrischen Feldes stehen, und die Verkopplungen der beiden orthogonal polarisierten Moden in einem Resonator werden idealerweise ausschließlich mit den Schrauben eingestellt, die um 45° zu den elektrischen Feldvektoren versetzt sind. Die Positionen der Abstimmerschrauben des Schraubenkranzes sind exemplarisch für die zwölfkreisige selbstentzerrende Filterstruktur in Abhängigkeit des Resonators und des jeweiligen Modes in Abbildung 23 dargestellt. Um eine homogene Feldverteilung im Resonator zu erzielen, d.h. eine lokale Konzentration des elektromagnetischen Feldes zu vermeiden, ist es erstrebenswert, dass alle Schrauben eine gleichmäßige Eindringtiefe aufweisen. Aus dem gleichen Grund sind große Eindringtiefen der Schrauben zu vermeiden.

Die Anzahl und Position der Schrauben ist im Wesentlichen von der Belastung des Resonators durch die induktiv wirkenden Blenden abhängig. Nach [Mat64] kann eine dünne metallische Blende durch eine Querinduktivität und ein Leitungsstück mit negativer elektrischer Länge dargestellt werden (Abbildung 19); die Abgleich Elemente ihrerseits sind durch Kapazitäten modellierbar, die dem Schwingkreis parallel geschaltet werden. Die Belastung eines Hohlraumresonators durch eine Blende führt somit zu einer Erhöhung der Resonanzfrequenz, wohingegen die Belastung durch die kapazitiv wirkenden Abstimmerschrauben zu einer Reduktion der Resonanzfrequenz führt. Prinzipiell nimmt die Belastung von Resonatoren mit größer werdender relativer Bandbreite zu und wirkt sich wegen der großen Werte der Blendenreaktanzen von Einkopplung und Auskopplung besonders stark auf den ersten und letzten Resonator eines Filters aus, da die sich für diese Resonatoren ergebenden Resonatorverkürzungen größer als für die inneren Resonatoren sind. Da sich beim Dual-Mode Betrieb sowohl der erste und zweite als auch der vorletzte und letzte Mode im gleichen Resonator befinden, müssen die Resonanzfrequenzen des zweiten bzw. vorletzten Modes mit Hilfe von zusätzlichen Abgleich Elementen in der Frequenz nach unten korrigiert werden.

Die Empfindlichkeit eines Abgleich Elementes, d.h. die Beeinflussung des Hochfrequenzverhaltens eines Filters durch ein Abgleich Element sowie der mit einem Abgleich Element zu erzielende Abgleichbereich eines Filterparameters, ist sowohl vom Abgleich Element selbst, d.h. von dessen Durchmesser und Material, als auch von der Empfindlichkeit der Filterstruktur abhängig. Für die Teststrukturen werden metallische Abgleich Elemente mit einem Durchmesser des Abstimmkörpers von 1.8 mm verwendet. Die Gewindesteigung der Abgleich Elemente beträgt jeweils 0.318 mm. Falls erforderlich, könnte die Empfindlichkeit

der Abgleichelemente beispielsweise durch einen geringeren Durchmesser der verwendeten Abstimmkörper sowie durch eine kleinere Gewindesteigung reduziert werden. Da die Abgleichelemente sich nicht negativ auf das Temperaturverhalten des Filters auswirken sollen, werden die metallischen Abstimmelemente aus Invar gefertigt und, um eine bessere Leitfähigkeit zu erzielen, mit einer Hartgoldschicht überzogen.

4.2.4 Charakterisierung

Mikrowellenfilter werden anhand ihrer Streuparameter charakterisiert. Die Messungen der im Rahmen dieser Arbeit erstellten bzw. charakterisierten Mikrowellenkomponenten (Filter, Isolatoren, Koppler) erfolgte mit einem HP 8510 C Netzwerkanalysator. Kalibriert wurde mit TRL-Standards für WR 51 Hohlleiter. Der Filterabgleich sowie die Messungen wurden in Luft ($\varepsilon_r = 1.000594$) bei Raumtemperatur durchgeführt. Da die Filter für einen Betrieb im Vakuum (Weltraum) entworfen worden sind, war es erforderlich, die Teststrukturen jeweils auf eine Mittenfrequenz von 19.994063 GHz abzugleichen, womit die Mittenfrequenz, die sich im Vakuum einstellt, exakt 20.0 GHz beträgt. Die Differenz zwischen den beiden Mittenfrequenzen wurde bei der Auswertung der Messwerte bereits entsprechend berücksichtigt. Abbildung 21 zeigt die Messungen der Beträge der Transmission ($|S_{21}|$) und der Reflexion ($|S_{11}|$) sowie der Gruppenlaufzeit (GD) am vierkreisigen Filter; in Abbildung 22 sind die Messungen, die am sechskreisigen bzw. am zwölfkreisigen Filter durchgeführt worden sind, dargestellt. An dieser Stelle sei vorweggenommen, dass der Zusammenhang zwischen der Steigung der Einfügedämpfung und der Steigung der Gruppenlaufzeit ausführlich in Kapitel 4.3.2 anhand der Messergebnisse des spezifikationsgerechten Filters diskutiert wird.

Vierkreisige selbstentzerrende Teststruktur Das Außerbandverhalten des vierkreisigen selbstentzerrenden Filters ist symmetrisch. Durch das Nullstellenpaar auf der reellen Achse zur Laufzeitebnung verläuft diese Kurve allerdings flacher als bei einem vierkreisigen Tschebyscheff-Filter. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 0.721 dB, woraus sich eine Güte des Filters von 11 473 berechnet, was 76.8 % der Leerlaufgüte entspricht. Die Steigung der Einfügedämpfung kann aus den Messdaten mit $4.0 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz abgelesen werden. Die Reflexion konnte auf die geforderte Bandbreite von 50 MHz sowie auf die geforderte Anpassung von 26 dB im Durchlassband abgeglichen werden; wie erwartet, bilden sich vier Nullstellen der Reflexion im Durchlassbereich aus. Die Gruppenlaufzeit ist ungefähr symmetrisch zur Bandmitte: Die absoluten Maxima der Gruppenlaufzeit liegen auf einem Niveau von 16.2 ns ($f_0 - 32.5$ MHz) bzw. 16.1 ns ($f_0 + 32.5$ MHz). Die beiden lokalen Minima im Durchlassbereich haben einen Wert von 14.5 ns ($f_0 - 16.5$ MHz) bzw. 14.4 ns ($f_0 + 16.5$ MHz). Das Maximum der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich wurde mit 15.0 ns bei f_0 gemessen. Aus diesen Messwerten ergibt sich eine maximale Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband von 0.6 ns, was sehr gut mit dem bei der Approximation vorgegebenem Wert von 0.5 ns übereinstimmt. Die auf Dispersion zurückzuführende Steigung der Gruppenlaufzeit kann mit $3.0 \cdot 10^{-3}$ ns/MHz angegeben werden, womit durch die Messung verifiziert wurde, dass für die realisierte vierkreisige selbstentzerrende Filterstruktur keine Vorverzerrung der Gruppenlaufzeit notwendig ist. Der aus der Messung ermittelte Wert stimmt in erster Näherung gut mit der in Kapitel 4.2.2 durchgeführten Abschätzung überein. Da sich das Hochfrequenzverhalten des vierkreisigen Filters exakt auf seine Sollkurve abgleichen ließ, muss die Empfindlichkeit der verwendeten Abgleichelemente nicht reduziert werden.

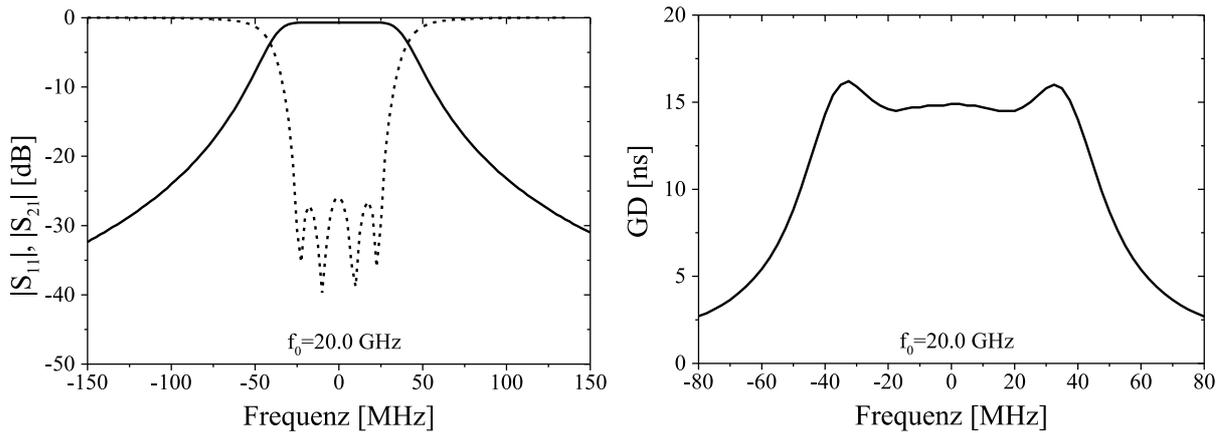


Abbildung 21: Messungen an der vierkreisigen selbstentzerrenden Teststruktur (4-0-2); oben links: Betriebs- und Reflexionsdämpfung, oben rechts: Gruppenlaufzeit (GD).

Sechskreisige selbstentzerrende Teststruktur Das sechskreisige selbstentzerrende Filter weist wie die vierkreisige Teststruktur einen symmetrischen Verlauf der Außenbanddämpfung auf. Ähnlich wie beim vierkreisigen Filter ist dieser wegen des vorhandenen Nullstellenpaars auf der reellen Achse, das zur Glättung der Gruppenlaufzeit dient, gegenüber einem Tschebyscheff-Filter gleicher Kreiszahl verflacht.

Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 0.541 dB, was einer Filtergüte von 8 457, d.h. 56.6 % der Leerlaufgüte, entspricht. Für diesen schlechten Wert können sowohl Imperfektionen der Oberflächenbeschichtung, wie beispielsweise Unreinheiten oder eine erhöhte Rauigkeit, als auch Kontaktprobleme zwischen Resonatoren und Blenden bzw. Resonatoren und Abgleichelementen verantwortlich sein. Nach eingehender Untersuchung des Filters konnte die schlechte Güte jedoch weder auf einzelne grobe, d.h. durch Sichtprüfung erkennbare, Störungen der Oberflächenbeschichtung noch auf unzureichend kontaktierte Blenden bzw. Resonatoren oder auf defekte Abgleichelemente zurückgeführt werden. Aus diesem Grund ist es wahrscheinlich, dass der hohe Wert der Einfügedämpfung sich aus der Summe aller oben genannten Effekte zusammensetzt. Die Reflexion konnte exakt auf die geforderte Bandbreite von 200 MHz abgeglichen werden. Die Anpassung entspricht mit 26 dB dem bei der Approximation vorgegebenem Wert und es bilden sich des Weiteren alle sechs Nullstellen der Reflexion im Durchlassbereich aus.

Die absoluten Werte der Gruppenlaufzeit liegen bei den Frequenzen $f_0 \pm 118$ MHz und haben einen Wert von 9.5 ns bzw. 8.8 ns. Die Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich haben ein Niveau von 7.24 ns ($f_0 - 76$ MHz) und 7.08 ns ($f_0 + 80$ MHz). Das lokale Maximum der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich kann mit 8.56 ns bei f_0 aus den Messwerten abgelesen werden. Aus diesen Daten errechnet sich eine Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich von 1.48 ns und eine Steigung der Gruppenlaufzeit von $1.01 \cdot 10^{-3}$ ns/MHz, die näherungsweise mit der Abschätzung aus Kapitel 4.2.2 übereinstimmt.

Nach Abgleich der Filterstruktur stellte sich das geforderte Hochfrequenzverhalten ein, was in zweierlei Hinsicht von Bedeutung ist: Zum einen kann somit ausgeschlossen werden, dass sich der Verzicht auf die Überkopplung $k_{3,6}$ negativ auf die Übertragungscharakteristik des Filters auswirkt, da ein die Filtercharakteristik degradierendes Übersprechen der nicht miteinander zu verkoppelnden Moden der beiden Dual-Mode Hohlleiterresonatoren ausgeschlossen werden kann. Zum anderen wurde gezeigt, dass auch bei einer sechskreisigen selbstentzerrenden Filterstruktur im Ka-Band in Dual-Mode Hohlleitertechnik die Empfindlichkeit der verwendeten Abgleichelemente nicht verringert werden muss.

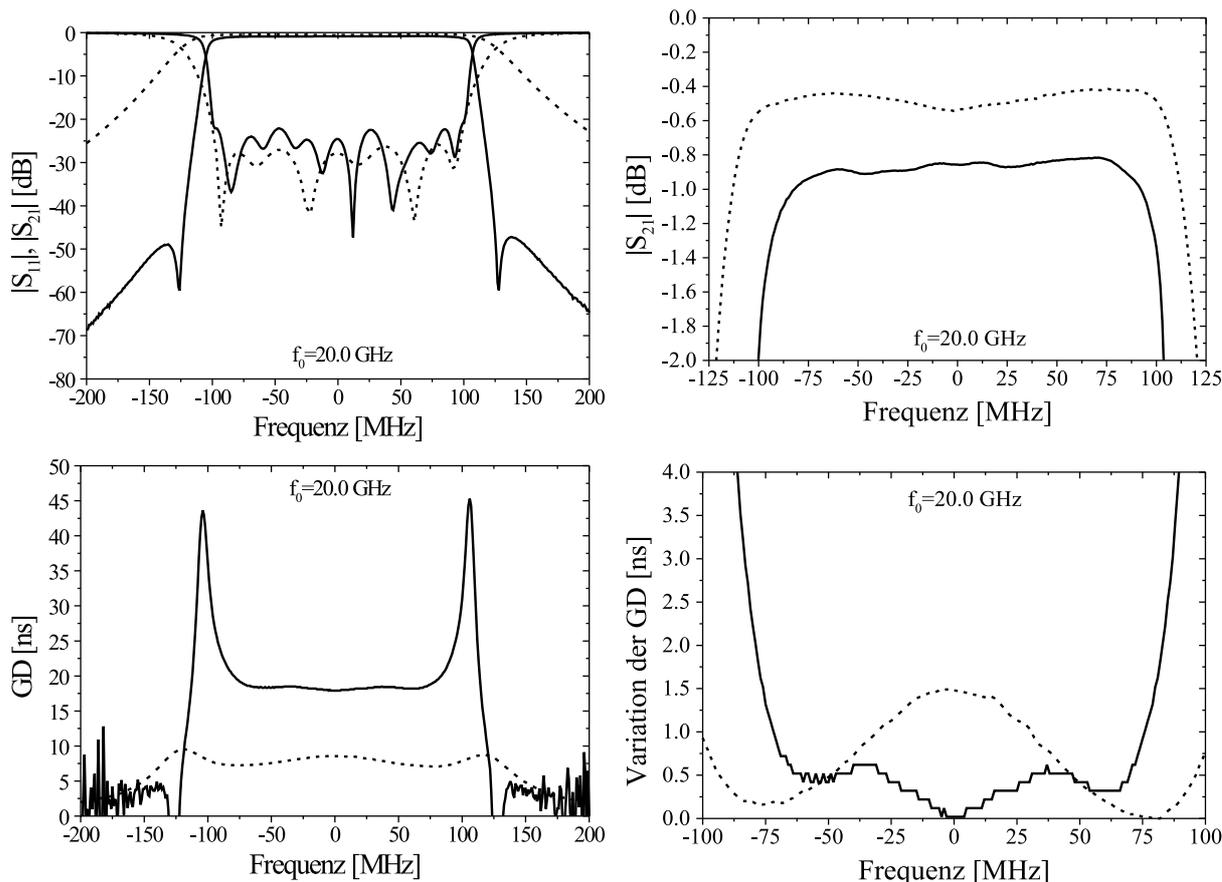


Abbildung 22: Messungen an der sechskreisigen und zwölfkreisigen Teststruktur (6-0-2, gestrichelt und 12-2-4, durchgezogen); oben links: Betriebs- und Reflexionsdämpfung, oben rechts: Einfügedämpfung, unten links: Gruppenlaufzeit (GD), unten rechts: Variation der Gruppenlaufzeit im Durchlassband.

Zwölfkreisige selbstentzerrende Teststruktur Aus Abbildung 22 wird deutlich, dass ein höherer Filtergrad sowie ein quasi-elliptisches Design die Selektivität eines Filters erheblich verbessern. Die Dämpfungspole des zwölfkreisigen selbstentzerrenden Filters liegen annähernd symmetrisch und das Innenbandverhalten weist wegen der Glättung der Gruppenlaufzeit einen nahezu linearen Verlauf auf. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 0.856 dB, die sich in eine Güte von 11118, was 74.4 % der Leerlaufgüte entspricht, transformiert. Die Steigung der Einfügedämpfung beträgt $5.3 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz. Die Reflexion konnte auf die geforderte Bandbreite von 200 MHz abgeglichen werden. Allerdings war es wegen der zu geringen Empfindlichkeit der Abgleich Elemente nicht möglich, die Anpassung auf ihren Sollwert von 26 dB abzugleichen, was verdeutlicht, dass die Empfindlichkeit von hochkreisigen Filterstrukturen auf Schwankungen in den Koppelfaktoren und Resonanzfrequenzen deutlich erhöht ist. Ein anderes Indiz dafür, dass das Filter nicht exakt abgestimmt ist, d.h. die Koppelfaktoren und Resonanzfrequenzen von ihren Sollwerten abweichen, findet sich darin, dass die Anpassung anstatt zwölf Minima nur zehn aufweist.

Als Folge der unzureichend eingestellten Anpassung wird auch die bei der Filterapproximation vorgegebene Welligkeit der Gruppenlaufzeit von 0.3 ns nicht erreicht. Aus den Messdaten kann eine Welligkeit von 0.62 ns sowie eine Steigung der Gruppenlaufzeit von $8.9 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz, die sehr gut mit dem theoretisch ermitteltem Wert von $5.2 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz (Kapitel 4.2.2) übereinstimmt, ermittelt werden. Dass die Gruppenlaufzeit im Außenband

bei $f_0 \pm 128$ MHz negative Werte aufweist, steht nicht im Widerspruch zu der Aussage aus Kapitel 1.1.1, dass die Gruppenlaufzeit eine positive Funktion sein muss. Wie in [Mat64] ausgeführt wird, verschieben sich die bei dissipationfreien Filtern auf der imaginären Achse liegenden Nullstellen der Filterpolynome unter dem Einfluss von Verlusten in die linke s -Halbebene, weswegen in diesem Fall der Verlauf der Gruppenlaufzeit auch von den im Endlichen platzierten Nullstellen von $p(s)$ beeinflusst wird (vgl. Gleichung 20).

Damit sowohl die Anpassung als auch die Gruppenlaufzeit auf ihre Sollwerte eingestellt werden können, ist es notwendig, bei der zwölfkreisigen selbstentzerrenden Teststruktur die Empfindlichkeit der Abgleichelemente zu reduzieren. Die Maßnahmen, die zur Verringerung der Empfindlichkeit des Abgleichverhaltens getroffen wurden, werden in Kapitel 4.3 erläutert und beim Entwurf des selbstentzerrenden spezifikationsgerechten Filters berücksichtigt.

4.3 Spezifikationsgerechtes selbstentzerrendes Mikrowellenfilter

Das in diesem Kapitel vorgestellte Filter wurde bezüglich einer kommerziellen Spezifikation (Kapitel 3.2.3, Tabelle 11) entworfen. Bei diesem Filter handelt es sich um ein so genanntes *12-2-4*-Filter, also ein Filter, das zwei imaginäre Nullstellen der Transmittanz zur Erzeugung von Dämpfungspolen sowie vier komplexe Nullstellen der Transmittanz zur Glättung der Gruppenlaufzeit im Durchlassband aufweist. Wie in Kapitel 3.2.3 gezeigt wurde, stellt diese Pol- und Nullstellenverteilung das Optimum für die Realisierung spezifikationsgerechter Dual-Mode Hohlleiterfilter für Ka-Band Eingangsmultiplexer dar. Der Entwurfs- und Herstellungsprozess dieses Filters entspricht prinzipiell dem der in Kapitel 4.2 beschriebenen Teststrukturen. Allerdings wurden am Aufbau des Filters Modifikationen vorgenommen, um einen Abgleich der Anpassung auf ihren Sollwert von 26 dB zu ermöglichen.

4.3.1 Entwurf und Aufbau

Der Entwurf dieses Filters wurde bereits ausführlich in Kapitel 3.2.3 beschrieben; alle sich aus der Approximation ergebenden Werte sind dort aufgeführt. Die aus der Synthese resultierenden Koppelfaktoren sind in Tabelle 12 aufgelistet, wobei für die Realisierung des Filters die Lösung „inline symmetrisch I“ gewählt wurde. Aus den beim Entwurf der Teststrukturen genannten Gründen (Kapitel 4.2.2) wird auch für dieses Filter der TE_{113} -Mode verwendet. Die Mittenfrequenz des Filters beträgt 19.2425 GHz. Um einen ausreichenden Störmodenabstand zu gewährleisten, wurden die Durchmesser der Resonatoren mit 17.0 mm gewählt, woraus sich die folgenden Lagen der Störmoden für den Frequenzbereich von 16 GHz bis 23 GHz ergeben: TM_{012} -Mode bei 17.303 GHz, TE_{211} -Mode bei 17.977 GHz, TE_{212} -Mode bei 20.274 GHz, TM_{013} -Mode bei 21.114 GHz, TM_{110} -Mode bei 21.510 GHz, TM_{111} -Mode bei 22.181 GHz und TE_{011} -Mode bei 22.181 GHz. Aus oben genannten Werten für Mittenfrequenz und Durchmesser folgt für einen unbelasteten Resonator eine Länge von 27.70 mm; die Leerlaufgüte eines solchen Resonators beträgt 15.330 und die Grenzfrequenz 10.334 GHz.

Die Dispersion der Gruppenlaufzeit kann mithilfe von Gleichung 71 abgeschätzt werden. Für den relativen Unterschied zwischen der Gruppenlaufzeit an der unteren Bandkante ($f_u = 19.1825$ GHz) und der Gruppenlaufzeit an der oberen Bandkante $f_o = 19.3025$ GHz ergibt sich ein Wert von 1.00362. Legt man, wie in Kapitel 4.2.2 erläutert, den Wert der

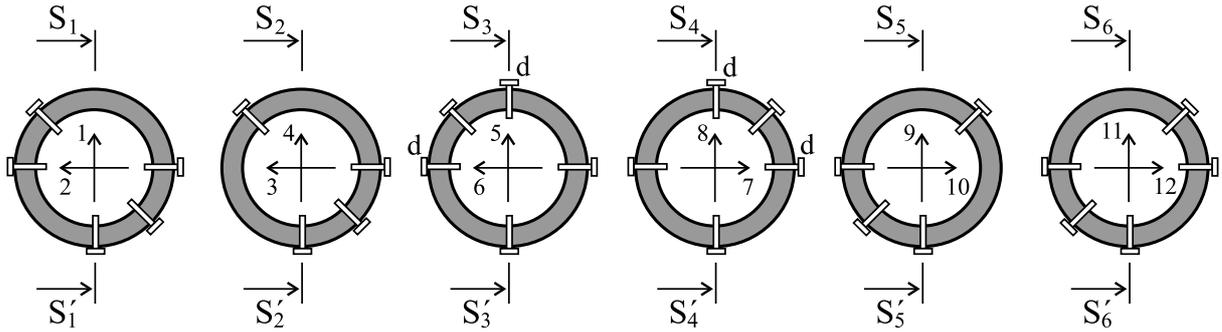


Abbildung 23: Positionen der Abgleichelemente an den Schraubenkränzen des spezifikationsgerechten Filters (12-2-4). Bei der zwölfkreisigen Teststruktur entfallen die dielektrischen Abgleichelemente (d). Für die Lage der Schraubenkränze siehe Abbildung 20. Im Innern der Schraubenkränze sind zusätzlich die relativen Lagen der elektrischen Feldvektoren eingezeichnet.

Gruppenlaufzeit bei Mittenfrequenz (30.13 ns) zu Grunde, kann für das spezifikationsgerechte Filter die Steigung der Gruppenlaufzeit im Durchlassband mit $9.1 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz abgeschätzt werden, was einer absoluten Schräglage von 0.109 ns entspricht.

Der Aufbau dieses Filters ist bis auf zwei geringfügige Modifikationen mit dem der zwölfkreisigen Teststruktur identisch. Um die Empfindlichkeit der Abgleichelemente zu reduzieren, wurden die Durchmesser der metallischen Abgleichelemente verringert. Anstelle von Abgleichelementen aus Invar mit einem Durchmesser von 1.8 mm wurden solche mit einem Durchmesser von 1.4 mm verwendet. Als weitere Maßnahme zur Reduzierung der Empfindlichkeit beim Filterabgleich wurden zusätzlich zu den metallischen Abgleichelementen zwei dielektrische Abgleichelemente aus Saphir ($\epsilon_r = 9.9$, $\tan \delta = 10^{-5}$) mit einem Durchmesser von 0.9 mm auf halber Zylinderhöhe, d.h. an den Schraubenkränzen, der beiden mittleren Resonatoren vorgesehen (siehe Abbildung 23). Durch diese beiden Modifikationen soll die Empfindlichkeit der Filterstruktur derart reduziert werden, dass die Anpassung auf den bei der Filterapproximation vorgegebenen Wert von 26 dB eingestellt werden kann. Als Folge einer verbesserten Anpassung wird erwartet, dass sich auch die Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband verringert.

Ein Foto der Filterstruktur wird in Abbildung 24 gezeigt: Zu erkennen sind der Eingangsflansch und Ausgangsflansch [1], die sechs Resonatoren des Filters [2] und die Filterblenden [3], die sich jeweils zwischen den einzelnen Resonatorflanschen befinden und mit diesen verschraubt sind. Die Einkoppel- bzw. Auskoppelblende ist jeweils mit im Eingangs- bzw. Ausgangsflansch integriert. Jeweils auf halber Zylinderhöhe der Resonatoren sind die so genannten Schraubenkränze zu erkennen. An diesen sind sowohl die Gewinde für die metallischen als auch die Gewinde für die gegenüber den Teststrukturen zusätzlich verwendeten dielektrischen Abgleichelemente [4] vorgesehen. Prinzipiell beeinflussen Abgleichelemente, die senkrecht zu den Kanten der Filterflansche stehen (beispielsweise [5]), vorwiegend die Resonanzfrequenzen der Moden und Abgleichelemente, die um 45° zu den Kanten der Filterflansche versetzt sind (beispielsweise [6]), vorwiegend die Kopplungen zwischen zwei orthogonal polarisierten Moden in einem Resonator. Die Resonatoren des spezifikationsgerechten Filters wurden, wie die Resonatoren der Teststrukturen, aus Messing gefertigt.

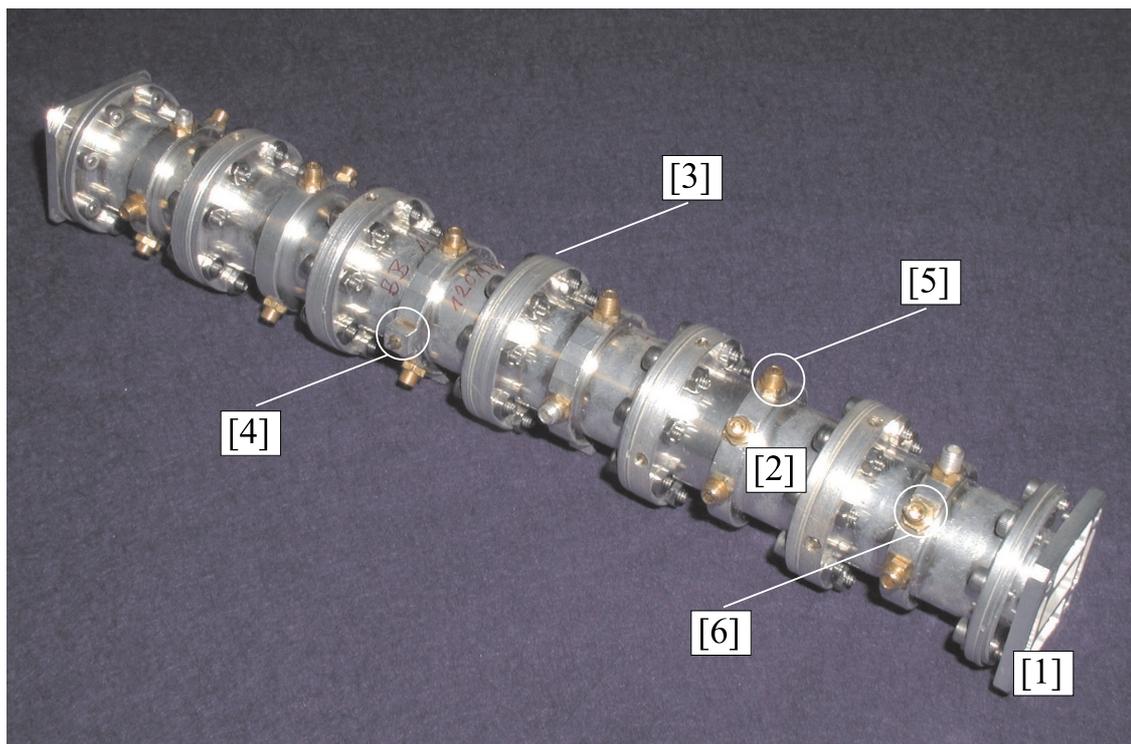


Abbildung 24: Foto der zwölfkreisigen selbstentzerrenden Teststruktur (12-2-4): [1] Filterflansch, [2] Resonator, [3] Blende, [4] dielektrisches Abgleichelement für Feinabgleich, [5] Abgleichelement für Resonanzfrequenz, [6] Abgleichelement für Kopplung. Weitere Erläuterungen siehe Text.

4.3.2 Abgleich und Charakterisierung

Die Charakterisierung des spezifikationsgerechten Filters erfolgte auf dieselbe Weise wie die Charakterisierung der Teststrukturen. Insbesondere wurde beim Filterabgleich wieder die im Vergleich zum Vakuum reduzierte Mittenfrequenz in Luft berücksichtigt. Das Hochfrequenzverhalten des Filters ist zusammen mit den Spezifikationen in Abbildung 25 und Abbildung 26 dargestellt. Die Dämpfungspole des spezifikationsgerechten Filters liegen symmetrisch zur Bandmitte und die Einfügedämpfung weist wegen der geringen Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich einen annähernd linearen Verlauf auf. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 1.68 dB, was einer Filtergüte von nur 9 312, d.h. 60.7% der Leerlaufgüte entspricht. Die Steigung der Einfügedämpfung beträgt $6.1 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz. Die Reflexion konnte auf ihre Sollwerte, d.h. eine Bandbreite von 120 MHz sowie eine Anpassung von 26 dB, eingestellt werden; allerdings sind bei diesem Filter nur elf der insgesamt zwölf Nullstellen der Reflexion zu erkennen. Trotz einer Anpassung von 26 dB wird die bei der Approximation vorgegebene Welligkeit der Gruppenlaufzeit von 1.0 ns nicht erreicht. Aus den Messwerten kann eine Welligkeit von 1.22 ns abgelesen werden; die Steigung der Gruppenlaufzeit beträgt $9.5 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz, was sehr exakt dem theoretischen Wert von $9.1 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz entspricht. Wie bei der zwölfkreisigen Teststruktur, so weist auch das spezifikationsgerechte Filter an den Frequenzstellen der Dämpfungspole ($f_0 \pm 74.5$ MHz) negative Werte der Gruppenlaufzeit auf. Das Außerbandverhalten des Filters ist in Abbildung 27 für den Frequenzbereich von 18 GHz bis 22 GHz dargestellt. Die Lagen der Störmoden stimmen sehr genau mit den theoretisch ermittelten Werten (siehe oben) überein, wobei die Störmoden derart weit vom Durchlassbereich des Filters entfernt sind, dass sie die Übertragungscharakteristik des Filters nicht beeinflussen.

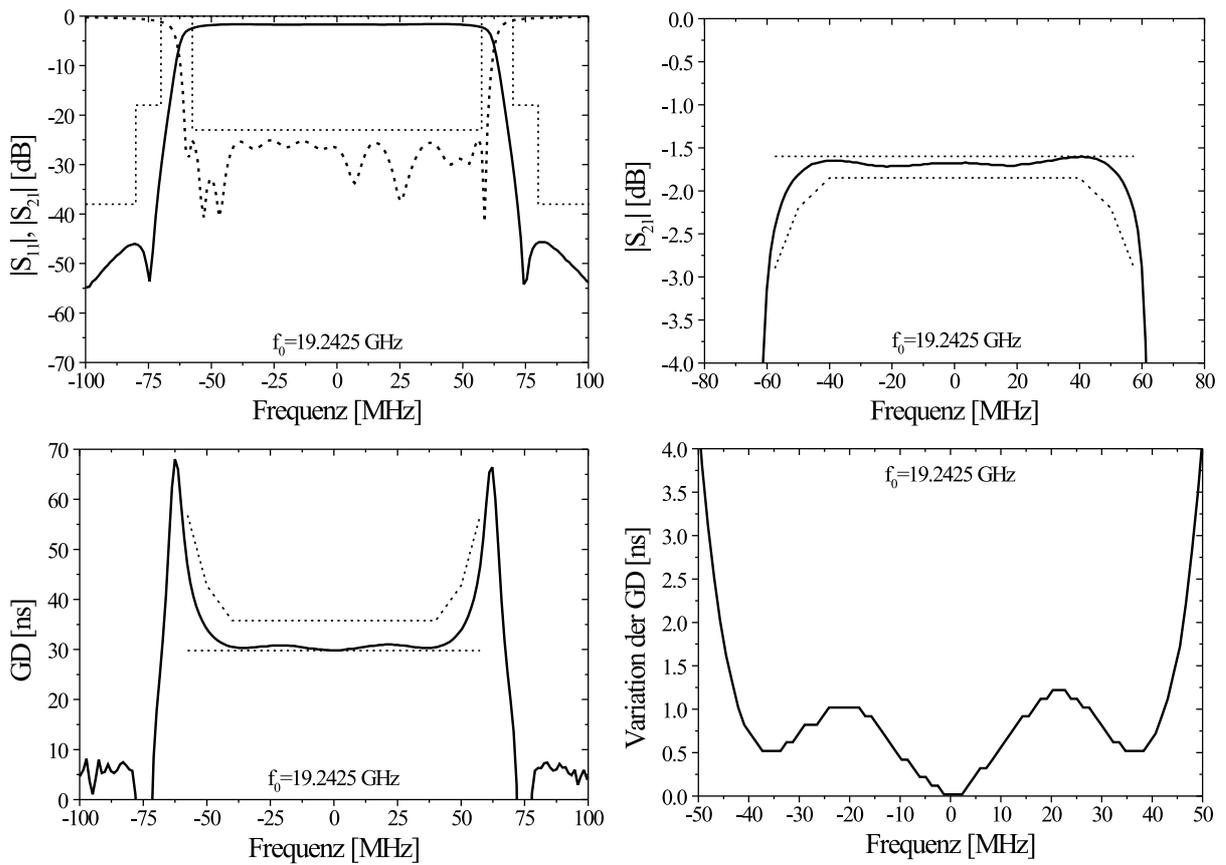


Abbildung 25: Messungen am zwölfkreisigen spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter (12-2-4); oben links: Betriebs- und Reflexionsdämpfung, oben rechts: Einfügedämpfung, unten links: Gruppenlaufzeit (GD), unten rechts: Variation der Gruppenlaufzeit im Durchlassband. Für die zugehörige Spezifikation siehe (Tabelle 11).

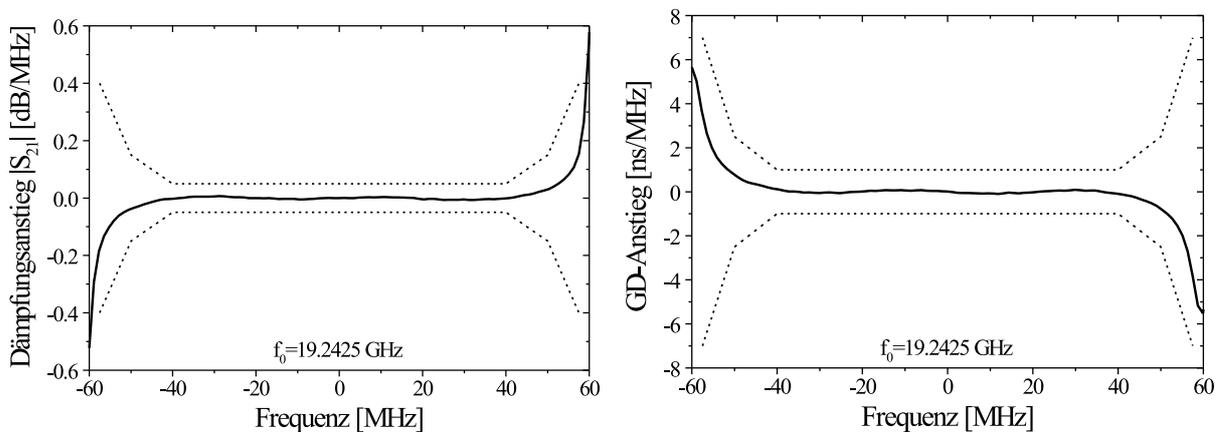


Abbildung 26: Messungen am zwölfkreisigen spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter (12-2-4); links: Steigung der Einfügedämpfung, rechts: Steigung der Gruppenlaufzeit. Für die zugehörige Spezifikation siehe (Tabelle 11).

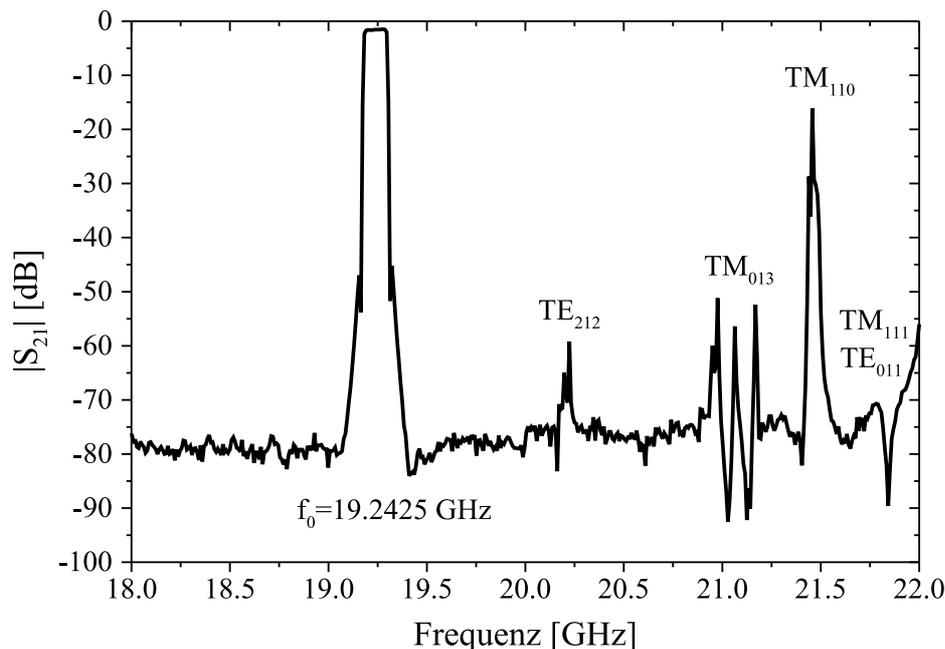


Abbildung 27: Außerbandverhalten des zwölfkreisigen spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filters (12-2-4). Weitere Erläuterungen siehe Text.

Zwar konnte, durch die zur Reduktion der Empfindlichkeit ergriffenen Maßnahmen, das Filter vollständig spezifikationsgerecht abgeglichen werden, jedoch verschlechtern die auf halber Zylinderhöhe, d.h. am Schraubenkranz, zusätzlich verwendeten dielektrischen Abgleichelemente die Einfügedämpfung und damit auch die Güte des Filters erheblich. Dreht man diese Abgleichelemente im abgestimmten Zustand des Filters heraus, verbessert sich die Einfügedämpfung von 1.68 dB auf ungefähr 1.38 dB, wobei sich jedoch ohne nachträglichen Abgleich die Anpassung von 26 dB auf 22 dB verschlechtert.

In Abbildung 28 ist die gemessene Einfügedämpfung des Filters zusammen mit dem theoretischen Verlauf der Einfügedämpfung für eine Filtergüte von 9 312 dargestellt. Die Berechnung der Einfügedämpfung erfolgte mittels Gleichung 85 aus den Koppelfaktoren des Filters. Es ist zu erkennen, dass in der Mitte des Durchlassbereichs der gemessene mit dem berechneten Verlauf der Einfügedämpfung übereinstimmt. Die größere Welligkeit sowie die Schräglage der gemessenen Kurve ist mit der größeren Welligkeit der Gruppenlaufzeit der realen Filterstruktur sowie mit der Dispersion der Hohlraumresonatoren zu erklären. Darüber hinaus ist in Abbildung 28 der theoretische Verlauf der Einfügedämpfung eingezeichnet, den man erhält, wenn man Verluste von 1.38 dB bei Mittenfrequenz annimmt. Die Filtergüte beträgt für diesen Fall 11 336, was 73.9 % der Leerlaufgüte entspricht. Dieser Prozentsatz stimmt gut mit den Werten der vierkreisigen und zwölfkreisigen Teststruktur überein. An dieser Stelle sei daran erinnert, dass die geringe Güte des sechskreisigen Filters mutmaßlich auf Fertigungsmängel zurückzuführen ist.

Abschließend soll noch die Schräglage der Gruppenlaufzeit diskutiert werden. Durch den in Gleichung 85 angegebenen Zusammenhang zwischen Einfügedämpfung und Gruppenlaufzeit ist ersichtlich, dass die Welligkeit der Gruppenlaufzeit sowie die durch Dispersion bedingte Schräglage der Gruppenlaufzeit einen direkten Einfluss auf die Einfügedämpfung des Filters haben muss. Die Steigung der Gruppenlaufzeit wurde über die beiden lokalen Minima der Gruppenlaufzeit im Durchlassband bestimmt. Diese liegen auf einem Niveau

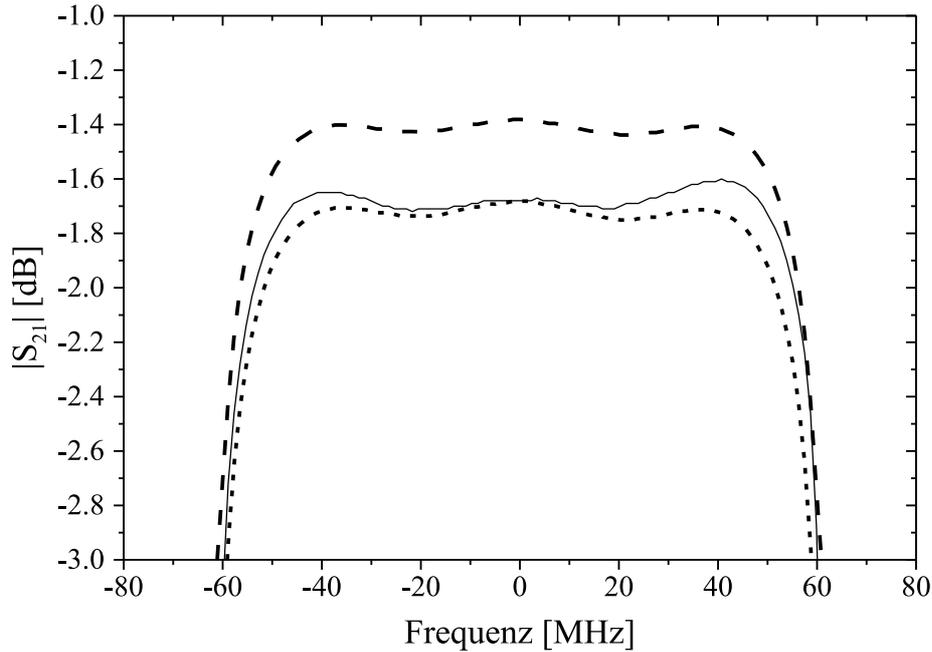


Abbildung 28: *Einfügedämpfung des spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filters: Messung (durchgezogen), Simulation für $Q_F = 9312$ (kurz gestrichelt), Simulation für $Q_F = 11336$ (lang gestrichelt). Weitere Erläuterungen siehe Text.*

von 30.28 ns (19.2065 GHz) bzw. 30.21 ns (19.2795 GHz), woraus die oben angegebene Schräglage von $0.07 \text{ ns}/73 \text{ MHz} = 9.6 \cdot 10^{-4} \text{ ns}/\text{MHz}$ folgt. Setzt man diese Werte für die beiden lokalen Minima der Gruppenlaufzeit zusammen mit der Filtergüte von 9312 in Gleichung 85 ein, so erhält man folgende Abschätzung für die Einfügedämpfungen des Filters:

$$a_t(19.2065 \text{ GHz}) \approx 27.3 \frac{19.2425 \text{ GHz} \cdot 30.28 \text{ ns}}{9312} = 1.7082 \text{ dB} \quad (86)$$

$$a_t(19.2795 \text{ GHz}) \approx 27.3 \frac{19.2425 \text{ GHz} \cdot 30.21 \text{ ns}}{9312} = 1.7042 \text{ dB} \quad (87)$$

Aus diesen Werten ergibt sich eine Steigung der Einfügedämpfung von $5.48 \cdot 10^{-5} \text{ dB}/\text{MHz}$. Die Diskrepanz zu dem aus den Messwerten ermittelten Wert von $6.1 \cdot 10^{-4} \text{ dB}/\text{MHz}$ legt nahe, dass die Schräglage der Einfügedämpfung noch auf einer anderen Ursache basieren muss. Verantwortlich für diese Abweichung sind mutmaßlich verlustbehaftete Kopplungen, die zwar eine Schräglage der Einfügedämpfung bewirken, jedoch keinen Einfluss auf den Verlauf der Gruppenlaufzeit haben. Beispielsweise kann diese Art von Verlusten im Ersatzschaltbild des in Abbildung 19 dargestellten Single-Mode Hohlraumresonators durch Widerstände, die mit den Blendenreaktanzen in Reihe geschaltet sind, modelliert werden.

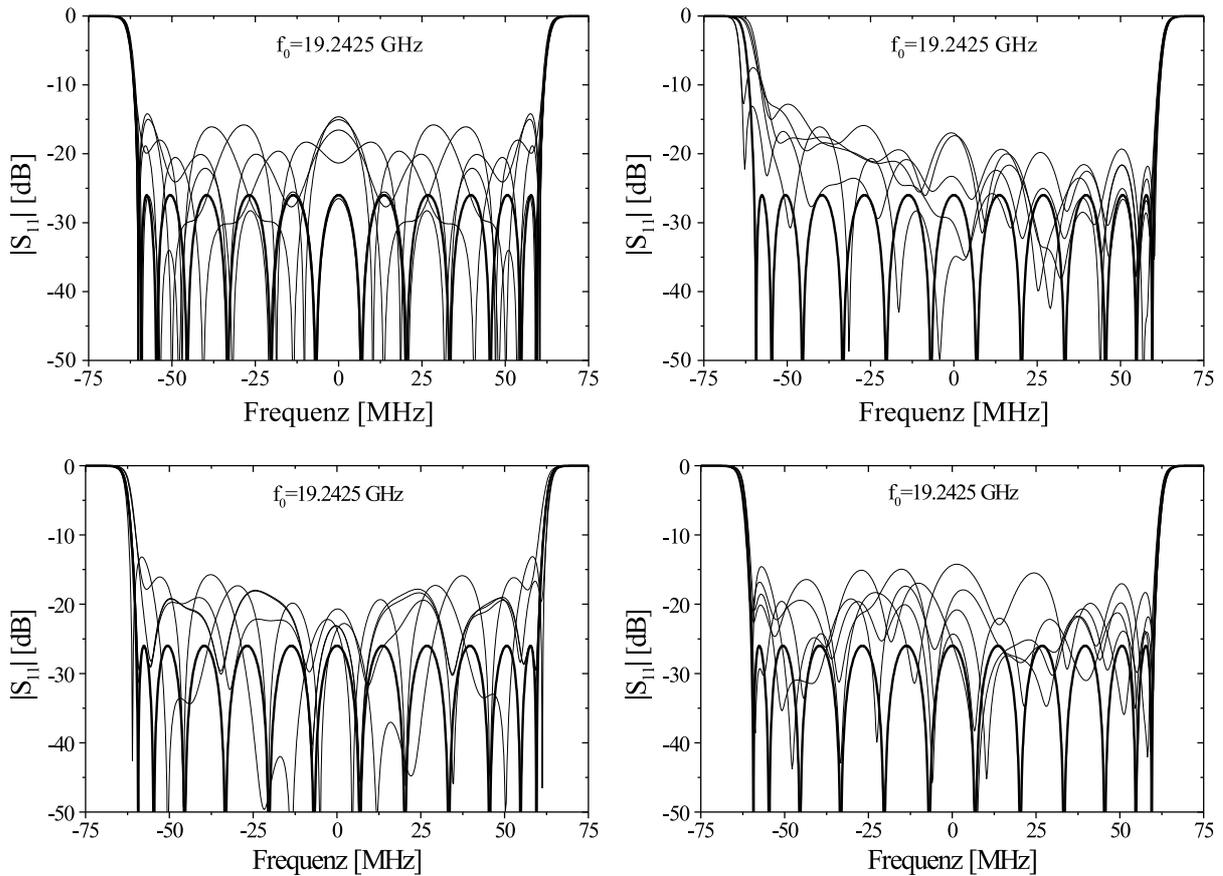


Abbildung 29: Empfindlichkeitsanalyse am zwölfkreisigen spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter; oben links: Änderung der Koppelfaktoren um $\pm 5\%$, oben rechts: Änderung der Blendenöffnungen um $\pm 0.01\text{ mm}$, unten links: Änderung der Resonatorlängen um $\pm 0.001\text{ mm}$, unten rechts: Änderung der Eindringtiefen der Abgleichelemente um $\pm 0.01\text{ mm}$.

4.3.3 Empfindlichkeitsanalyse

Um einen Eindruck für die beim Filterabgleich notwendige Präzision zu erhalten, wird in diesem Kapitel die Empfindlichkeit der Filterstruktur sowohl auf Ebene der Koppelfaktoren als auch auf Ebene der mit dem Feldsimulator NOAH optimierten Geometrie demonstriert. Bei allen Untersuchungen wurden die Parameter derart geändert, dass sich die Anpassung von ihrem Sollwert, d.h. von 26 dB, auf ungefähr 15 dB verschlechterte. Die Ergebnisse sind in Abbildung 29 dargestellt, wobei die Sollkurven jeweils hervorgehoben sind.

Von den in Tabelle 12 aufgeführten Koppelfaktoren wurden exemplarisch jeweils die Koppelfaktoren $k_{2,3}$, $k_{3,4}$, $k_{3,6}$, $k_{4,5}$ um 5% verkleinert sowie der Koppelfaktor um 5% vergrößert; die Anpassung degradierte für alle untersuchten Fälle auf ungefähr 15 dB (Abbildung 29 oben links).

Zusätzlich wurden die Auswirkungen von Änderungen der kreisförmigen Blendenöffnungen, der Resonatorlängen sowie der Eindringtiefen der Abgleichelemente des Schraubenzuges auf die Übertragungscharakteristik des Filters untersucht: Die in Abbildung 29 (oben rechts) gezeigten Kurven beschreiben exemplarisch das Übertragungsverhalten des Filters, wenn die Öffnungen aller Blenden gegenüber den Optimierungsergebnissen der

Feldsimulation willkürlich um jeweils 0.01 mm vergrößert bzw. verkleinert werden. In Abbildung 29 (unten links) ist die Filterantwort des selbstentzerrenden spezifikationsgerechten Filters gezeigt, wenn jeder Resonator des Filters willkürlich um ± 0.001 mm in seiner Länge variiert wird. Das Hochfrequenzverhalten des Filters, das sich einstellt, wenn jede Schraube nach dem Zufallsprinzip um ± 0.01 mm in ihrer Eindringtiefe geändert wird, zeigt Abbildung 29 (unten rechts) für fünf beliebige Kombinationen.

Zusammenfassend bleibt festzustellen, dass die Änderungen der Filtergeometrie, die jeweils zu einem Anpassungsniveau von ungefähr 15 dB führen, unterhalb der Fertigungstoleranzen liegen, da die Durchmesser der Blendenöffnungen sowie die Resonatorlängen jeweils mit 0.02 mm toleriert wurden. Hieraus wird deutlich, dass ein Filterabgleich unumgänglich ist. Bei diesem sind allerdings die Frequenz- und Koppelschrauben sehr genau einzustellen, da sich bereits ausschließlich bei einer Änderung der Eindringtiefen der Abgleichelemente um ± 0.01 mm eine verminderte Anpassung von 15 dB einstellt. Diese Änderung der Eindringtiefe entspricht bei den verwendeten Abgleichelementen (Gewindesteigung: 0.318 mm) einer Schraubendrehung von nur 11.3° .

4.4 Zusammenfassung von Kapitel 4

Es wurde sowohl ein vierkreisiges selbstentzerrendes Filter mit einer Bandbreite von 50 MHz als auch ein sechskreisiges und ein zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter mit einer Bandbreite von jeweils 200 MHz bei einer Mittenfrequenz von 20 GHz realisiert sowie charakterisiert. Des Weiteren wurde ein zwölfkreisiges selbstentzerrendes Filter mit einer Mittenfrequenz von 19.2425 GHz und einer Bandbreite von 120 MHz bezüglich einer kommerziellen Spezifikation realisiert sowie charakterisiert. Diese Spezifikation wurde auch für die Kanalfilter des in dieser Arbeit vorgestellten Eingangsmultiplexers zu Grunde gelegt.

Die Messergebnisse aller Filter stimmen sehr gut mit den Simulationsergebnissen überein. Die Spezifikation, die für das zwölfkreisige selbstentzerrende Filter mit der Mittenfrequenz von 19.2425 GHz vorgegeben wurde, wird vollständig erfüllt und die theoretisch ermittelten Lagen der Störmoden sind mit denen der Messung identisch. Alle Filter arbeiten im TE_{113} -Mode und wurden in „Inline“-Struktur realisiert, wobei jeweils die maximale Anzahl an unabhängigen Querkopplungen ausgenutzt wurde. Der Filterabgleich konnte in allen Fällen wie bei minimalphasigen Filter durchgeführt werden; die Glättung der Gruppenlaufzeit stellte sich mit zunehmender Anpassung selbstständig ein.

5 Entwurf, Aufbau und Charakterisierung eines Eingangsmultiplexers mit selbstentzerrenden Filtern und Sammelschienen–Verteilnetzwerken

In diesem Kapitel wird ein neuartiges Konzept für Eingangsmultiplexer vorgestellt, bei dem vollständig auf die Verwendung von Zirkulatoren verzichtet werden kann. Die Verifikation des Konzepts erfolgt anhand eines vierkanaligen Eingangsmultiplexers für Frequenzen des Ka-Bandes, der aus zwei non-contiguous Diplexern besteht, die über einen Hybrid-Koppler sowie Isolatoren zusammengeschaltet sind (Kapitel 5.2). Die Diplexer ihrerseits bestehen aus Sammelschienen–Verteilnetzwerken in Hohlleitertechnik (Kapitel 5.1) sowie aus selbstentzerrenden Dual-Mode Hohlleiterfiltern. Der Entwurf und Aufbau sowie die Charakterisierung dieser Filter wurden bereits ausführlich in Kapitel 4 behandelt. Es wird nun gezeigt, dass mit dem neuen Konzept sowohl Masse und Volumen als auch Verluste von Eingangsmultiplexern signifikant verringert werden können.

5.1 Sammelschienen–Verteilnetzwerke in Hohlleitertechnik

Die prinzipielle Funktionsweise von Sammelschienen–Verteilnetzwerken wurde bereits in Kapitel 2.3 erläutert. Der Entwurf der in diesem Abschnitt vorgestellten Verteilnetzwerke erfolgte mit den in [Mor97a, Mor97b] angegebenen Verfahren. Die Optimierung der Leitungslängen der Sammelschienen wurde mit dem in Kapitel 4.1.4 beschriebenen Programm NOAH durchgeführt, wobei zur Optimierung der Sammelschienen ausschließlich der Grundmode der verwendeten rechteckförmigen Hohlleiter benutzt wurde.

Zunächst werden die Unterschiede zwischen contiguous und non-contiguous Verteilnetzwerken erläutert, wobei insbesondere diskutiert wird, was zu beachten ist, wenn man selbstentzerrende Mikrowellenfilter mit Sammelschienen–Verteilnetzwerken zusammenschaltet (Kapitel 5.1.1). Des Weiteren wird der Entwurf, der Aufbau und die Charakterisierung von zwei non-contiguous Verteilnetzwerken vorgestellt, die Teil der in Kapitel 5.2 beschriebenen Realisierung des neuartigen Konzepts für Eingangsmultiplexers sind (Kapitel 5.1.2).

5.1.1 Entwurf von Sammelschienen–Verteilnetzwerken

Die Kanäle der in diesem Kapitel diskutierten Entwürfe von contiguous Multiplexern bzw. non-contiguous Multiplexern sind ausschließlich durch schmale Frequenzbänder, die so genannten Schutzbänder, voneinander getrennt und haben alle die gleichen Nutzbandbreiten. Die Nummerierung der Kanäle erfolgt – ausgehend vom Kanal mit der niedrigsten Mittenfrequenz (Kanal 1) – aufsteigend, so dass zwischen den Kanälen mit gerader bzw. ungerader Kanalnummer immer ein Frequenzabstand von genau einer Kanalbandbreite (exclusive der Schutzbänder) besteht. Als contiguous Verteilnetzwerke werden solche Verteilnetzwerke bezeichnet, die sowohl die geradzahligen als auch die ungeradzahligen Kanäle, d.h. in der Regel alle Kanäle eines Multiplexers, selektieren. Verteilnetzwerke, die ausschließlich die geradzahligen bzw. die ungeradzahligen Kanäle eines Multiplexers filtern, werden als non-contiguous Verteilnetzwerke bezeichnet. Üblicherweise werden die zwei Verteilnetzwerke eines non-contiguous Multiplexers über einen Hybrid-Koppler oder einen Leistungsteiler zusammengeschaltet, wobei zur besseren Entkopplung der beiden Zweige zusätzlich Isolatoren verwendet werden (siehe auch Abbildung 33).

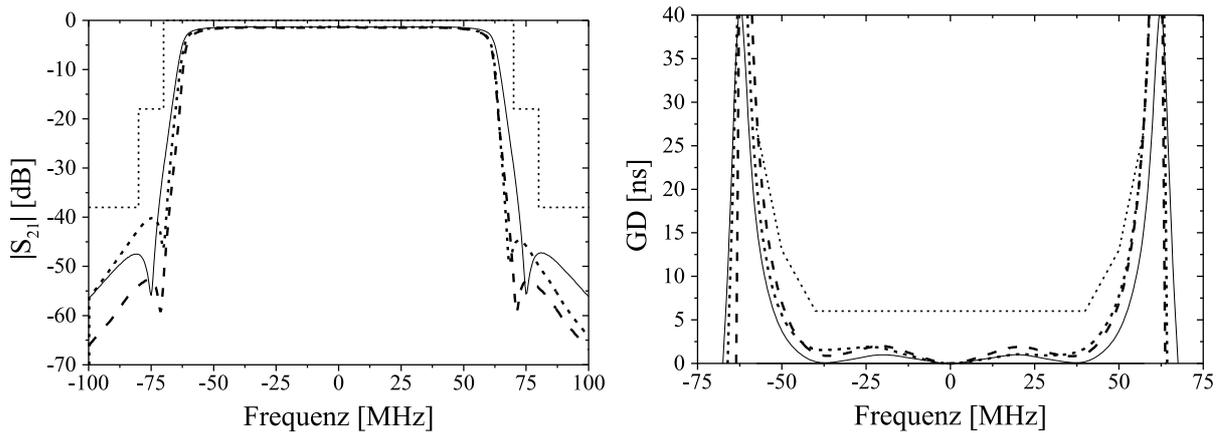


Abbildung 30: *Transmittanz (links) und Gruppenlaufzeit (rechts) für Kanalfilter von non-contiguous (durchgezogen) und contiguous Eingangsmultiplexern (Randkanal: kurz gestrichelt, innerer Kanal: lang gestrichelt). Weitere Erläuterungen siehe Text.*

Im Folgenden wird sowohl der Entwurf eines contiguous Verteilnetzwerks als auch der Entwurf eines non-contiguous Verteilnetzwerks anhand eines vierkanaligen Eingangsmultiplexers, dessen Spezifikationen mit denen des in Kapitel 5.2 vorgestellten Demonstrators identisch sind, diskutiert. Die Mittenfrequenzen der einzelnen Kanalfilter sind in Tabelle 19 aufgeführt; alle sonstigen Größen sind, wie in Tabelle 11 angegeben, spezifiziert und somit mit denen des spezifikationsgerechten Einzelfilters aus Kapitel 4.3 identisch. Aus diesem Grund wurden sowohl für die Entwürfe der Kanalfilter des contiguous Multiplexers als auch für die Entwürfe der Kanalfilter des non-contiguous Multiplexers jeweils die gleichen Pol- und Nullstellenverteilungen (12-2-4) gewählt.

Contiguous Verteilnetzwerke Bei contiguous Verteilnetzwerken sind die einzelnen Frequenzkanäle ausschließlich durch das Schutzband voneinander getrennt. Durch diesen geringen Frequenzabstand wird das Übertragungsverhalten der Kanalfilter durch ihre jeweiligen Nachbarfilter sehr stark beeinflusst, was in der Regel zu einer Versteilerung der Filterflanken führt. Die Randkanäle zeigen, da sie jeweils nur ein Nachbarfilter haben, ein asymmetrisches Außerbandverhalten. Die Filterflanken der inneren Kanäle werden üblicherweise von ihrem rechten bzw. linken Nachbarfilter gleichermaßen beeinflusst, so dass sich ein symmetrisches Außerbandverhalten einstellt, wobei allerdings die Filterflanken gegenüber denen eines Einzelfilters mit gleicher Lage der Pol- und Nullstellen versteilert sind.

Abbildung 30 zeigt das Verhalten der Transmittanz sowie der Gruppenlaufzeit im Durchlassband eines Randkanals (Kanal 1) und eines inneren Kanals (Kanal 2) des vierkanaligen contiguous Multiplexers. Zusätzlich sind die bei der Approximation zu Grunde gelegten Spezifikationen eingezeichnet. Die Approximation der Kanalfilter erfolgte durch ein Trial & Error-Verfahren, d.h. die Pollagen und die Bandbreiten der Filter wurden so lange von Hand variiert, bis die Filter einigermaßen die ihnen vorgegebenen Spezifikationen erfüllten. Sowohl für die Randkanäle als auch für die inneren Kanäle wurden die Dämpfungspole bei $(\pm j 1.15)$ platziert, woraus bei einer vorgegebenen Welligkeit von 1.0 ns (ohne den Einfluss von Nachbarkanälen) die Lagen der komplexen Transmissionsnullstellen zur Laufzeitabnung mit $(\pm 0.4936 \pm j 0.3452)$ folgten. Durch den Einfluss des zweiten Kanals versteilert sich die rechte Flanke des ersten Kanals, was sich auch in einem zur Mittenfrequenz asymmetrischem Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich bemerkbar

macht. Da der zweite Kanal sowohl einen linken (Kanal 1) als auch einen rechten (Kanal 3) Nachbarn hat, ist das Außerbandverhalten und somit auch der Verlauf der Gruppenlaufzeit dieses Filters symmetrisch zu dessen Mittenfrequenz. Allerdings weisen sowohl die Randkanäle als auch die inneren Kanäle mit jeweils 1.9 ns eine um 0.9 ns größere Welligkeit der Gruppenlaufzeit als die jeweiligen Einzelfilter auf. Sowohl die Randkanäle als auch die inneren Kanäle verletzen die Spezifikation der Gruppenlaufzeit an den Kanten des Durchlassbandes, da alle Filter eine geringfügig zu kleine Bandbreite aufweisen. Vergrößert man allerdings die Bandbreite der Filter, so beeinflussen sich die Kanäle untereinander derart, dass die Spezifikationen noch stärker verletzt werden.

Die Ursache für die Degradation des Übertragungsverhaltens der Filter liegt darin, dass sich durch den Einfluss der Nachbarkanäle die Flanken der Kanalfilter gegenüber den Flanken der Einzelfilter versteilern. Somit müssten auch die Lagen der komplexen Transmissionsnullstellen gegenüber denen der Einzelfilter verändert werden, wobei das Maß der Änderung von der Stärke der gegenseitigen Beeinflussung der Filter abhängig ist. Um selbstentzerrende Mikrowellenfilter für contiguous Eingangsmultiplexer zu berechnen, die sowohl die vorgegebene Welligkeit der Gruppenlaufzeit einhalten als auch die Forderungen an die Filterbandbreite erfüllen, wäre es somit notwendig, bereits bei der Approximation, d.h. der Berechnung der Pol- und Nullstellenverteilung der Filter, den Einfluss der Nachbarkanäle zu berücksichtigen.

An dieser Stelle sei angemerkt, dass die gegenseitige Beeinflussung der Kanäle auch beim Entwurf von contiguous Ausgangsmultiplexern zu berücksichtigen ist. Allerdings ist bei der Approximation dieser Filter nicht zwingend ein Verfahren notwendig, das den Einfluss von Nachbarkanälen berücksichtigt. Der Grund hierfür ist, dass in Ausgangsmultiplexern üblicherweise minimalphasige Mikrowellenfilter mit Tschebyscheff-, quasi-elliptischer bzw. elliptischer Übertragungscharakteristik (vgl. Kapitel 1.2.1) eingesetzt werden. Diese Filter besitzen keine Transmissionsnullstellen mit endlichem Realteil, deren Lagen in Abhängigkeit der Steilheit der Filterflanken, d.h. in Abhängigkeit der Lagen der rein imaginären Transmissionsnullstellen (Dämpfungspole) optimiert werden müssen. Hinzu kommt, dass die Anforderungen an die Welligkeit der Gruppenlaufzeit für Filter von Ausgangsmultiplexern nicht derart streng sind wie für Filter von Eingangsmultiplexern.

Non-contiguous Verteilnetzwerke Da bei non-contiguous Verteilnetzwerken die einzelnen Kanäle voneinander üblicherweise durch eine Kanalbandbreite (exclusive der Schutzbänder) getrennt sind und sich somit die benachbarten Kanäle nur geringfügig beeinflussen, kann der Entwurf von Kanalfiltern für diese Art von Verteilnetzwerken wie bei Einzelfiltern durchgeführt werden. Insbesondere wird für den Entwurf von non-contiguous Verteilnetzwerken kein Filtermodell benötigt, das bei der Approximation der Kanalfilter den Einfluss der jeweiligen Nachbarkanäle berücksichtigt. Darüber hinaus entsprechen die Lagen aller endlicher Transmissionsnullstellen denen eines Einzelfilters, das bezüglich der gleichen Spezifikation wie ein Kanalfilter für ein non-contiguous Verteilnetzwerk entworfen wird. Dies impliziert, dass auch die Filterbandbreite sowie die Variation der Gruppenlaufzeit mit denen eines äquivalenten Einzelfilters übereinstimmen.

Zur Verifikation wurden zwei non-contiguous Verteilnetzwerke für den eingangs diesen Kapitels erwähnten vierkanaligen Eingangsmultiplexer berechnet, von denen folglich eines die ungeradzahligen Kanäle (Kanal 1 und Kanal 3) und das andere die geradzahligen Kanäle (Kanal 2 und Kanal 4) selektiert. Da bei non-contiguous Verteilnetzwerken alle Kanalfilter das gleiche Übertragungsverhalten aufweisen, wird in Abbildung 30 ausschließlich

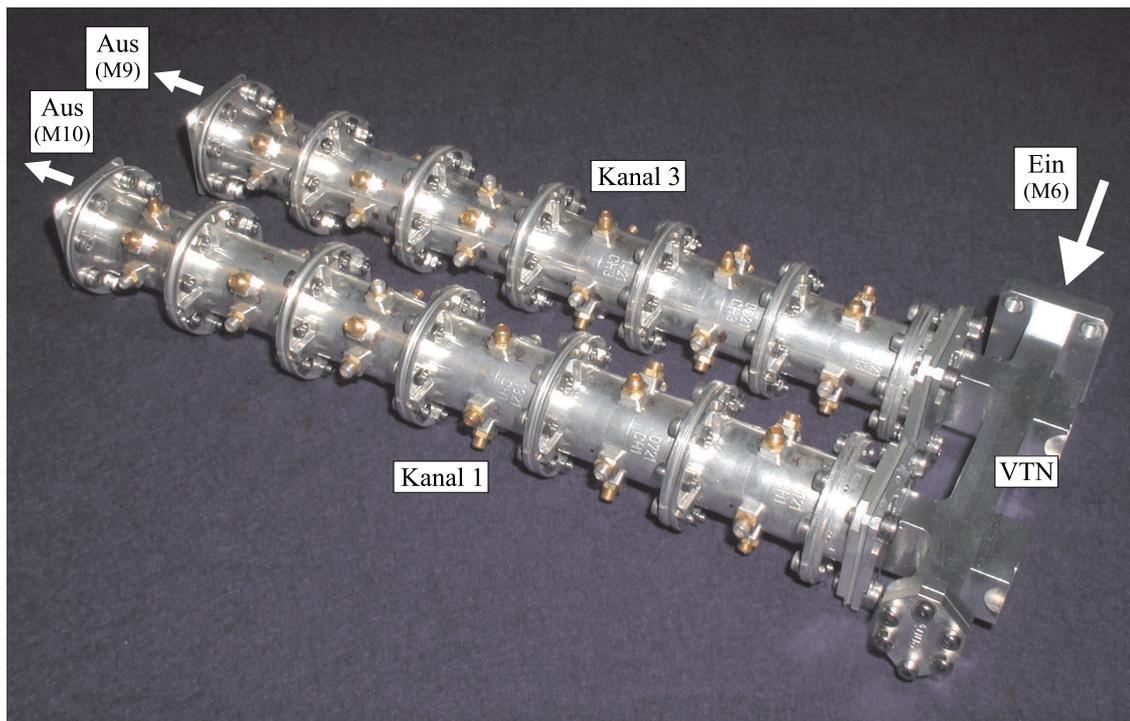


Abbildung 31: *Non-contiguous Diplexer bestehend aus selbstentzerrenden Dual-Mode Hohlleiterfiltern (Kanal 1 und Kanal 3) und Sammelschienen-Verteilnetzwerk (VTN) in Hohlleitertechnik. Für die Bezeichnungen der Tore (M6, M9, M10) siehe Abbildung 33.*

die Transmittanz und die Gruppenlaufzeit des ersten Kanals gezeigt. Sowohl die Approximation als auch die Synthese des Kanalfilters wurde wie beim spezifikationsgerechten Einzelfilter (Kapitel 4.3) durchgeführt: Die Dämpfungspole wurden im äquivalenten Tiefpassbereich bei $(\pm j 1.25)$ platziert und die Welligkeit der Gruppenlaufzeit wurde auf 1.0 ns optimiert, woraus – bei einer Anpassung von 26 dB im Durchlassband – die Lagen der komplexen Transmissionsnullstellen mit $(\pm 0.4918 \pm j 0.3419)$ folgten. Die Filterbandbreite wurde wie beim spezifikationsgerechten Einzelfilter mit 120 MHz festgelegt.

5.1.2 Aufbau und Charakterisierung von non-contiguous Diplexern

In diesem Abschnitt wird der Aufbau (siehe Abbildung 31) und die Charakterisierung der beiden non-contiguous Verteilnetzwerke beschrieben, die Teil der in Kapitel 5.2 vorgestellten Realisierung des neuartigen Konzepts für Eingangsmultiplexer sind. Der Entwurf der beiden Verteilnetzwerke wurde bereits in Kapitel 5.1.1 diskutiert. Dort wurde erläutert, dass für den Entwurf der Kanalfilter die Ergebnisse der Approximation und der Synthese des spezifikationsgerechten Einzelfilters (Kapitel 4.3) verwendet worden sind. Darüber hinaus ist auch der Aufbau der Kanalfilter mit dem des Einzelfilters weitestgehend identisch: Insbesondere entsprechen die Positionen der Abgleichelemente denen aus Abbildung 23, wobei allerdings auf die dielektrischen Schrauben an den inneren Schraubenkränzen wegen der in Kapitel 4.3.2 beschriebenen hohen Verluste verzichtet worden ist. Für die Durchmesser der Resonatoren wurde ein Wert von 17.0 mm gewählt. Im Gegensatz zu den in Kapitel 4.2 und Kapitel 4.3 beschriebenen Einzelfiltern wurden die Kanalfilter und Sammelschienen vollständig aus Invar gefertigt (siehe Seite 78). Alle Kanalfilter wurden zuerst einzeln abgeglichen, danach mit ihrer jeweiligen Sammelschiene verbunden und anschließend an dieser, d.h. in Abhängigkeit des jeweils anderen Kanalfilters des Diplexers, nochmals abgeglichen.

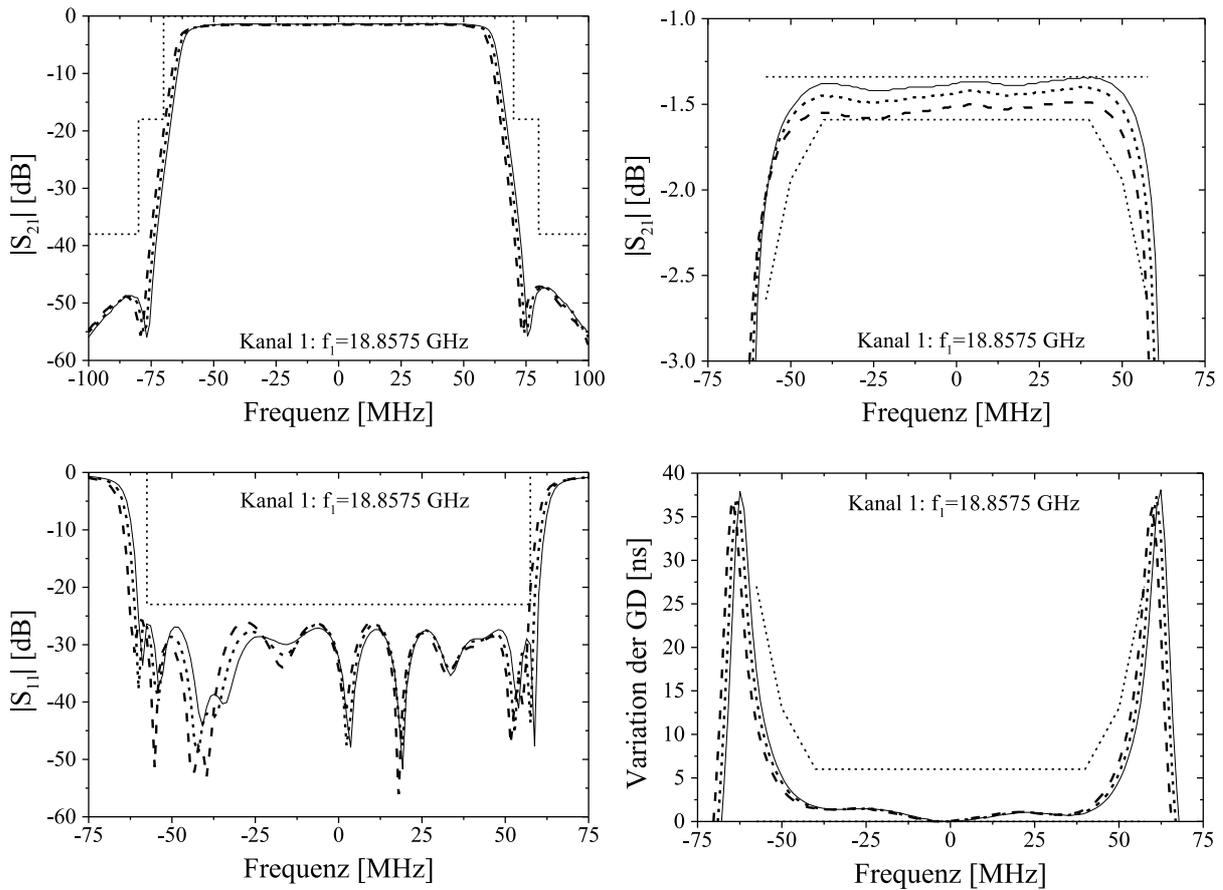


Abbildung 32: Messungen am non-contiguous Diplexer (Kanal 1) bei 22 °C (durchgezogen), 60 °C (kurz gestrichelt) und 100 °C (lang gestrichelt); oben links: Betriebsdämpfung, oben rechts: Einfügedämpfung, unten links: Reflexionsdämpfung, unten rechts: Variation der Gruppenlaufzeit (GD). Für die zugehörige Spezifikation siehe (Tabelle 11).

Ein Foto des Diplexers mit den ungeradzahligen Kanälen zeigt Abbildung 31. Zu erkennen ist das Sammelschienen-Verteilnetzwerk sowie die Kanalfilter des ersten und dritten Kanals. Bei der Optimierung von Sammelschienen ist es erfahrungsgemäß vorteilhaft, jeweils den Kanal mit der niedrigsten Mittenfrequenz nahe am Kurzschluss zu platzieren.

Da alle Kanalfilter qualitativ das gleiche Übertragungsverhalten aufweisen, ist es ausreichend, im Folgenden ausschließlich die Übertragungscharakteristik des ersten Kanals zu diskutieren. Abbildung 32 zeigt die Messung der Streuparameter dieses Kanals bei Raumtemperatur, bei 60 °C und bei 100 °C. (Die Messungen wurden zwischen den in Abbildung 33 mit $M6$ und $M9$ bezeichneten Punkten durchgeführt.) Der in Abbildung 31 gezeigte Diplexer wurde mit metallischem Klebeband auf einer Heizplatte befestigt, wodurch eine Degradation der Filtercharakteristik durch Befestigungselemente ausgeschlossen werden kann. Es ist zu erkennen, dass alle Filterkurven über Temperatur im Wesentlichen nur in ihrer Mittenfrequenz verschoben werden und ansonsten in ihrer Form erhalten bleiben. Insbesondere verschlechtert sich die Anpassung nicht und alle Größen erfüllen vollständig ihre Spezifikation. An dieser Stelle sei angemerkt, dass auch die Kanalfilter mit den Mittenfrequenzen f_2 , f_3 und f_4 die ihnen vorgegebenen Spezifikationen vollständig erfüllen.

Die Frequenzverschiebung der Filterantwort des ersten Kanals beträgt im Temperaturbereich von 22 °C bis 100 °C ungefähr 1.65 ppm/K. Die Einfügedämpfung, die bei Raum-

temperatur 1.38 dB beträgt, verschlechtert sich bei 60 °C auf 1.43 dB und bei 100 °C auf 1.51 dB. Hieraus ergeben sich Filtergüten von 11 437, 11 037 bzw. 10 452, die 74.8 %, 72.2 % bzw. 68.4 % der Leerlaufgüte (15 281) des Filters entsprechen. Des Weiteren verschlechtert sich die Steigung der Einfügedämpfung, die bei Raumtemperatur $4.21 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz beträgt, bei 60 °C auf einen Wert von $6.53 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz bzw. bei 100 °C auf einen Wert von $8.15 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz. Die Reflektanz weist für alle Temperaturen eine konstante Anpassung im Durchlassband von 26 dB sowie eine Bandbreite von 120 MHz auf. Darüber hinaus ist auch die Welligkeit der Gruppenlaufzeit (1.5 ns) sowie die Steigung der Gruppenlaufzeit ($9.5 \cdot 10^{-3}$ ns/MHz) über Temperatur konstant.

Der im Vergleich zu den Rohmaterialien ermittelte größere Ausdehnungskoeffizient des Filters von 1.65 ppm/K ist hauptsächlich auf die mechanische Beanspruchung der Werkstoffe während der Fertigung zurückzuführen. Zur Verschlechterung des Ausdehnungskoeffizienten trägt weiterhin die verwendete Oberflächenbeschichtung bei. Die Filtergüte bei Raumtemperatur liegt mit 75.9 % in der gleichen Größenordnung wie die Güte des spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Einzelfilters. Die bei 60 °C bzw. 100 °C zu beobachtende Abnahme der Filtergüte ist im Wesentlichen auf den mit steigender Temperatur größer werdenden Oberflächenwiderstand der Resonatoren zurückzuführen.

Äußerst interessant ist, dass die Steigung der Gruppenlaufzeit über Temperatur konstant bleibt, während sich die Steigung der Einfügedämpfung ändert. Wie in Kapitel 4.3.2 erläutert wurde, wird die Steigung der Einfügedämpfung zum einen durch die Dispersion der Hohlleiterresonatoren und zum anderen durch die Koppelverluste der Filterblenden verursacht. Über Temperatur muss allerdings der durch Dispersion hervorgerufene Anteil an der Schräglage der Einfügedämpfung konstant bleiben, da sich auch der Verlauf der Gruppenlaufzeit im Durchlassband nicht ändert. Dieser Anteil an der Schräglage der Einfügedämpfung kann mit dem in Kapitel 4.3.2 angegebenen Verfahren mit $3.7 \cdot 10^{-4}$ ns/MHz abgeschätzt werden. Für die Differenz zum jeweiligen Messwert sind folglich Koppelverluste verantwortlich, die – wie dargelegt – mit steigender Temperatur zunehmen.

5.2 Vierkanaliger Eingangsmultiplexer bestehend aus zwei non-contiguous Diplexern

Der schematische Aufbau des realisierten Eingangsmultiplexers ist in Abbildung 33 skizziert. Die beiden in Kapitel 5.1.2 beschriebenen Diplexer werden über einen Hybrid-Koppler sowie zwei Isolatoren zusammengeschaltet. Der Hybrid-Koppler dient dazu, das Eingangssignal in zwei getrennte Zweige aufzuteilen, in denen jeweils die halbierte Leistung des Eingangssignals zur Verfügung steht; die Isolatoren haben die Aufgabe, die mit $M3$ und $M4$ bezeichneten Tore des Hybrid-Kopplers besser zu entkoppeln, so dass sich die Kanäle der beiden Diplexer nicht gegenseitig beeinflussen können. Das Tor $M1$ des Hybrid-Kopplers ist der Eingang der Gesamtanordnung, und das Tor $M2$ ist mit einer angepassten Last abgeschlossen.

5.2.1 Aufbau des Eingangsmultiplexers

Die Konstruktionszeichnung in Abbildung 34 zeigt den Aufbau des Eingangsmultiplexers, wie er raumfahrtqualifiziert und kommerziell eingesetzt werden soll. Da es – wie bereits erwähnt – bei Nutzlastkomponenten vorwiegend auf den Grundflächenbedarf, d.h. den so genannten „footprint“, ankommt, werden die beiden Diplexer, bestehend aus Filterzügen [1] und Sammelschienen [2], übereinander angeordnet. Aus dem gleichen Grund wird der Hybrid-Koppler [3] zusammen mit den Isolatoren [4] auf seine Schmalseite gestellt und axial zu den Filterzügen ausgerichtet. Die Verbindungen zwischen den Isolatoren und Sammelschienen werden mit kurzen, abgewinkelten Hohlleiterübergängen [5] realisiert.

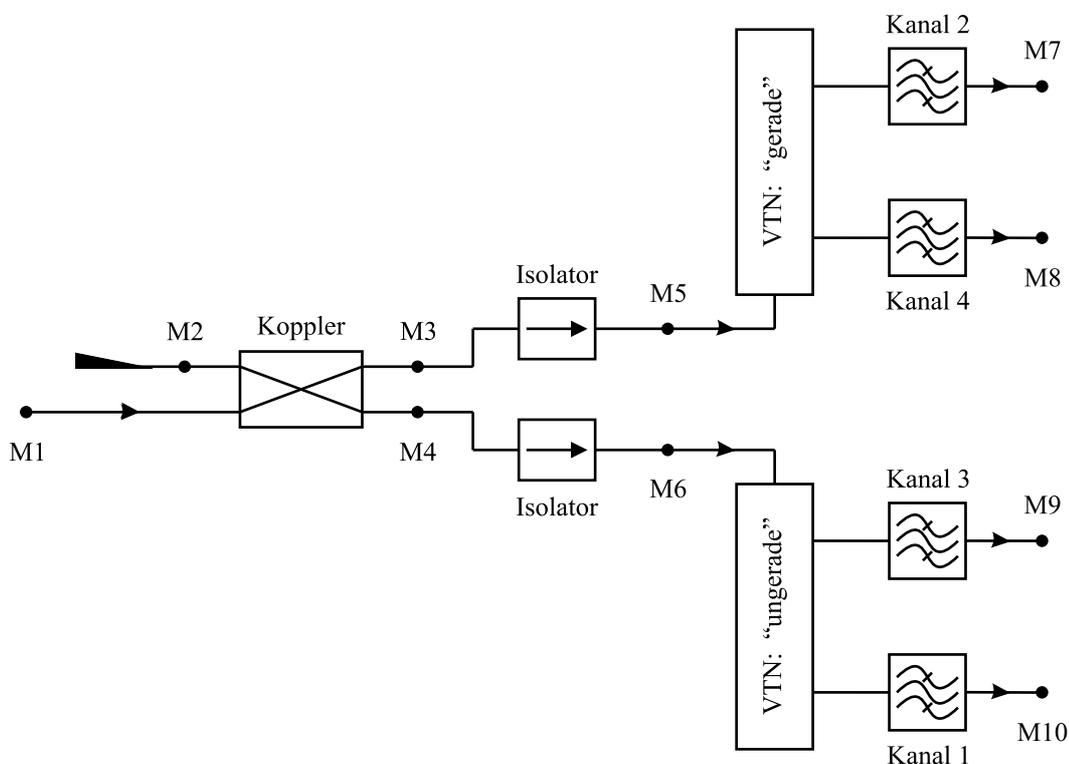


Abbildung 33: Schematischer Aufbau des realisierten Eingangsmultiplexers bestehend aus Hybrid-Koppler, Isolatoren, Sammelschienen-Verteilnetzwerken (VTN) und selbstentzerrenden Kanalfiltern. Weitere Erläuterungen siehe Text.

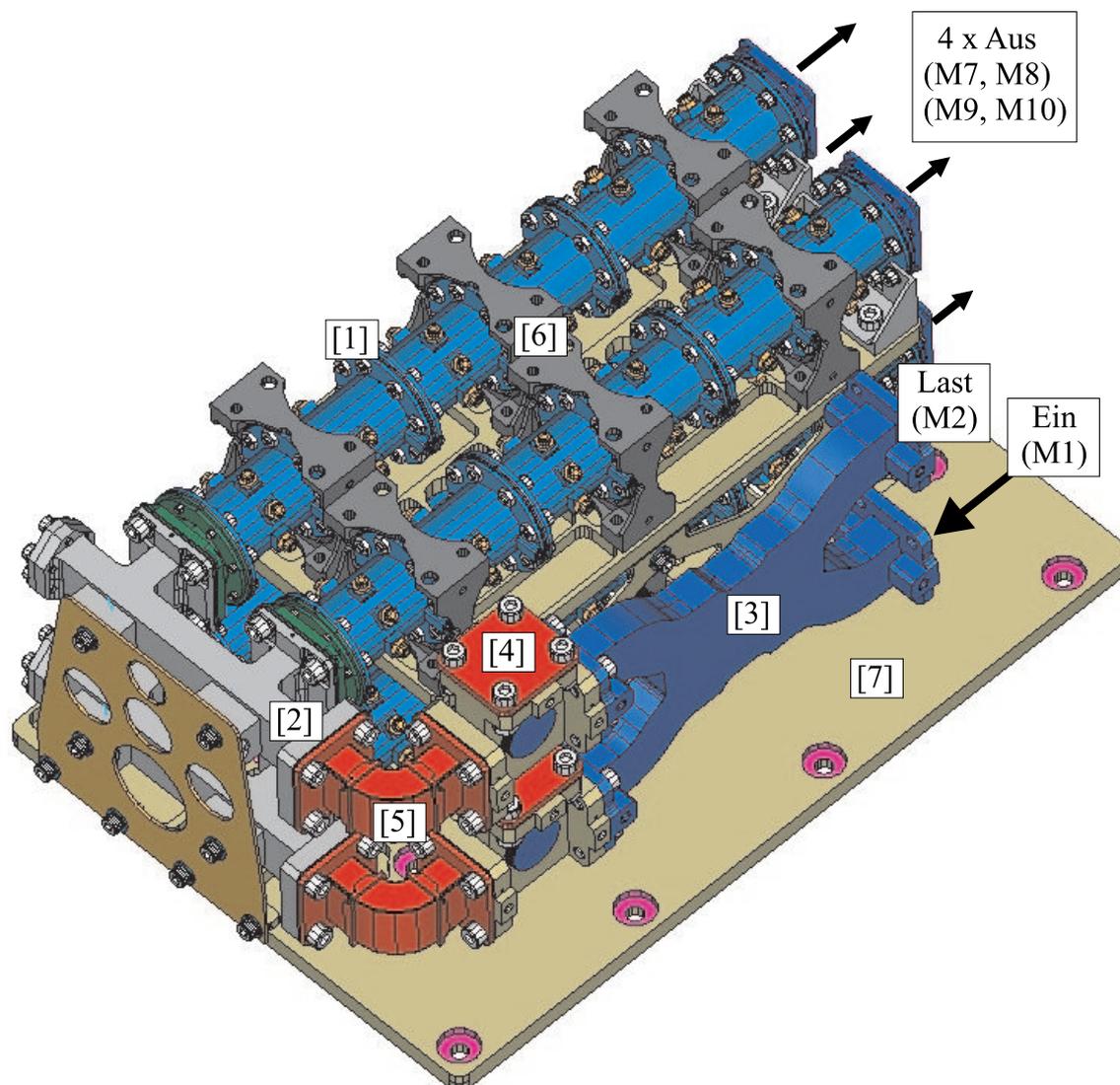


Abbildung 34: Konstruktionszeichnung des Eingangsmultiplexers: [1] Kanalfilter, [2] Sammelschienen, [3] Koppler, [4] Isolatoren, [5] Hohlleiterübergänge, [6] Filterhalterungen, [7] Grundplatten. Für die Bezeichnungen der Tore (M1, M2, M7, M8, M9, M10) siehe Abbildung 33.

Der zur Charakterisierung verwendete Versuchsaufbau entsprach nicht in allen Punkten dem in Abbildung 34 gezeigten Aufbau. Zum einen konnten die Komponenten nicht wie dargestellt befestigt werden, da sowohl die Filterhalterungen [6] als auch die Grundplatten [7] zum Zeitpunkt der Messung noch nicht zur Verfügung standen. Zum anderen wurden aus Kostengründen bereits im Haus vorhandene Isolatoren¹ verwendet, die anstatt eines WR 51 einen WR 42 Hohlleiterflansch besitzen. Aus diesem Grund mussten für die Verbindungen zwischen den unterschiedlichen Hohlleiterflanschen zusätzliche Übergänge, so genannte „Taper“, verwendet werden, deren Einfluss wegen ihrer geringen Dämpfung (ca. 0.05 dB) auf das elektrische Verhalten des Gesamtgerätes jedoch vernachlässigbar ist. Beim eingesetzten Hybrid-Koppler² handelte es sich um einen so genannten H-Ebenen Koppler [Zin95], dessen Entwurf aus Zeitgründen von einem anderen Raumfahrtprogramm übernommen wurde.

¹Es handelt sich um Isolatoren des Typs K157AF von Mircolab und A3-K15210 von POH Laboratories.

²Der Koppler wurde von Hyper Technologies, 78340 Les Clayes Sous Bouis, France, hergestellt.

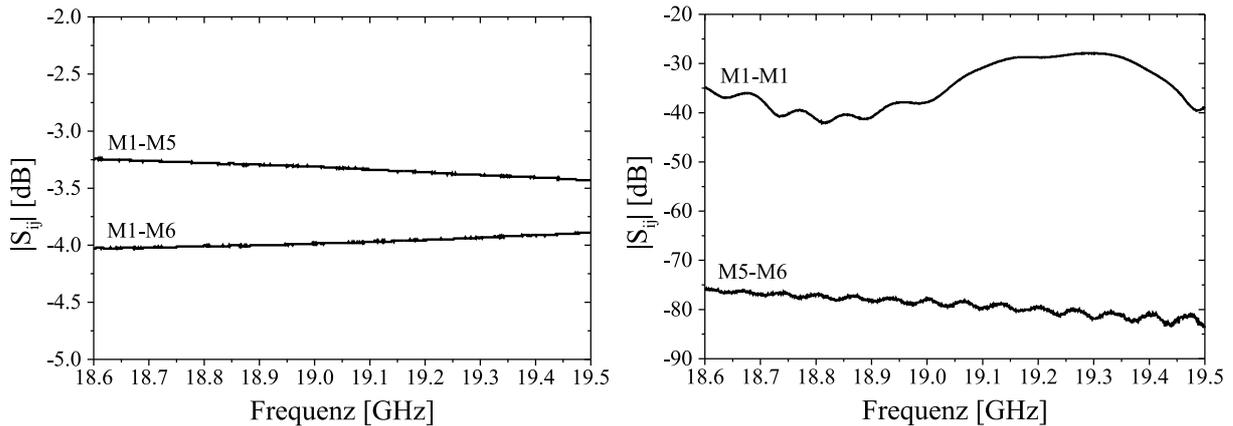


Abbildung 35: Messungen an Hybrid-Koppler und Isolatoren zwischen den angegebenen Toren (vgl. Abbildung 33). Weitere Erläuterungen siehe Text.

5.2.2 Charakterisierung des Eingangsmultiplexers

Die Messungen wurden, wie bereits in Kapitel 4.2.4 beschrieben, mit einem HP 8510 C Netzwerkanalysator durchgeführt. Um den Einfluss des Kopplers sowie der Isolatoren auf die Übertragungscharakteristik des Gesamtgerätes beurteilen zu können, wurden diese Komponenten getrennt charakterisiert. Das Hochfrequenzverhalten der beiden Diplexer wurde bereits in Kapitel 5.1.2 exemplarisch für den ersten Kanal vorgestellt.

Da der Entwurf des Hybrid-Kopplers von einem anderen Raumfahrtprogramm übernommen wurde, stimmt die Mittenfrequenz des Kopplers nicht mit der Mittenfrequenz des Gesamtbandes des Eingangsmultiplexers (19,045 GHz) überein. Das Übertragungsverhalten des Kopplers wurde zwischen den Toren $M1-M3$ und $M1-M4$ charakterisiert, wodurch die 3-dB Punkte des Kopplers mit 16,527 GHz (3,14 dB) und 19,992 GHz (3,07 dB) bestimmt werden konnten. Die Mittenfrequenz des Kopplers beträgt ungefähr 18,260 GHz. Da es sich beim verwendeten Koppler um eine sehr breitbandige Komponente handelt, macht sich die Diskrepanz der Mittenfrequenzen – wie im Folgenden erläutert wird – jedoch nur marginal bemerkbar und hat auf die Funktionstüchtigkeit des Demonstrators keine Auswirkung.

Des Weiteren wurde der Hybrid-Koppler zusammen mit den Isolatoren charakterisiert. Hierbei wurden die Streuparameter zwischen den Toren $M1-M1$, $M1-M5$, $M1-M6$ und $M5-M6$ bestimmt (Abbildung 33), wobei alle verwendeten Übergänge zwischen WR 42 und WR 51 Hohlleitern (vgl. Kapitel 5.2.1) mit in die Messungen einbezogen wurden. Die Messergebnisse sind in Abbildung 35 dargestellt. Wie aus Tabelle 19 zu entnehmen ist, betragen die Betriebsdämpfungen dieser Anordnung für die Mittenfrequenzen des ersten und dritten Kanals 4,00 dB bzw. 3,96 dB (Messung zwischen den Toren $M1-M6$) und für die Mittenfrequenzen des zweiten und vierten Kanals 3,31 dB bzw. 3,37 dB (Messung zwischen den Toren $M1-M5$). Die Differenz der Betriebsdämpfungen zwischen dem ersten und dritten Kanal (0,04 dB) bzw. zwischen dem zweiten und vierten Kanal (0,06 dB) ist auf den eben erwähnten Versatz der Mittenfrequenz des Kopplers bezüglich des Gesamtbandes des Eingangsmultiplexers zurückzuführen. Aus der Schräglage der in Abbildung 35 links gezeigten Transmissionskurven geht eindeutig hervor, dass der Arbeitspunkt des Kopplers rechts von dessen Mittenfrequenz liegen muss. Die Anpassung ($M1-M1$) der gemessenen Anordnung von Koppler und Isolatoren ist im Frequenzbereich von 18,6 GHz bis 19,5 GHz besser als 28 dB und die Entkopplung der Tore $M5$ und $M6$ ist im gleichen Frequenzbereich besser als 75 dB (Abbildung 35 rechts).

Einfügedämpfungen der IMUX-Kanäle				
Kanal Nr. i	Mittenfrequenz f_i [GHz]	Koppler u. Isolatoren [dB]	SaS u. Filter [dB]	Gesamt [dB]
1	18.8575	4.00	1.38	5.41 ($\Delta=0.03$)
2	18.9825	3.31	1.40	4.83 ($\Delta=0.12$)
3	19.1075	3.96	1.27	5.39 ($\Delta=0.16$)
4	19.2325	3.37	1.37	4.83 ($\Delta=0.09$)

Tabelle 19: Messungen der Einfügedämpfungen von Koppler und Isolatoren, von Sammelschienen (SaS) mit Kanalfiltern, sowie vom Gesamtgerät. Zusätzlich ist die Differenz von den beiden Einzelmessungen und der Messung am Eingangsmultiplexer angegeben.

In Tabelle 19 sind die Verluste bei Mittenfrequenz für jeden Kanal nach den Beiträgen von Hybrid-Koppler und Isolatoren sowie von der jeweiligen Sammelschiene mit dem zugehörigen Kanalfilter aufgelistet. Die Beiträge der Sammelschienen zu den Gesamtverlusten eines Kanals können mit ungefähr 0.08 dB abgeschätzt werden. Dieser Wert wurde bestimmt, indem die Einfügedämpfungen der Kanalfilter jeweils mit und ohne Sammelschiene gemessen wurden. Die geringfügig unterschiedlichen Werte der Einfügedämpfungen der einzelnen Diplexer-Kanäle sind auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen. Diese bewirken, dass die Abgleichelemente bei jedem Kanalfilter unterschiedlich tief in die Resonatoren eintauchen und somit auch unterschiedlich große Verluste verursachen. Hinzu kommt, dass auch die Kontaktwiderstände zwischen den einzelnen Resonatoren und Blenden sowie Resonatoren und Abgleichelementen geringfügig variieren. Nicht zu erklären sind die voneinander differierenden Einfügedämpfungen jedoch durch die verschieden großen relativen Bandbreiten der Filter, da eine geringere relative Bandbreite eine Vergrößerung der Einfügedämpfung bewirkt, wenn – wie im vorliegenden Fall – die Leerlaufgüten der Filter sowie deren Prototypenelemente (und damit die normierten Koppelfaktoren) identisch sind. Die Verluste der Einfügedämpfungen, die sich aus den Messungen am Gesamtgerät für jeden Kanal ergeben, sind leicht höher als die Summe der Verluste der Einzelkomponenten. Die Differenz ist für jeden Kanal in der letzten Spalte von Tabelle 19 angegeben. Ursache für diese Diskrepanz sind Kontaktwiderstände, die beim Zusammenschalten der einzelnen Komponenten auftreten.

Die Charakterisierung des Gesamtgerätes ergab, dass sich alle Kanäle qualitativ gleich verhalten. Die größeren Einfügedämpfungen des ersten und dritten Kanals sind auf die Eigenschaften des verwendeten Hybrid-Kopplers zurückzuführen. Insbesondere bleibt beim Zusammenschalten aller Komponenten zum Gesamtgerät die Symmetrie der Transmittanz eines jeden Kanalfilters zu seiner Bandmitte erhalten (vgl. Abbildung 37), was auch auf das Verhalten der Reflexion und der Gruppenlaufzeit zutrifft. Aus diesem Grund ist es ausreichend, das Verhalten des ersten Kanals exemplarisch für alle anderen Kanäle zu diskutieren. Das Hochfrequenzverhalten des ersten Kanals ist in Abbildung 36 dargestellt. Die Dämpfungspole des Filters liegen wie beim spezifikationsgerechten Einzelfilter (Kapitel 4.3) symmetrisch zur Bandmitte. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz beträgt 5.41 dB und die Steigung der Einfügedämpfung kann mit $8.1 \cdot 10^{-4}$ dB/MHz angegeben werden. Die eingangsseitige Reflexion ist besser als 30 dB, die ausgangsseitige Reflexion entspricht jedoch mit 20 dB nicht ganz ihrem Sollwert von 23 dB. Die Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband beträgt 1.5 ns und die Steigung der Gruppenlaufzeit $9.6 \cdot 10^{-3}$ ns/MHz.

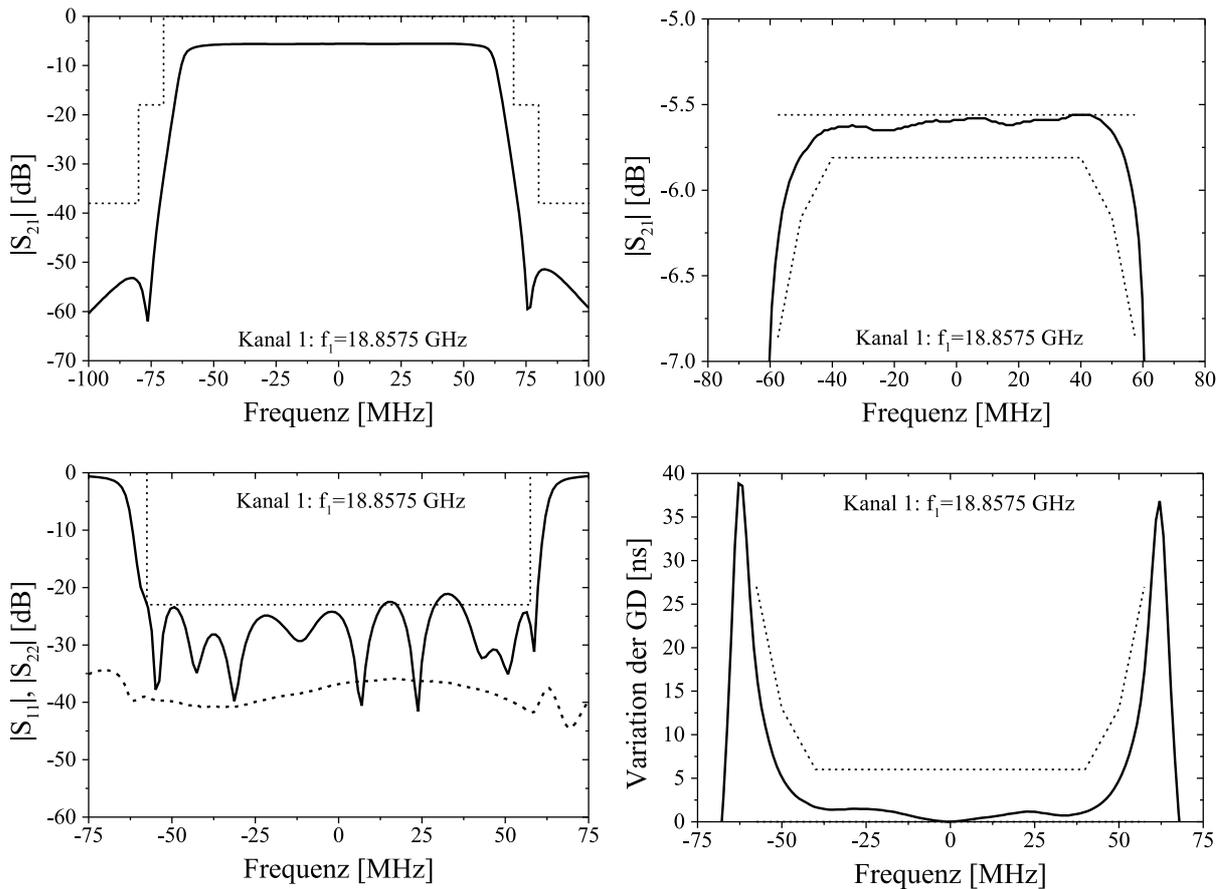


Abbildung 36: Messungen am Kanal Nr. 1 des Eingangsmultiplexers; oben links: Betriebsdämpfung, oben rechts: Einfügedämpfung, unten links: eingangsseitige (gestrichelt) und ausgangsseitige (durchgezogen) Reflexionsdämpfung, unten rechts: Variation der Gruppenlaufzeit (GD) im Durchlassband. Für die zugehörige Spezifikation siehe (Tabelle 11) .

Gegenüber den Diplexern verschlechtern sich am Gesamtgerät die Werte für die Anpassung im Durchlassband sowie für die Steigung der Einfügedämpfung eines Kanals. Dagegen bleibt die Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassband sowie auch die Steigung der Gruppenlaufzeit nahezu identisch. Bis auf die Anpassung erfüllen alle Größen die ihnen vorgegebenen Spezifikationen. Ursache für die Verschlechterung der Anpassung und der Steigung der Einfügedämpfung sind die nicht idealen Eigenschaften des verwendeten Hybrid-Kopplers und der verwendeten Isolatoren.

5.2.3 Vergleich mit konventionellen Eingangsmultiplexern

Der schematische Aufbau eines konventionellen vierkanaligen Eingangsmultiplexers entspricht, wie der Aufbau des Eingangsmultiplexers nach dem neuen Konzept, der Skizze aus Abbildung 33. Insbesondere erfolgt auch beim konventionellen Design die Aufteilung in zwei Verteilnetzwerke, von denen jeweils eines die geradzahligen und das andere die ungeradzahligen Kanäle selektiert. Allerdings werden die Verteilnetzwerke beim konventionellen Eingangsmultiplexer mit Zirkulatorketten (Abbildung 9) realisiert und anstatt selbstentzerrender Filter werden extern entzerrte Filter verwendet. Letztere bestehen aus dem eigentlichen Kanalfilter, d.h. üblicherweise einem achtkreisigen minimalphasigen Filter (8-4-0), das die Anforderungen an die Amplitude erfüllt und aus einem zweistufigem externen Entzerrer, der die Anforderung an die Phase realisiert; beide Komponenten wer-

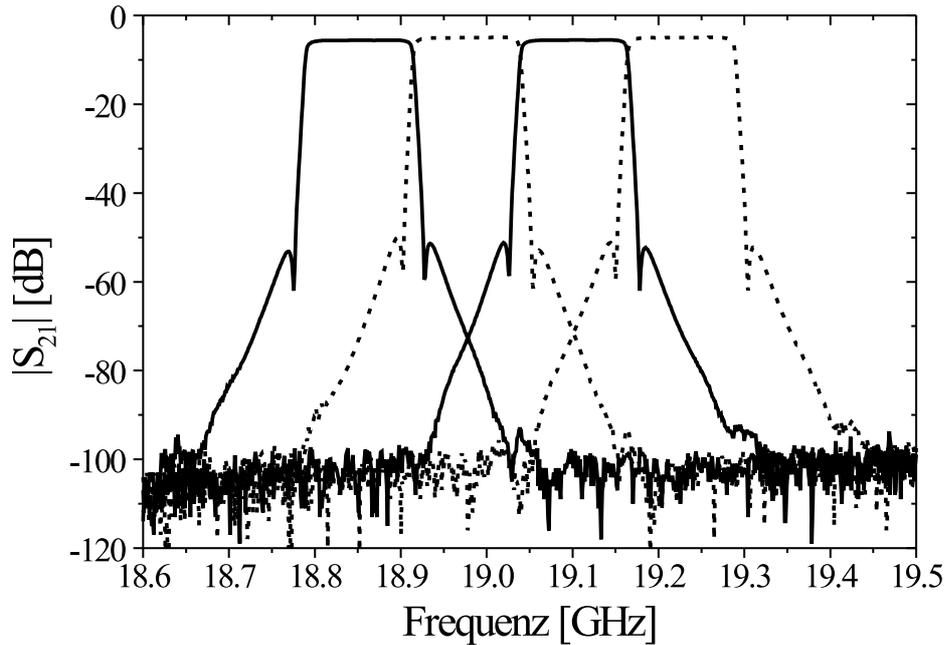


Abbildung 37: Messungen der Betriebsdämpfungen am „non-contiguous“-Eingangsmultiplexer. Durchgezogene Linie: Kanal 1 und Kanal 3, gestrichelte Linie: Kanal 2 und Kanal 4. Weitere Erläuterungen siehe Text.

den über einen Zirkulator zusammengeschaltet, womit man den in Kapitel 3.3 als (8-4-0+2) bezeichneten Filterzug erhält. Die Realisierung eines Diplexers nach dem beschriebenen konventionellen Design wird in Abbildung 38 oben gezeigt. Zu erkennen sind die Zirkulatoren des Verteilnetzwerks [1], die Kanalfilter [2], die externen Entzerrer [3] sowie die Zirkulatoren mit denen Filter und Entzerrer zusammengeschaltet werden ([4]+[5]). Der Zirkulator [4] wird als Isolator betrieben, um Kanalfilter und externen Entzerrer besser zu entkoppeln; der Zirkulator [5] wird als 3-Tor betrieben und realisiert die Verbindung zwischen dem Kanalfilter, dem externen Entzerrer und dem Ausgang des Filterzuges. Das Tiefpassfilter [6] am Eingang der Zirkulorkette dient zur Unterdrückung von Störmoden. Der gesamte Diplexer ist mit Halterungen auf eine Grundplatte [7] montiert. Neben dem konventionellen Diplexer ist in Abbildung 38 unten ein Diplexer nach dem neuen Konzept, d.h. bestehend aus selbstentzerrenden Filtern [8] und Sammelschienen-Verteilnetzwerk [9], abgebildet.

Die beiden Diplexer wurden sowohl bezüglich Masse und Volumen als auch bezüglich ihres elektrischen Verhaltens miteinander verglichen, wobei sich der Vergleich auf die für das elektrische Verhalten der beiden Diplexer relevanten Komponenten beschränkte. Aus diesem Grund wurden die Masse und das Volumen der Filterhalterungen, der Grundplatte sowie des Tiefpassfilters vom konventionellen Diplexer nicht mit in den Vergleich einbezogen. Ohne diese Komponenten hat der konventionelle Diplexer eine Masse von 570 g und benötigt eine Grundfläche von 360 cm^2 ($30 \text{ cm} \cdot 12 \text{ cm}$). Dem steht eine Masse von 386 g und eine Grundfläche von 189 cm^2 ($21 \text{ cm} \cdot 9 \text{ cm}$) des neuen Diplexer-Designs gegenüber, womit der Grundflächenbedarf um fast 50 % und die Masse um mehr als 30 % reduziert werden konnte.

Die Einfügedämpfung eines Kanals setzt sich beim konventionellen Diplexer aus den Verlusten eines Filterzuges und den Verlusten der Zirkulorkette zusammen. Hierbei kann davon ausgegangen werden, dass jeder Filterzug Verluste von ungefähr 2.1 dB verursacht,

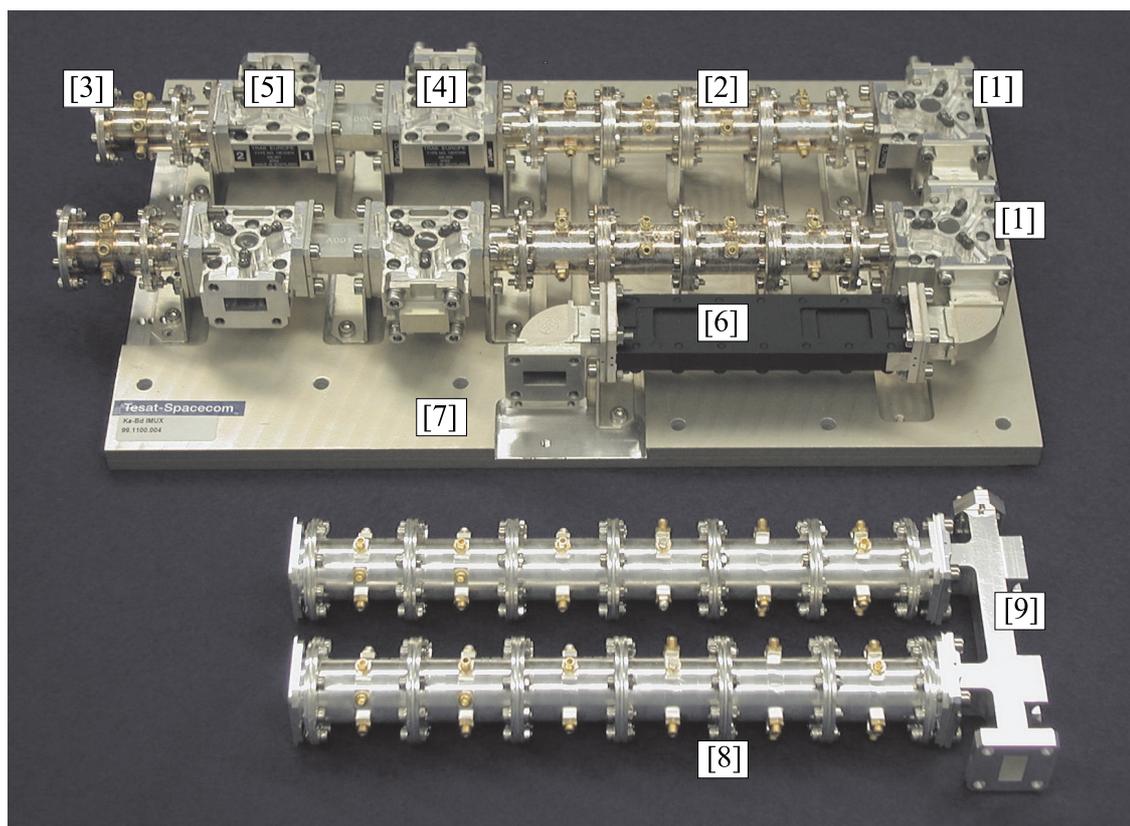


Abbildung 38: Konventionelles Diplexer-Design (oben): [1] Zirkulatoren des Verteilnetzwerks, [2] Kanalfilter, [3] externe Entzerrer, [4] Zirkulator in Funktion eines Isolators, [5] Zirkulator mit Funktion eines 3-Tors, [6] Tiefpass-Filter, [7] Grundplatte. Neues Diplexer-Konzept (unten): [8] selbstentzerrende Filter, [9] Sammelschienen-Verteilnetzwerk.

die sich auf das Kanalfilter (0.5 dB), den externen Entzerrer (1.0 dB) und die beiden Zirkulatoren ($2 \cdot 0.3$ dB) aufteilen. Bei den Verlusten von 0.3 dB, die durch jeden Zirkulator hervorgerufen werden, wird angenommen, dass ein Signal bei jedem der beiden Durchläufe um jeweils 0.15 dB gedämpft wird. Im Gegensatz zu den Filterzügen ist der Beitrag der Zirkulatorkette zu den Verlusten der beiden Diplexer-Kanäle unterschiedlich, weswegen die beiden Kanäle des Diplexers unterschiedlich bedämpft werden. Um das vordere Kanalfilter, d.h. das Kanalfilter am Eingang des Diplexers, zu erreichen, muss das Signal den ersten Zirkulator genau einmal durchlaufen, was Verluste von 0.15 dB verursacht. Um den hinteren Kanal zu erreichen, muss das Signal dagegen den ersten Zirkulator zweimal und den folgenden Zirkulator einmal passieren, wodurch Verluste von insgesamt 0.45 dB entstehen. Die Einfügedämpfung kann somit für den vorderen Kanal mit ca. 2.25 dB und für den hinteren Kanal mit ca. 2.55 dB abgeschätzt werden. Beim neuen Diplexer-Konzept beträgt die Einfügedämpfung eines Kanals dagegen im ungünstigsten Fall nur 1.40 dB (vgl. Tabelle 19).

Der Vergleich bezüglich Masse und Volumen sowie bezüglich der Einfügedämpfungen der Kanäle soll abschließend auf vierkanalige Eingangsmultiplexer ausgeweitet werden. Hierbei wird vorausgesetzt, dass der Aufbau jeweils zweilagig erfolgt, d.h. die Verteilnetzwerke für die beiden geradzahligen und ungeradzahligen Kanäle übereinander angeordnet wer-

den. Unter diesen Voraussetzungen kann mit dem neuen Konzept der Grundflächenbedarf um mindestens 171 cm^2 und die Masse um mindestens 368 g reduziert werden. Die Einsparung an Grundfläche ergibt sich aus der Differenz zwischen dem Grundflächenbedarf des konventionellen und des neu konzipierten Diplexers. Bei der Massebilanz geht dagegen der Gewichtsvorteil des neuen Diplexer-Designs gleich zweimal mit ein. Die relative Einsparung an Grundfläche und Masse hängt hingegen vom Volumen bzw. der Masse des Kopplers, der Isolatoren, der Befestigungselemente und der Grundplatten ab. Beim Vergleich der Eingangsmultiplexer bezüglich ihrer Verluste müssen zu den Einfügedämpfungen der jeweiligen Diplexer-Kanäle noch die Einfügedämpfungen von Koppler und Isolatoren, die zusammen ungefähr 4.0 dB betragen (vgl. Tabelle 19), hinzu addiert werden.

5.3 Zusammenfassung von Kapitel 5

In diesem Kapitel wurden Eingangsmultiplexer diskutiert, die aus selbstentzerrenden Mikrowellenfiltern und Sammelschienen-Verteilnetzwerken bestehen. Es wurden Entwürfe von Kanalfiltern für non-contiguous und contiguous Verteilnetzwerke vorgestellt, wobei jeweils von Kanälen gleicher Bandbreite ausgegangen wurde, die durch ein schmales Frequenzband voneinander getrennt sind. Für non-contiguous Eingangsmultiplexer erfüllen die Kanalfilter vollständig die ihnen vorgegebenen Spezifikationen. Anhand der Simulationsergebnisse von contiguous Eingangsmultiplexern wird deutlich, dass für diesen Fall der Einfluss von Nachbarkanälen nicht vernachlässigt werden darf und dass insbesondere ein Filtermodell erforderlich ist, das diesen Einfluss bereits bei der Approximation eines Kanalfilters berücksichtigt.

Des Weiteren wurde ein neuartiges Konzept für Eingangsmultiplexer vorgestellt, das anhand eines Demonstrators verifiziert wurde. Bei diesem handelt es sich um einen vierkanaligen Eingangsmultiplexer bestehend aus zwei non-contiguous Diplexern, die über einen Hybrid-Koppler sowie Isolatoren zusammengeschaltet wurden. Die Diplexer ihrerseits wurden mit selbstentzerrenden Filtern (12-2-4) und Sammelschienen-Verteilnetzwerken realisiert. Sowohl die Diplexer als auch das Gesamtgerät wurden umfassend charakterisiert. Die Messungen an den Diplexern zeigen, dass alle Kanalfilter auch über Temperatur vollständig die ihnen vorgegebenen Spezifikationen erfüllen. Insbesondere konnte verifiziert werden, dass die Übertragungscharakteristiken der Filter bei Temperaturänderungen nicht degradieren, was auf die vollständige Elimination von Zirkulatoren gegenüber dem konventionellen Diplexer-Design zurückzuführen ist. Bei Messungen am Gesamtgerät zeigen alle Kanäle eine geringfügig zu schlechte Anpassung. Hierzu muss allerdings bemerkt werden, dass die einzelnen Kanalfilter nicht nochmals nach dem Zusammenschalten mittels Hybrid-Koppler und Zirkulatoren abgeglichen wurden. Es ist deswegen davon auszugehen, dass bei nochmaligem Abgleich am Gesamtgerät diese Fehlanpassungen behoben werden können. Alle anderen Spezifikationen werden vollständig eingehalten. Darüber hinaus wurde gezeigt, dass mit dem neuen Konzept für Ka-Band Eingangsmultiplexer sowohl Masse und Volumen als auch Verluste signifikant reduziert werden können.

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein vierkanaliger Eingangsmultiplexer für den Einsatz in Kommunikationssatelliten entwickelt. Dieser arbeitet im Ka-Band und besteht aus zwei non-contiguous Diplexern, die über einen Hybrid-Koppler zusammengeschaltet sind. Die Diplexer ihrerseits übertreffen den derzeitigen Stand der Technik, indem sie nicht mit einer Zirkulatorkette und extern entzerrten Filterzügen, sondern mit einem Sammelschienen-Verteilnetzwerk und selbstentzerrenden Filtern realisiert wurden. Es wurde demonstriert, dass durch den vollständigen Verzicht auf Zirkulatoren sowohl die Masse und das Volumen des gesamten Eingangsmultiplexers als auch die Einfügedämpfung eines jeden einzelnen Kanals signifikant reduziert werden kann. Dadurch, dass die beiden non-contiguous Diplexer mechanisch übereinander angeordnet wurden, konnte eine zusätzliche Einsparung an Grundfläche erzielt werden. Gegenüber konventionellen Diplexern konnte der Grundflächenbedarf mit dem neuen Diplexer-Design um fast 50 % und das Gewicht um mehr als 30 % gesenkt werden. Eine Masse- und Volumenreduktion sowie eine Verkleinerung der benötigten Grundfläche transformieren sich direkt in eine Kostenersparnis beim Raketenstart. Für 1 kg Nutzlast müssen derzeit ungefähr 50 000 US\$ veranschlagt werden.

Sowohl der Hybrid-Koppler als auch die Sammelschienen-Verteilnetzwerke und die selbstentzerrenden Filter wurden in Hohlleitertechnik realisiert, wobei für die Filter zylinderförmige Resonatoren, die im TE_{113} -Mode betrieben werden, gewählt wurden. Ausgangspunkt für die Realisierung der Filter war die Entwicklung von Computerprogrammen. Hierbei wurden auf der Theorie von Reaktanzfiltern basierende Approximations- und Syntheseverfahren implementiert, die den Entwurf beliebiger selbstentzerrender Filterstrukturen mit gleichmäßiger Welligkeit der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich erlauben. Da heutige kommerzielle Spezifikationen von Kanalfiltern für Eingangsmultiplexer üblicherweise hochkreisige Filter erfordern, musste auf eine hohe numerische Genauigkeit der Programme geachtet werden, die mit so genannten Multiprecision-Routinen erreicht wurde. Das Ergebnis von Approximation und Synthese sind die Pol- und Nullstellenschemata sowie die Koppelfaktoren von Filtern. Letztere beschreiben ein Referenznetzwerk vollständig und sind die Grundlage für eine Realisierung.

In einem weiteren Schritt wurde überprüft, welche Übertragungsfunktionen achtkreisiger bis zwölfkreisiger Filter sich für einen Aufbau selbstentzerrender Filterstrukturen, die den heutigen Kundenforderungen genügen, eignen. Das Ergebnis dieser Untersuchung ist eine Anzahl von „Standard“-Übertragungsfunktionen, welche die allermeisten derzeitigen kommerziellen Spezifikationen erfüllen. Es wurde darüber hinaus gezeigt, dass das Optimum für eine Realisierung in Hohlleitertechnik zwölfkreisige Filter mit sechs endlichen Transmissionsnullstellen sind. Von diesen werden zwei auf der imaginären Frequenzachse zur Versteilerung der Filterflanken und vier in der komplexen Frequenzebene zur Glättung der Gruppenlaufzeit im Durchlassbereich platziert.

Zur Verifikation des Entwurfsverfahrens wurden diverse selbstentzerrende TE_{113} -Dual-Mode Hohlleiterfilter unterschiedlicher Kreiszahlen und Bandbreiten hergestellt, abgeglichen sowie charakterisiert. Die Messungen zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit der Theorie. Ein Filter, das bezüglich einer kommerziellen Spezifikation entworfen wurde, erfüllt diese vollständig. Diese Spezifikation wurde auch für die Kanalfilter des in dieser Arbeit vorgestellten Eingangsmultiplexers verwendet. Die Charakterisierung der beiden non-contiguous Diplexer zeigte, dass die Filter ihre Spezifikationen auch über einen weiten Temperaturbereich (22°C bis 100°C) einhalten. Dass die Übertragungscharakteristi-

ken über Temperatur nicht degradieren, ist auf den vollständigen Verzicht von Zirkulatoren gegenüber dem konventionellen Diplexer-Design zurückzuführen. Nach dem Zusammenschalten der beiden Diplexer zeigen alle Kanäle jedoch eine geringfügige Fehlanpassung. Diese wird durch den Einfluss von Hybrid-Koppler und Isolatoren verursacht, könnte aber durch einen nachträglichen Abgleich der Filter behoben werden. Alle anderen Spezifikationen werden weiterhin eingehalten.

Bevor dieses erfolgreich getestete Konzept in der Raumfahrt eingesetzt werden darf, muss der Eingangsmultiplexer jedoch noch einer Qualifizierung unterzogen werden. Bei dieser wird beispielsweise durch Vibrations- und Temperaturtests die Funktionsfähigkeit des Geräts nach starker mechanischer bzw. thermischer Belastung nachgewiesen. Darüber hinaus ist es sinnvoll, das Konzept für höhere Kanalzahlen sowie für Filter mit anderen Bandbreiten zu verifizieren, um eine möglichst große Anzahl an Kundenforderungen erfüllen zu können. Die Abarbeitung dieser Schritte wird mit Sicherheit erfolgen (ESA-Projekt: Next Generation IMUX (NGIMUX), Vertragsnummer: 16638/02/NL/US).

Des Weiteren sind eine Vielzahl an Verbesserungsmöglichkeiten hinsichtlich einer weiteren Einsparung an Masse und Volumen denkbar. Der Hybrid-Koppler und die Isolatoren können durch kleinere, aber dafür empfindlichere Bauteile in koaxialer bzw. planarer Technologie ersetzt werden. Ein vollständiger Verzicht auf diese Komponenten ist mit contiguous-Verteilnetzwerken möglich, wodurch die vom Hybrid-Koppler und den Isolatoren verursachten Verluste von ca. 4 dB eingespart werden können. Allerdings verdoppelt sich der Grundflächenbedarf des Eingangsmultiplexers, da ein zweilagiger Aufbau nicht mehr möglich ist. Zusätzlich muss bereits bei der Approximation der Einfluss der Nachbar Kanäle berücksichtigt werden, wodurch die Anforderungen beim Filterentwurf steigen.

Eine weitere Möglichkeit, die man für eine Masse- und Volumenreduktion in Erwägung ziehen kann, bietet die Nutzung des TE_{112} -Modes, wodurch sich die Filterzüge um ungefähr ein Drittel verkürzen. Es ist jedoch zu überprüfen, ob die mit der Verkürzung einhergehende Verschlechterung der Güte hinnehmbar ist und ob die asymmetrische Lage der Schraubenkränze (bezogen auf die Länge der Resonatoren) sowie die geringeren Abstände zwischen den Blenden bzw. zwischen den Blenden und den Schraubenkränzen bei der Umsetzung in die Filtergeometrie noch handhabbar sind.

Eine Option, mit der Masse und Volumen signifikant verringert werden können, ist der Einsatz von dielektrischen Filtern, die bereits im C-Band und im Ku-Band Stand der Technik sind. Mit den derzeit zur Verfügung stehenden Dielektrika ($\epsilon_r \approx 20 \dots 30$) ist jedoch die Volumenreduktion von Ka-Band Filtern derart groß, dass die Filter überaus empfindlich werden, was einen erheblichen Entwurfs-, Fertigungs- und somit auch Kostenaufwand zur Folge hat. Ein Einsatz dieser Technologie im Ka-Band ist somit von einer Entwicklung neuartiger, temperaturkompensierter Dielektrika hoher Güte, die gleichzeitig eine niedrigere Dielektrizitätskonstante ($\epsilon_r \approx 10$) aufweisen müssen, abhängig.

Anhang

In der folgenden Tabelle sind einige Nullstellen x_{nm} der Besselfunktion $J_n(x)$ (für TM-Moden) bzw. einige Nullstellen x'_{nm} der Ableitung der Besselfunktion $J'_n(x)$ (für TE-Moden) angegeben. Die Werte wurden aus [Mat64] entnommen.

TE _{nml} -Mode	x'_{nm}	TM _{nml} -Mode	x_{nm}
TE _{11l}	1.841	TM _{01l}	2.405
TE _{21l}	3.054	TM _{11l}	3.832
TE _{01l}	3.832	TM _{21l}	5.136
TE _{31l}	4.201	TM _{02l}	5.520
TE _{41l}	5.318	TM _{31l}	6.380
TE _{12l}	5.332	TM _{12l}	7.016
TE _{51l}	6.451	TM _{41l}	7.588
TE _{22l}	6.706	TM _{22l}	8.417
TE _{02l}	7.016	TM _{03l}	8.654
TE _{61l}	7.501	TM _{51l}	8.772
TE _{32l}	8.016	TM _{32l}	9.761
TE _{13l}	8.536	TM _{61l}	9.936
TE _{71l}	8.578	TM _{13l}	10.174
TE _{42l}	9.283		
TE _{81l}	9.648		
TE _{23l}	9.970		
TE _{03l}	10.174		

Tabelle 20: *Einige Nullstellen der Besselfunktion.*

Abbildungsverzeichnis

1	Beidseitig abgeschlossenes Zweitor	2
2	Übergang zwischen Tiefpassbereich und Bandpassbereich	6
3	Pol– Nullstellenverteilungen von Mikrowellenfiltern	8
4	Referenznetzwerk eines Bandpassfilters	16
5	Referenznetzwerk in kanonischer Struktur	18
6	Referenznetzwerks in „Inline“- Struktur	22
7	Blockschaltbild eines Satellitentransponders	25
8	Blockschaltbilder extern entzerrter Filter	28
9	Realisierungen von Verteilnetzwerken	33
10	Freie Parameter bei Optimierung der Gruppenlaufzeit	37
11	Parameter der Fehlerfunktion bei Optimierung der Gruppenlaufzeit	39
12	Optimierungsergebnisse der Gruppenlaufzeit	40
13	Filterstrukturen für selbstentzerrende Dual-Mode Hohlleiterfilter	48
14	Filterstrukturen für selbstentzerrende dielektrische Single-Mode Filter	50
15	Vergleich zwischen selbstentzerrenden und extern entzerrten Filtern	56
16	Vergleich zwischen 12- und 16-kreisigem selbstentzerrenden Filter	60
17	Feldverteilung des TE_{11} -Modes	64
18	Ersatzschaltbilder für schmalbandige Bandpassfilter	67
19	Ersatzschaltbild eines Single-Mode Resonators	69
20	Schematischer Aufbau eines Dual-Mode Hohlleiterfilters	77
21	Messungen an Teststrukturen (4-0-2)	81
22	Messungen an Teststrukturen (6-0-2, 12-2-4)	82
23	Positionen der Abgleichelemente bei 12-2-4-Filtern	84
24	Foto der zwölfkreisigen selbstentzerrenden Teststruktur	85
25	Messungen am spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter (I)	86
26	Messungen am spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter (II)	86
27	Messungen am spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filter (III)	87
28	Einfügedämpfung des spezifikationsgerechten selbstentzerrenden Filters	88
29	Empfindlichkeitsanalyse am spezifikationsgerechten Filter	89
30	Transmittanz und Gruppenlaufzeit für Filter von Eingangsmultiplexern	92
31	Diplexer bestehend aus selbstentzerrenden Filtern und Sammelschiene	94
32	Messungen am non-contiguous Diplexer	95
33	Schematischer Aufbau des realisierten Eingangsmultiplexers	97
34	Konstruktionszeichnung des Eingangsmultiplexers	98
35	Messungen an Hybrid-Koppler und Isolatoren	99

36	Messungen am Eingangsmultiplexer (I)	101
37	Messungen am Eingangsmultiplexer (II)	102
38	Vergleich zwischen konventionellem und neuem Diplexer-Design	103

Tabellenverzeichnis

1	Lösungsbereiche der Parameter bei Optimierung der Gruppenlaufzeit . . .	38
2	Kommerzielle Spezifikationen für Kanalfilter von Eingangsmultiplexern . .	42
3	Übertragungsfunktionen 8–kreisiger Filter	43
4	Übertragungsfunktionen 9–kreisiger Filter	43
5	Übertragungsfunktionen 10–kreisiger Filter	44
6	Übertragungsfunktionen 11–kreisiger Filter	44
7	Übertragungsfunktionen 12–kreisiger Filter	45
8	Standardlösungen für Ka–Band Filter in Eingangsmultiplexern	46
9	Koppelfaktoren für selbstentzerrende Dual–Mode Filter	49
10	Koppelfaktoren für selbstentzerrende dielektrische Single–Mode Filter . . .	51
11	Kommerzielle Spezifikation für Kanalfilter von Eingangsmultiplexern . . .	53
12	Koppelfaktoren eines <i>12-2-4</i> Filters	54
13	Vergleich von Koppelfaktoren nichtminimalphasiger Filter	55
14	Quantitativer Vergleich nichtminimalphasiger Filter	57
15	Koppelfaktoren eines <i>16-2-6</i> Filters	58
16	Quantitativer Vergleich 12– und 16–kreisiger selbstentzerrender Filter . . .	59
17	Koppelfaktoren und Betriebsdämpfungen von Teststrukturen	74
18	Mode-Chart für Teststrukturen	75
19	Einfügedämpfungen der IMUX–Kanäle	100
20	Einige Nullstellen der Besselfunktion	107

Literatur

- [Abe67a] T. A. Abele, „Transmission line filters approximating a constant delay in a maximally flat sense“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-14, No. 3, September 1967, 298–306
- [Abe67b] T. A. Abele, H. C. Wang, „An adjustable narrow band microwave delay equalizer“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-15, No. 10, October 1967, 566–574
- [Alc02] Alcatel Espacio Produktbeschreibung, „X/Ku Band input multiplexer (IMUX)“, <http://www.alcatel.es/Espacio/pdf/IMUX.pdf>
- [Alt64] J. L. Altman, *Microwave Circuits*, New York, Van Nostrand, 1964, 233–235
- [Ama00] 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, September 2000, 1559–1564
- [Ama01] S. Amari, „Direct synthesis of folded symmetric resonator filters with source-load coupling“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 11, No. 6, June 2000, 264–266
- [AST96] American Society for Testing and Materials, „Standard Specification for Iron–Nickel and Iron–Nickel–Cobalt Alloys for Low Thermal Expansion Applications“, Annual Book of ASTM Standards, 1996
- [Ati71] A. E. Atia, A. E. Williams, „New types of waveguide bandpass filters for satellite transponders“, Comsat Technical Review, Vol. 1, No. 1, Fall 1971, 21–43
- [Ati72] A. E. Atia, A. E. Williams, „Narrow-bandpass waveguide filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-20, No. 4, April 1972, 258–265
- [Ati74] 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, April 1974, 425–431
- [Ati77] A. E. Atia, A. E. Williams, „Dual mode canonical waveguide filters“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1977, 397–399
- [Ati98] W. A. Atia, K. A. Zaki, A. E. Atia, „Synthesis of general topology multiple coupled resonator filters by optimization“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1998, 821–824
- [Ati00] A. E. Atia, „Multiple coupled resonator filters synthesis by optimization“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Workshop Notes, June 2000
- [Bah90] H. Baher, „The simultaneous amplitude and phase approximation problem“, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, May 1990, 2057–2060
- [Ban86] J. W. Bandler, S. H. Chen, S. Daijavad, „Exact sensitivity analysis for optimization of multi-coupled cavity filters“, Int. J. Circuit Theory and Applications, Vol. 14, 1986, 63–77

- [Bel00] H. C. Bell, „Coupled-resonator prototype synthesis“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Workshop Notes, June 2000
- [Bon89] R. R. Bonetti, A. E. Williams „A 6-Pole, self-equalized triple-mode filter with a single cross-coupling“, Proc. 19th Europ. Microwave Conf., September 1989, 881–885
- [Bud98] D. Budimir, *Generalized filter design by computer optimization*, London, Artech House, 1998
- [Cam79] R. J. Cameron, „A novel realization for microwave bandpass filters“, ESA Journal, Vol. 3, 1979, 281–287
- [Cam81] 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, January 1981, 51–58
- [Cam82a] R. J. Cameron, „Fast generation of chebyshev filter prototypes with asymmetrically-prescribed transmission zeros“, ESA Journal, Vol. 6, 1982, 83–95
- [Cam82b] R. J. Cameron, „General prototype network – synthesis methods for microwave filters“, ESA Journal, Vol. 6, 1982, 193–206
- [Cam95] R. J. Cameron, W.-C. Tang, V. Dokas, „Dielectric resonator filter“, Int. Patent, Int. Publ. No. WO 95/27317, 12. October 1995
- [Cam98] R. J. Cameron, „Dispersion compensation technique and apparatus for microwave filters“, United States Patent, Patent No. 5 739 733, 14. April 1998
- [Cam99] R. J. Cameron, „General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 47, No. 4, April 1999, 433–442
- [Cam02] R. J. Cameron, A. R. Harish, C. J. Radcliffe, „Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 12, December 2002, 2862–2872
- [Cam03] R. J. Cameron, „Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 51, No. 1, January 2003, 1–10
- [Car66] H. J. Carlin, G. I. Zysman, „Linear phase microwave networks“, Proc. of the Symp. on Generalized Networks, Polytechnik Inst. of Brooklyn, Vol. 16, April 1966, 193–226
- [Car95] Carpenter Technology, *Carpenter controlled-expansion alloys*, Reading, Pennsylvania, 1995
- [Cha83] D. S. G. 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. 30, No. 1, January 1983, 40–45
- [Che76] M. H. Chen, F. Assal, C. Mahle, „A contiguous band multiplexer“, Comsat Technical Review, Vol. 6, No. 2, Fall 1976, 285–307

- [Che82] M. H. Chen, „The Design of a multiple cavity equalizer“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-30, No. 9, September 1982, 1380–1383
- [Clo79] J. H. Cloete, „Tables for nonminimum-phase even-degree low-pass prototype networks for the design of microwave linear-phase filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-27, No. 2, February 1979, 123–128
- [Coh57] S. B. Cohn, „Direct-coupled-resonator filters“, Proc. of the IRE, Vol. 45, February 1957, 187–196
- [Cri64] E. G. Cristal, G. L. Matthaei, „A technique for the design of multiplexers having contiguous channels“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, January 1964, 88–93
- [Cri69] E. G. Cristal, „Theory and design of transmission line all-pass equalizers“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, No. 1, January 1969, 28–38
- [Fie02] S. J. Fiedziuszko, „Dielectric materials, devices, and circuits“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, March 2003, 706–720
- [Goe01] F.–J. Görtz, H. Zeh, D. Wolk, U. Banhardt, D. Schmitt, M. Guglielmi, „Broadband high channel number output multiplexer“, IAA, April 2001, Toulouse, France
- [Has86] M. Hasler, J. Neirynek, *Electric Filters*, Artech House, Dedham, MA, 1986
- [Hib68] M. Hibino, Y. Ishizaki, H. Watanabe, „Design of chebyshev filters with flat group-delay characteristics“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. CT-15, December 1968, 316–325
- [Hol84] S. C. Holme, „A 12 GHz channel contiguous multiplexer for satellite applications“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May/June, 1984, 295–296
- [Hue96] Hütte, *Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*, Springer-Verlag, 1996
- [Hun02] I. C. Hunter, L. Billonet, B. Jarry, P. Guillon, „Microwave filters – applications and technology“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, March 2002, 794–805
- [Ied63] T. Iedokoro, Y. Ishizaki, H. Watanabe, „On the approximation and synthesis for chebyshev filters with flat group delay characteristic“, Proc. 1st Allerton Conf. on Circuit and System Theory, 1963, 16–28
- [Kal77] S. Kallianteris, „Low loss linear phase filters“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1977, 394–396
- [Kau94] F. Kaufmann, *Synthese von Reaktanzfiltern*, Oldenbourg, München, 1994
- [Kel98] R. Keller, W. Hauth, F.–J. Görtz, F. Arndt, T. Sieverding, U. Papziner „Fast and rigorous CAD of phase delay equalizers by mode matching techniques including losses“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1998, 921–924
- [Kud70] C. M. Kudsia, „Synthesis of optimum reflection-type microwave equalizers“, RCA Review, September 1970, 571–595

- [Kud78] C. M. Kudsia, S. Kallianteris, M. N. S. Swamy, „Linear phase versus externally equalized longitudinal dual-mode filters for space application“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 1978, 220–222
- [Kud80] C. M. Kudsia, K. R. Ainsworth, M. V. O’Donovan, „Microwave filters and multiplexing networks for communications satellites in the 1980s“, AIAA 8th Communications Satellite Syst. Conf., 1980, 290–301
- [Kud82] C. M. Kudsia, „Manifestations and limits of dual-mode filter configurations for communications satellite multiplexers“, AIAA 9th Communications Satellite Syst. Conf., 1982, 294–303
- [Kud92] C. M. Kudsia, R. Cameron, W.–C. Tang, „Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communication satellite systems“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, No. 6, June 92, 1133–1149
- [Lev75] R. Levy, „Phase equalized filter“, United States Patent, Patent No. 3 882 434, 6. May 1975
- [Lev76a] R. Levy, „Filters with single transmission zeros at real or imaginary frequencies“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-24, No. 5, April 1976, 172–181
- [Lev76b] R. Levy, „Linear phase filters and the demise of external equalization“, Microwave Syst. News, August/September 1976, 53–65
- [Lev95] R. Levy, „Direct synthesis of cascaded quadruplet (CQ) filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, No. 12, December 1995, 2940–2945
- [Lev01] R. Levy, P. Petre, „Design of CT and CQ filters using approximation and optimization“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 12, December 2001, 2350–2356
- [Lev02] R. Levy, R. V. Snyder, G. Matthaei, „Design of microwave filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 3, March 2002, 783–793
- [Mac95] G. Macchiarella, „An effective technique for the synthesis of an equiripple low pass prototype filter with asymmetric frequency response and arbitrary transfer function zeros“, Proc. 25th Europ. Microwave Conf. , Vol. 2, September 1995, 722–724
- [Mac97] G. Macchiarella, „A general approach to the design of bandpass cavity filters with multiple couplings“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 2, February 1997, 179–187
- [Mac02] G. Macchiarella, „Synthesis of prototype filters with triplet sections starting from source and load“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 2, February 2002, 42–44
- [Mat64] G. L. Matthaei, L. Young, E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*, New York, McGraw-Hill, 1964
- [Mer65] D. Merlo, „Development of group–delay equalizers for 4Gc/s“, Proc. IEE (London), Vol. 112, No. 2, February 1965, 289–295

- [Mon01] J. R. Montejo-Garai, J. M. Rebollar, „Synthesis and design of N-order filters with N-transmission zeros by means of source-load direct coupling“, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 29, No. 4, May 2001, 248–258
- [Mor58] T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data*, Dover Publications Inc. New York, New York, 1958
- [Mor97a] A. Morini, „Design of multiplexers employing interconnected Y-junctions manifolds“, *Int. Journal of Microwave and Millimeter Wave Computer Aided Engineering*, Vol. 7, No. 3, 1997, 222-230
- [Mor97b] A. Morini, T. Rozzi, M. Morelli, „New formulae for the initial design in the optimization of T-junction manifold multiplexers“, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1997
- [Pag81] G. M. Paganuzzi, G. B. Stracca, „Tables for pseudo-elliptic and phase-equalized microwave filters – Part I“, *Alta Frequenza*, Vol. L, No. 4, July/August 1981, 192–204
- [Pap57] A. Papoulis, „On the approximation in filter design“, *National Convention Record*, Lot 2, 1957, 175–185
- [Pet01] P. Petre, „Design of cascaded trisection (CT) and cascaded quadruplet (CQ) filters using approximation and optimization“, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Workshop Notes, May 2001
- [Pfi72] G. Pfitzenmaier, „Realisierung reflexionsfaktor- und laufzeitgeebneter versteilterer Mikrowellenbandpässe mit Überbrückungen“, *Frequenz* 26, Nr. 1, 19–26
- [Pfi73] G. Pfitzenmaier, „Linear phase microwave bandpass filters“, *Europ. Microwave Conf.*, Vol. 1, September 1973
- [Pfi77] G. Pfitzenmaier, „An exact solution for a six-cavity dual-mode elliptic bandpass filter“, *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1977, 400–403
- [Pfi82] 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, September 1982, 1300–1311
- [Rho69a] J. D. Rhodes, „The design and synthesis of a class of microwave bandpass linear phase filters“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-17, No. 4, April 1969, 189–204
- [Rho69b] J. D. Rhodes, „The theory of generalized interdigital networks“, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, Vol. CT-16, August 1969, 280–288
- [Rho70a] 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, June 1970, 290–301
- [Rho70b] J. D. Rhodes, „The generalized interdigital linear phase filter“, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-18, No. 6, June 1970, 301–307

- [Rho70c] J. D. Rhodes, „The generalized direct-coupled cavity linear phase filter“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-18, No. 6, June 1970, 307–313
- [Rho70d] J. D. Rhodes, „Generalized interdigital linear phase networks with optimum maximally flat amplitude characteristics“, IEEE Transactions on Microwave Circuit Theory, Vol. CT-17, No. 3, August 1970, 399–408
- [Rho72] J. D. Rhodes, M. Z. Ismail, „Cascade synthesis of selective linear-phase filters“, IEEE Transactions on Microwave Circuit Theory, Vol. CT-19, No. 2, March 1972, 183–189
- [Rho73] J. D. Rhodes, „Filters approximating ideal amplitude and arbitrary phase characteristics“, IEEE Transactions on Microwave Circuit Theory, Vol. CT-20, No. 2, March 1973, 120–124
- [Rho74] J. D. Rhodes, „In-line waveguide selective linear phase filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 1, January 1974, 1–5
- [Rho76] J. D. Rhodes, *Theory of Electric Filters*, London, John Wiley & Sons, 1976
- [Rho78] J. D. Rhodes, I. H. Zabalawi, „Design of selective linear-phase filters with equiripple amplitude characteristics“, IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. CAS-25, No. 12, December 1978, 989–1000
- [Rho80a] J. D. Rhodes, S. A. Aleyab, „The generalized chebyshev low-pass prototype filter“, Int. J. Circuit Theory and Applications, Vol. 8, 1980, 113–125
- [Rho80b] J. D. Rhodes, I. H. Zabalawi, „Synthesis of symmetrical dual mode in-line prototype networks“, Int. J. Circuit Theory and Applications, Vol. 8, 1980, 145–160
- [Ros02a] U. Rosenberg, S. Amari, „Novel design possibilities for dual-mode filters without intracavity couplings“, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, No. 8, August 2002, 296–298
- [Ros02b] U. Rosenberg, S. Amari, „Novel coupling schemes for microwave resonator filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 12, December 2002, 2896–2902
- [Saa71] T. S. Saad, *Microwave Engineers' Handbook Volume 1*, Artech House Inc., Dedham, Massachusetts, 1971
- [Saa79] R. Saal, W. Entenmann *Handbuch zum Filterentwurf*, AEG-Telefunken, Berlin, 1979
- [Sca67] S. O. Scanlan, J. D. Rhodes, „Microwave networks with constant delay“, IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol. CT-14, No. 3, September 1967, 290–297
- [Sca68] S. O. Scanlan, J. D. Rhodes, „Microwave allpass networks – Part I“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 16, No. 2, February 1968, 62–72
- [Sca90] J. O. Scanlan, „Microwave filters with simultaneous conditions on amplitude and phase“, IEEE Int. Symp. on Circuits and Systems, May, 1990, 2065–2068

- [Sen00] O. A. Sen, Y. Sen, N. Yildirim, „Synthesis of cascaded quadruplet filters involving complex transmission zeros“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., June 2000, 1177–1180
- [Sta69] L. J. Stagg, „Bandpass LC filters having prescribed amplitude and nearly constant group-delay characteristics“, Proc. IEE, Vol. 116, No. 1, January 1969, 53–58
- [Unb93] R. Unbehauen, *Netzwerk- und Filtersynthese*, 4. Auflage, Oldenbourg-Verlag, 1993
- [Wan71] R. D. Wanselow, „Direct coupled waveguide resonator equalizer networks“, Journal of the Franklin Institute, Vol. 292, No. 3, September 1971, 179–192
- [Wan74] R. D. Wanselow, D. A. Taggart, „Circularly polarized equalizer networks“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-22, No. 1, January 1974, 63–66
- [Wen65] R. J. Wenzel, „Exact theory of interdigital band-pass filters and related coupled structures“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, No. 9, September 1965, 559–575
- [Wen75] R. J. Wenzel, „Solving the approximation problem for narrowband bandpass filters with equal-ripple passband response and arbitrary phase response“, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1975, 50
- [Wil01] A. E. Williams, J. I. Upshur, M. M. Rahman, „Asymmetric response band-pass filter having resonators with minimum couplings“, Int. Patent, Int. Publ. No. WO 01/39318 A1, 31. May 2001
- [Wit70] K. Wittmann, G. Pfitzenmaier, F. Künemund, „Dimensionierung reflexionsfaktor- und laufzeitgeebneter versteilter Filter mit Überbrückungen“, Frequenz 24, Nr. 10, 1970, 307–312
- [Woo65] K. Woo, „An adjustable microwave delay equalizer“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, No. 3, March 1965, 224–232
- [You98] F. A. Young, R. L. Bennett, K. N. Loi, „Non-uniform Q self amplitude equalized bandpass filter“, United States Patent, Patent No. 5 760 667, 2. June 1998
- [Yil02] N. Yildirim, „A revision of cascade synthesis theory covering cross-coupled filters“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 6, June 2002, 1536–1543
- [Zab85] I. H. Zabalawi, „A generalized chebyshev channelizing filter“, Int. J. Circuit Theory and Applications, Vol. 13, 1985, 37–45
- [Zin95] O. Zinke, H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik 1*, 5. Auflage, Springer-Verlag, 1995

Danksagung

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand bei der Tesat Spacecom GmbH & Co.KG in Backnang und wurde an der Bergischen Universität Wuppertal akademisch betreut.

Seitens der Hochschule gilt mein Dank Herrn Prof. Dr. H. Chaloupka für die Betreuung der Arbeit sowie für zahlreiche Anregungen und Diskussionen.

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

Seitens Tesat gilt mein besonderer Dank Herrn Dr. T. Kässer, der durch seine stetige Hilfsbereitschaft und persönliche Unterstützung sowie durch vielfältige Ratschläge und unzählige Diskussionen wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen hat.

Insbesondere möchte ich mich auch bei Herrn F.–J. Görtz bedanken, der mit seinen Anregungen, Hinweisen und seinem Engagement wertvolle Beiträge zum Fortgang der Arbeit geliefert hat.

Des Weiteren geht mein Dank an Herrn Wiesmann, den Leiter der Abteilung TE/EMD, für seine Unterstützung sowie für sein fortwährendes Interesse an meiner Arbeit.

Für seine Anregungen und Initiative danke ich dem ehemaligen Laborleiter von EMD1, Herrn Dr. D. Schmitt.

Herrn G. Binder und Herrn G. Horny gilt mein Dank für die Hilfe beim Filterabgleich. Außerdem möchte ich mich bei Herrn M. Grimm für das schnelle sowie überaus präzise Herstellen der Filter bedanken. Herrn H. Erbstößer danke ich für das Anfertigen von Konstruktionszeichnungen.