

Christian Arnold

Im Orbit einstellbare Ausgangfilter und -multiplexer



Scientific
Publishing

Christian Arnold

Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 87

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Im Orbit einstellbare Ausgangsfiler und -multiplexer

von
Christian Arnold

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Dipl.-Ing. Christian Arnold aus Heilbronn

Tag der mündlichen Prüfung: 13. Juli 2017
Referenten: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2017 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-0722-2
DOI 10.5445/KSP/1000073722

Vorwort des Herausgebers

Die Kommunikation über Satelliten für Dienste wie das Fernsehen erfreut sich einer ungebrochenen Beliebtheit. Das von der Erde in den Orbit ausgesandte Signal wird von der Satellitenantenne empfangen, gefiltert und rauscharm verstärkt sowie in der Frequenz umgesetzt. Danach teilt der Eingangsmultiplexer das gesamte Signal in die einzelnen Kanäle auf, um diese separat in Leistungsverstärkern mit Wanderfeldröhren bis auf Ausgangsleistungen von ca. 130 Watt pro Kanal im ka-Band (20 GHz Bereich) zu verstärken. Eine separate Verstärkung ist essentiell, da ansonsten Intermodulationsverzerrungen Schwierigkeiten bereiten würden. Am Ausgang kombiniert ein Ausgangsmultiplexer die Signale wieder, damit sie von der gemeinsamen Sendeantenne zur Erde zurückgesandt werden können.

Da die um die Erde kreisenden Kommunikationssatelliten bedingt durch den verfügbaren Teibstoffvorrat eine begrenzte Lebensdauer haben, müssen viele der existierenden Satelliten zeitnah ersetzt werden. Dazu kommen neue Dienste wie das Internet. Zusammen bedeutet das einen großen Bedarf an neuen Satelliten mit veränderten Anforderungen an die Nutzlast. Eine sehr wesentliche Forderung der Betreiber ist dabei die nach Flexibilität. Der Ausgangsmultiplexer besteht aus schmalbandigen Kanalfiltern die alle an einer sogenannten „Sammelschiene“ angeschlossen sind. Die Kanäle müssen alle schon bei der Entwicklung endgültig festgelegt werden. Ergibt sich während der Nutzungszeit des Satelliten ein abweichender Bedarf, kann darauf nicht mehr reagiert werden. An dieser Stelle wäre eine bessere Flexibilität

extrem vorteilhaft, wobei die Schwierigkeit nicht nur darin besteht, die Filter einstellbar zu machen, sondern insbesondere auch, die Anpassung an die Sammelschiene für alle Filterzustände zu gewährleisten. Genau an diesem Punkt setzt die Arbeit von Herrn Dipl.-Ing. Christian Arnold an.

Um die Problematik zu lösen, entwickelte Her Arnold ein neuartiges Impedanzinverterkonzept mit einstellbaren Koppelresonatoren und eine phaseneinstellbare Sammelschiene. Damit ist es ihm gelungen, nicht nur ein verstellbares Filter hoher Güte und gleichzeitig guter Temperaturstabilität zu realisieren, sondern auch eine gute Anpassung an die Sammelschiene in allen Filterzuständen zu gewährleisten. Ich bin mir sicher, dass seine Ansätze in der Wissenschaft und insbesondere der Industrie weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden. Herrn Arnold wünsche ich, dass seine Kreativität und sein großes Organisationstalent ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen wird.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

- Institutsleiter -

Danksagung

Diese Dissertation entstand im Rahmen meiner Tätigkeit bei Tesat Spacecom GmbH.

An dieser Stelle möchte ich den Personen danken, die direkt oder indirekt zum erfolgreichen Abschluss dieser Arbeit beigetragen haben.

Allen voran natürlich Herrn Prof. Dr. Ing. Thomas Zwick als universitären Betreuer des „Karlsruher Institut für Technologie“, sowie Dr. Ing. Jean Parlebas als Betreuer und geschätztem Kollegen bei Tesat Spacecom.

Weiterhin möchte ich Herrn Michael Grimm stellvertretend auch für die Mitarbeiter des Tesat Musterbaus danken. Sowohl die Herstellung der Prototypen als auch die unvermeidlichen Nacharbeiten wurden immer äußerst zügig und mit höchster Präzision ausgeführt.

Für die Durchführung des - nicht immer ganz einfachen - Feinabgleichs der Filter und Multiplexer gebührt den Herren Richard Meiser und Gerd Binder großer Dank. Nicht immer war es vor dem Abgleich direkt ersichtlich, dass am Ende des Prozesses ein perfekt angepasstes Filter herauskommt. Danken möchte ich an dieser Stelle auch dem ehemaligen Kollegen Charles Thibaut, der die ersten CAD-Design Studien des Filters aufgebaut hat, sowie den weiteren beteiligten Konstrukteuren Andreas Wacker und Christian Behr.

Das deutsche Zentrum für Luft und Raumfahrt (DLR) als Fördergeber hat diese Arbeit erst ermöglicht. Diese Arbeit wurde gefördert von der Raumfahrt-Agentur des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR)

e.V. mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages. Förderkennzeichen: 50YB1107.

Besonders erwähnen möchte ich Herrn Reinhold Pietsch als Projektleiter (näheres zum Fördervorhaben siehe Abschnitt 1.3). Auch Herrn Dr. Tobias Kässer als Betreuer des Schwesterprojekts „Flex-Imux“ möchte ich an dieser Stelle für die unzähligen Abstimmungsrunden zur Erstellung diverser Compliance-Statements zu generischen Anforderungen der OHB Plattform danken. Ebenso ein Danke an die vielen weiteren Kollegen bei Tesat in den Bereichen PP, AP, CS und CP, die zum Gelingen dieser Arbeit und des Projekts beigetragen haben.

Danken möchte ich auch den vielen Praktikanten und Diplomanden, die bei Simulation und Softwareentwicklung wertvolle Beiträge geliefert haben, insbesondere Julian Mechler, Julia Nowak, Sebastian Bohm, Felix Kreutz, Pierre Franck und Sebastian Heinrich, wobei Herr Heinrich auch nach seiner Diplomarbeit als geschätzter Kollege jederzeit, insbesondere im Bereich Software, für fruchtbare Diskussionen zur Verfügung stand.

Nicht unerwähnt bleiben soll hier auch die Zusammenarbeit mit Herrn Professor Schneider und der Universität Bremen. Im Rahmen dieser Kooperation wurde das Einstellkonzept der Resonatoren mittels Piezo-Antrieben untersucht.

Nicht zuletzt danke ich meinen vielen Korrekturlesern und meiner Frau Johanna, sowie Simon und Lisa, die ihrem Papa nur selten beim Schreiben über die Tastatur gehüpft sind.

Backnang, 2017

Christian Arnold

Inhaltsverzeichnis

1	Satellitenkommunikation und flexible Kommunikationsnutzlasten	1
1.1	Satellitensysteme	3
1.1.1	Multiplexing und kanalweise Verstärkung	5
1.2	Flexibilität der Satelliten-Nutzlast	5
1.2.1	Flexibilität der Ausgangsleistung	7
1.2.2	Multiport Amplifier	8
1.2.3	Flexibilität der Ausleuchtzone	9
1.2.4	Flexibilität durch digitale Filterung	10
1.2.5	Frequenzplanflexibilität auf Systemebene - klassischer Ansatz	12
1.2.6	Frequenzplanflexibilität mit Hilfe flexibler Ausgangsmultiplexer	12
1.3	Projekträger und Einsatz der neuartigen Filtertechnologie	14
1.3.1	Heinrich Hertz Mission	15
1.4	Aufgabenstellung und Gliederung der Arbeit	16
2	Filter- und Multiplexertheorie	19
2.1	Übertragungsfunktion	19
2.2	Filter im Ersatzschaltbild	23
2.2.1	Tiefpassersatzschaltbild	24
2.2.2	Der Impedanz- und Admittanzinverter	26
2.2.3	Frequenzinvariante Reaktanz-Elemente	29

2.2.4	Koppelmatrix	30
2.3	Syntheseverfahren mit Hilfe der ABCD-Matrix	33
2.4	Transformation in Hohlleiterfilter	39
2.4.1	Transformation in den Bandpassbereich	39
2.4.2	Leitungen als Resonatoren	41
2.5	Vollwellenumsetzung	46
2.6	Multiplexersynthese	50
2.6.1	Einseitig abgeschlossene Filter	52
2.6.2	Multiplexersynthese	52
2.7	Zusammenfassung	54
3	Flexible Filter	57
3.1	Einstellung der Mittenfrequenz	57
3.2	Einstellung der Bandbreite	61
3.2.1	Einstellbarer Immitanzinverter	62
3.2.2	Realisierung nicht einstellbarer Immitanzinverter	64
3.2.3	Realisierung einstellbarer Immitanzinverter mit Reaktanzen	65
3.2.4	Diskussion der Gleichungen und Grenzen	73
3.2.5	Alternative Realisierung einstellbarer Immitanzinverter mit Invertern	81
3.3	Synthese des flexiblen Filters	84
3.3.1	Filterfunktion	84
3.3.2	Ersetzung der Inverter durch neuartige Impedanzinverter	87
3.4	Vollwellenumsetzung des flexiblen Filters	95
3.4.1	Optimierungsstrategie	97
3.4.2	Filterrealisierung und Simulation	99
3.5	Messungen am Filter	101
4	Leistungsaspekte und Temperaturkompensation	107

4.1	Temperaturkompensation und thermisches Design	107
4.1.1	Eigenschaften typischer Gehäusematerialien für Mikrowellenfilter	109
4.1.2	Kompensationsbedarf	110
4.1.3	Kompensationskonzept	112
4.1.4	Messung der Temperaturkompensation am Einzelfilter	117
4.2	Thermisches Design und Wärmeabführung	120
4.2.1	Thermische Auslegung des Kompensationstellers . .	121
4.3	Begrenzung der Eingangsleistung durch HF-Effekte	124
4.3.1	Multipaction Analyse des Filters	126
4.3.2	Corona Analyse des Filters	129
5	Im Orbit einstellbares Filter	133
5.1	Aktuatoren	133
5.1.1	Linearisierung	135
5.1.2	Raumfahrttaugliches Linearisiererdesign	135
5.2	Ansteuerung	137
5.2.1	Treiberplatten	138
5.2.2	Ansteuersoftware	140
5.3	In-Orbit Einstellkonzept	141
5.4	Finales mechanisches Design	141
6	Flexible Ausgangsmultiplexer	143
6.1	Multiplexer	143
6.1.1	Zirkulatorkette	143
6.1.2	Hybridkette	146
6.1.3	Sammelschiene	147
6.1.4	Bewertung der Multiplexingkonzepte	148
6.2	Die Sammelschiene	150
6.2.1	Sammelschiene ohne Phasenkompensation	150

6.2.2	Phasenkompensation der Sammelschiene	153
6.2.3	Phasenkompensierte Sammelschiene – Konzept . . .	156
6.2.4	Phasenkompensierte Sammelschiene – Design . . .	157
6.3	Simulierte Multiplexerperformance	158
6.3.1	Untersuchung der phasenkompensierten Sammelschiene	163
6.4	Gemessene Multiplexerperformance	166
7	Schlussfolgerung	173
A	Satellitenkommunikation	177
A.1	Frequenzbereiche der Satellitenkommunikation	177
A.2	Einflüsse auf den Übertragungskanal	178
	Literatur	191

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

BMVg	Bundesministerium der Verteidigung
CAN	engl. <i>controller area network</i>
CTE	engl. <i>coefficient of thermal expansion</i>
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt
DTP	engl. <i>digital transparent processor</i>
EADS	European Aeronautic Defence and Space Company
ECSS	European Cooperation for Space Standardization
EPC	engl. <i>electronic power conditioner</i>
ESA	European Space Agency
equi-ripple	Gleichmässige Welligkeit
FEM	Finite Elemente Modell
FIR	engl. <i>frequency independent reactance</i>
FPGA	engl. <i>field programmable gate array</i>
FM	engl. <i>flight model</i>
HF / RF	Hochfrequenz, engl. <i>radio frequency</i>
IMUX	engl. <i>input multiplexer</i>
ITU	International Telecommunication Union
LCAMP	engl. <i>linearized channel amplifier</i>
LNA	engl. <i>low noise amplifier</i>

MPA	engl. <i>multiport amplifier</i>
MPM	engl. <i>microwave power module</i>
OMUX	engl. <i>output multiplexer</i>
PFM	engl. <i>proto flight model</i>
Pin-Diode	engl. <i>positive intrinsic negative Diode</i>
PIM	engl. <i>passive intermodulation</i>
PP-DFW	engl. <i>passive products - design framework</i>
QM	engl. <i>qualification model</i>
SEY	engl. <i>secondary electron yield</i>
SOC	engl. <i>statement of compliance</i>
SPDT	engl. <i>single pole double throw</i> Schalter
SPST	engl. <i>single pole single throw</i> Schalter
TWTA	engl. <i>travelling wave tube amplifier</i>
Transponder	engl. <i>transmitter/responder</i>
UHF	engl. <i>ultra high frequency</i>

1 Satellitenkommunikation und flexible Kommunikationsnutzlasten

Seit der russische Sputnik im Jahr 1957 als erster Satellit ein Signal zur Erde funkte, hat eine rasante Entwicklung in der Satellitenkommunikation stattgefunden. Kommunikationssatelliten können heute typischerweise bis zu 100 Kanäle mit Kanalleistungen bis 300 W bedienen. Die Sendefrequenzbereiche erstrecken sich vom C-Band (4 GHz), über das klassische Ku-Band (10.7-12.75 GHz), auf dem heute der Großteil der TV-Daten übertragen wird, bis zum Ka-Band (17.7-22.0 GHz). Insbesondere im Ka-Band werden zunehmend innovative Dienstleistungen bereitgestellt. Dies ist einerseits in der Tatsache begründet, dass im Ka-Band bisher weitgehend ungenutzte Bandbreitenreserve zur Verfügung steht [Wel13]. Andererseits lassen sich im Ka-Band Geschäft innovative Endgeräte einfacher auf den Markt bringen, als im eher traditionell ausgerichteten und weitgehend gesättigten Ku-Band Markt. Ein Vorteil für die zunehmend mobilen Endgeräte ist auch die vergleichsweise geringere Baugröße, die aus der Verwendung höherer Frequenzen resultiert [Bad12].

Das Spektrum der Dienstleistungen reicht von klassischen TV- und Telekommunikationsdienstleistungen über hochbitratige Datenverbindungen zu Schiffen, Flugzeugen oder schlecht erschlossenen Regionen bis hin zu Datenrelaisdienstleistungen für Satelliten in niedrigen Orbits (beispielsweise Forschungs- und Erdbeobachtungssatelliten).

Dieses große Spektrum unterschiedlicher Anwendungsbereiche in Verbindung mit den hohen Kosten für Entwicklung, Aufbau, Test und Start eines Satelliten und der langen geplanten Lebensdauer von kommerziellen Satelliten von in der Regel 15 Jahren weckt bei den Betreibergesellschaften den Wunsch nach möglichst großer Flexibilität der Nutzlast (Payload). Ziel ist es, den Frequenzplan des Satelliten möglichst flexibel an verschiedene Business Cases anpassen zu können [FHL11; Sar13; Hal12]. Mögliche Szenarien sind neben der Änderung der zu übertragenden Daten auch die Übernahme eines Satelliten durch eine neue Betreibergesellschaft oder die Neupositionierung eines Satelliten im Orbit, um die Aufgaben eines anderen Satelliten zu übernehmen. Alleine der Luxemburger Satellitenbetreiber SES musste im Jahr 2011 dreizehnmal Satelliten umpositionieren [Hal12].

Um die gewünschte Anpassungsfähigkeit zu erreichen, muss die gesamte Signalverarbeitungskette auf dem Satelliten flexibel einstellbar sein. Da es sich bei Kommunikationssatelliten in der Regel um reine Repeater handelt, umfasst die Verarbeitungskette einen Eingangsmultiplexer, der das breitbandige Eingangssignal in schmale Einzelkanäle zerlegt, die Vor- und Leistungsverstärker, sowie die Ausgangsmultiplexer, die die schmalbandigen Hochleistungssignale wieder zu einem breitbandigen Signal zusammenführen, sodass es auf einer Sendeantenne abgestrahlt werden kann.

Diese Dissertation beschäftigt sich mit der Realisierung des flexiblen Ausgangsmultiplexers. Dieser besteht aus mehreren schmalbandigen Kanalfiltern, welche an einem gemeinsamen Hohlleiter, der sogenannten Sammelschiene, angeschlossen sind. Im Wesentlichen sind hierfür zwei Herausforderungen zu meistern. Zum Einen die Realisierung eines in Mittenfrequenz und Bandbreite einstellbaren Kanalfilters, zum Anderen die phasenrichtige Aufschaltung dieser einstellbaren Filter auf die Hohlleitersammelschiene.

1.1 Satellitensysteme

Die in dieser Arbeit zu entwickelnde Technologie wird Teil der Nutzlast eines Kommunikations Satelliten sein. Um die Einordnung dieser Technologie in das Gesamtsystem zu ermöglichen, soll im Folgenden auf den Aufbau eines Kommunikationssatellitensystems eingegangen werden.

Ein typischer Kommunikationssatellit arbeitet in der Regel als „aktiver Reflektor“. Das bedeutet, er empfängt ein von der Erdoberfläche gesendetes Signal, setzt es in den Sendefrequenzbereich um, verstärkt dieses und strahlt das verstärkte Signal wieder ab. Es findet keine weitergehende Signalverarbeitung wie Demodulation oder Codierung statt. Dieser Ansatz schränkt zwar die Möglichkeiten zur Verbesserung der Signalqualität ein. Allerdings erlaubt er maximale Flexibilität, da der Satellit völlig unabhängig von der Modulationsart betrieben werden kann. Ein solches System wird auch als Transponder (Transmitter/Responder) System bezeichnet. Abb. 1.1 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Systems.

Nach der Empfangsantenne wird zunächst ein breitbandiges Rauschunterdrückungsfilter eingesetzt und das Empfangssignal vom Low Noise Amplifier vorverstärkt. Anschließend wird das breitbandige Signal vom Eingangsmultiplexer in viele schmalbandige Kanäle aufgeteilt, die einzeln verstärkt werden (vgl. 1.1.1). Die folgende Eingangsschaltmatrix besteht in der Regel aus mechanischen koaxialen Schaltern. Sie dient zum Einen dazu, zusammen mit der Ausgangsschaltmatrix, Redundanz bereitzustellen, sodass im Falle des Ausfalls eines Leistungsverstärkers der entsprechende Signalpfad durch einen anderen Verstärker bedient werden kann. Zum Anderen kann mit Hilfe der Schalter eine gewisse Flexibilität des Frequenzplans erreicht werden, indem zwischen Multiplexern mit unterschiedlichen Frequenzplänen umgeschaltet werden kann. Im Anschluss wird das Signal vom Microwave Power Module (MPM) verstärkt. Die nötigen Schutzschaltungen mit

Isolatoren sind im Blockschaltbild nicht dargestellt. Das MPM besteht aus den Komponenten

- LCAMP – Linearized Channel Amplifier: Das Signal wird vorverzerrt und vorverstärkt, um die Nichtlinearität des Leistungsverstärkers auszugleichen.
- TWTA – Travelling Wave Tube Amplifier: Als Leistungsverstärker kommen in der Regel Wanderfeldröhrenverstärker zum Einsatz.
- EPC – Electronic Power Conditioner: Stellt die Hochspannungsversorgung für den Verstärker sicher.

Nach den Leistungsverstärkern befindet sich mit der Ausgangsschaltmatrix das Pendant zur Eingangsschaltmatrix. Die Kanäle können mit dieser auf verschiedene Eingänge der Ausgangsmultiplexer geschaltet werden. Der Ausgangsmultiplexer kombiniert die einzelnen Kanäle zu einem Breitband-signal, das über die Sendeantenne abgestrahlt wird.

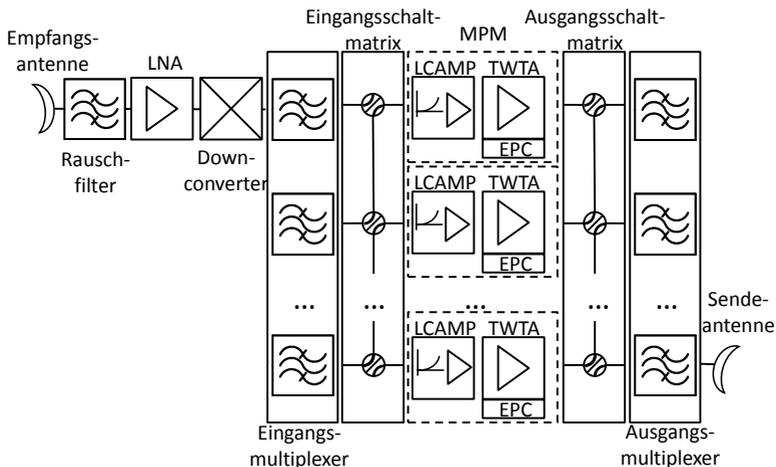


Bild 1.1: Blockschaltbild eines typischen Kommunikationssatellitensystems.

1.1.1 Multiplexing und kanalweise Verstärkung

Im wesentlichen gibt es zwei Gründe, warum in der Regel einzelne schmalbandige Kanäle statt Breitbandsignale verstärkt werden.

- **Intermodulation:** Die schmalbandigen Kanäle werden normalerweise mit nur einem Träger betrieben. Hierdurch werden die im Mehrträgerbetrieb auftretenden Intermodulationsprodukte vermieden. Der Betriebszustand, in dem die Wanderfeldröhrenverstärker maximale Ausgangsleistung liefert, wird als Sättigungsbetrieb bezeichnet. In Sättigung ist aber auch die Nichtlinearität des Verstärkers sehr hoch. Wird der TWTA mit mehreren Trägern betrieben, muss also die Ausgangsleistung zurückgenommen werden (Backoff), um eine akzeptable Linearität und damit akzeptable Intermodulationsprodukte zu erhalten.
- **Ausgangsleistung:** Zusätzlich ist bei Verwendung einer einzelnen Röhre natürlich die Ausgangsleistung begrenzt. Durch Zusammenführen mehrerer schmalbandiger Kanäle kann eine bedeutend höhere Gesamtleistung erreicht werden.

In kleineren Satellitensystemen wird teils auch auf die Kanalisierung verzichtet und das Signal breitbandig verstärkt. Die Röhre wird dabei im Backoff betrieben. Außerdem existieren Techniken wie Multiport Amplifier (MPA, [PJa+]), bei denen die Eingangssignale breitbandig auf viele Einzelverstärker verteilt werden. Die Anforderungen an die Ausgangsleistung jedes einzelnen Verstärkers ist somit geringer (vgl. Abschnitt 1.2.1).

1.2 Flexibilität der Satelliten-Nutzlast

Das Erreichen größtmöglicher Flexibilität der Satelliten-Nutzlast wird in [Sar13] als „Heiliger Gral“ der Nutzlastentwicklung bezeichnet. Die De-

definition von Flexibilität ist dabei in der Literatur recht weit gefasst. Übereinstimmend wird Flexibilität in folgenden Punkten gefordert [FHL11; Por+12; Spe12]:

- Flexibilität der Ausgangsleistung
- Flexibilität der Ausleuchtzone und Polarisation
- Flexibilität des Frequenzplans bzw. der Telemetrie und Telecommand-Frequenzen

In [Por+12] und [Tho12] wird außerdem auf Flexibilität des Frequenzspektrums eingegangen. Im Wesentlichen erlaubt die dort beschriebene Technik ein in einem bestimmten Frequenzband empfangenes Signal in ein beliebiges anderes Frequenzband zu mischen und dort zu senden. Im Abschnitt 1.2.5 wird hierauf näher eingegangen.

In [Spe12] wird aus Betreibersicht (SES) neben den oben genannten Punkten auch Flexibilität in der Wahl der Trägerrakete und der Orbitalposition als wünschenswert erachtet.

Grundsätzlich muss auch unterschieden werden, ob „in-Orbit“ Flexibilität gewünscht wird oder lediglich Flexibilität im Sinne einer möglichst späten Festlegung der Designparameter im Designprozess des Satelliten. In [Por+12] wird dies als Generizität bezeichnet. Während die in-Orbit Einstellbarkeit der Payload natürlich die Königsklasse der Flexibilität darstellt, ist es für die Satellitenbetreiber oft ausreichend, konkrete Parameter spät, aber noch vor dem Satellitenstart festlegen zu können, da der Business Case vor dem Start in der Regel bereits feststeht (vgl. [Hal12]). Als Vorteile der Generizität werden in [Por+12] weiterhin Kostenersparnis und Zeitersparnis durch Standardisierung der Designprozesse genannt. Auch in [Por+13] wird cost-per-bit als größter Treiber für die Flexibilisierung der Payload genannt.

Natürlich sind auch hybride Ansätze zwischen klassischer, nicht flexibler Payload und beiden flexiblen Modellen denkbar. So könnte ein großer Teil des Satelliten bereits für „Standardanwendungen“ vorgesehen sein, und demzufolge mit klassischen, nicht flexiblen Geräten bestückt werden. Für einen weiteren Teil sind möglicherweise mehrere konkurrierende Endkunden in Verhandlung, sodass noch nicht alle Parameter festgelegt werden können. Ein weiterer Teil der verfügbaren Kapazität kann mit vollständig in-Orbit einstellbaren Filtern bestückt werden, um im Bedarfsfall auf neue Anforderungen reagieren zu können.

Im Folgenden soll kurz darauf eingegangen werden, wie Flexibilität in den oben genannten Punkten erreicht werden kann. Der Schwerpunkt dieser Dissertation liegt in der Betrachtung der Flexibilität des Frequenzplans von Ausgangsfiltern und -multiplexern.

1.2.1 Flexibilität der Ausgangsleistung

Die Sendeleistung eines Satelliten flexibel einstellen zu können ist aus mehreren Gründen wünschenswert [Pet11].

- Industrieller Aspekt: Kürzere Lieferzeiten, da die benötigte HF-Leistung erst spät im Satellitendesignprozess feststeht.
- Technischer Aspekt: Reaktion auf Degradation des Sendekanals, z.B. erhöhte Verluste durch Regen oder starke Bewölkung.
- Kaufmännischer Aspekt: Reaktion auf geänderte Nutzungsanforderungen, Neupositionierung des Satelliten.

In [Pet11] werden im Wesentlichen zwei Methoden zur Einstellung der Verstärkung eines Wanderfeldröhrenverstärkers benannt. Die erste Methode besteht in der Reduktion der Eingangsleistung, sodass die Röhre nicht mehr

in Sättigung, sondern im Backoff betrieben wird. Jedoch bleibt bei dieser Methode die DC-Leistungsaufnahme nahezu konstant, damit sinkt der Wirkungsgrad. Wie oben erwähnt, hat der Backoff-Betrieb der Röhre den Vorteil, dass die Linearität und auch die Verstärkung der Röhre ansteigt. Die zweite Methode besteht in der Reduktion der Anodenspannung und damit eine Reduktion des Elektronenstroms. Vorteil dieser Methode ist ein nahezu gleichbleibender Wirkungsgrad. Nachteil ist allerdings eine Verringerung der erzielbaren Verstärkung und Änderung des Frequenzverhaltens. Dies muss mit Hilfe eines flexiblen Vorverstärkers (LCAMP) korrigiert werden.

1.2.2 Multiport Amplifier

Eine sehr flexible Möglichkeit, die zur Verfügung stehende Gesamtleistung auf verschiedene Spotbeams aufzuteilen, ist der sogenannte Multiport Amplifier (MPA) [PJa+]. Beim MPA werden die Eingangssignale durch eine Butlermatrix, bestehend aus 3 dB Hybridkopplern, aufgeteilt und mit Hilfe mehrerer linearer Verstärker verstärkt. Am Ausgang der Verstärker wird das verstärkte Signal durch eine weitere Butlermatrix an die verschiedenen Antennen verteilt. Die Aufteilung der Eingangsleistungen auf die verschiedenen Ausgänge erfolgt durch die Phasenlage der Eingangssignale. Es ist beispielsweise möglich, die gesamte Leistung an einem Ausgang abzurufen oder die Gesamtleistung gleichmäßig zu verteilen.

Der MPA kann als Verstärker mit variabler Ausgangsleistung eingesetzt werden. In diesem Fall würden die Ausgangssignale durch Ausgangsmultiplexer kombiniert und an eine gemeinsame Antenne geführt. Sein volles Potential spielt der MPA jedoch nur aus, wenn für jeden Ein- und Ausgang des MPA eine Sende- bzw. Empfangsantenne zur Verfügung steht. In diesem Fall kann die zur Verfügung stehende Leistung ohne Verwendung zusätzlicher Schalernetzwerke auf die Sendeantennen aufgeteilt werden, sodass

beispielsweise auf wetterbedingte Störungen oder geopolitische Ereignisse reagiert werden kann.

Das MPA Prinzip beruht darauf, dass die zur Verfügung stehenden Verstärker mit den breitbandigen Eingangssignalen beaufschlagt werden. Die Verstärker werden daher in der Regel mit Mehrträgersignalen betrieben. Daher bestehen hohe Anforderungen an die Linearität der Verstärker, um Intermodulationsprodukte möglichst zu vermeiden. Dies führt dazu, dass die Verstärker nicht in Sättigung und damit nicht mit maximaler Effizienz betrieben werden können. In [Shi+12] wird ein 4x4 MPA-System vorgestellt.

1.2.3 Flexibilität der Ausleuchtzone

Moderne Kommunikationssatelliten verfügen üblicherweise nicht nur über eine einzige Sendeantenne, sondern verwenden verschiedene Spotbeam Antennen, mit denen gezielt einzelne Regionen bedient werden können. Besonders für diese räumlich eng begrenzten Spotbeams ist eine nachträgliche Änderung der Abstrahlrichtung von Interesse, um Änderungen im Bedarf Rechnung tragen zu können. Beispielsweise könnte eine solche Änderung durch die wirtschaftliche Entwicklung eines Staates oder durch erhöhten Kommunikationsbedarf für Katastrophenhilfe oder militärische Konflikte verursacht werden.

Es stehen verschiedene Techniken zur Verfügung um eine nachträgliche Änderung der Ausleuchtzone zu ermöglichen [FHL11]. Zum Einen können Phased Arrays als Antennen oder als Feed eingesetzt werden. Eine weitere Möglichkeit sind formveränderliche Reflektoren. Die Möglichkeit, Spotbeams nachträglich neu zu positionieren, wird von den Satellitenbetreibern bereits seit mehr als einem Jahrzehnt erfolgreich genutzt [Sar13; Fon+14]. In einem solchen, in [Shi+12] vorgestellten System, kann die zur Verfügung stehende Gesamtleistung mit Hilfe eines MPA (vgl. Abschnitt 1.2.1) auf die

Spotbeams verteilt werden. Dies erlaubt die Kompensation von atmosphärischen Störungen des Kommunikationskanals (Rainfade). Alternativ wird in [Shi+12] auch ein Konzept zur Kompensation des Rainfade vorgeschlagen, welches die Anpassung der Größe der Ausleuchtzone bei gleichbleibender Leistung pro Spotbeam vorsieht.

1.2.4 Flexibilität durch digitale Filterung

In [Fon+14] wird vollständig digitale Flexibilität als die dritte und damit letzte Stufe der Flexibilität bezeichnet (nach einer ersten Stufe mit flexibler Ausgangsleistung, einstellbaren Antennen und flexiblen Konverterfrequenzen und einer zweiten Stufe mit digitaler Kanalisierung und digitalen Verteilnetzwerken auf die Sendeantennen).

Hierbei wird das Eingangssignal blockweise ins Basisband gemischt und digitalisiert. Ein digitaler Signalprozessor übernimmt die Filterung und Verteilung der Signale auf verschiedene Ausgänge, wo sie wieder in analoge Signale gewandelt werden. In [Fon+14] wird dieser Prozessor als „digital transparent processor“ bezeichnet, dies meint, dass die Signalverarbeitung im Prozessor einem analogen System entspricht. Es findet außer der Kanalisierung und Verteilung des Signals keine weitere Verarbeitung des Signals (Codierung, Modulation) statt.

Die digital aufgeteilten Signale werden nun auf die Eingänge eines MPA geleitet. Dieser hat in diesem Szenario die Aufgabe, die einzelnen Eingänge zu verstärken und auf die gewünschte Sendeantenne zu verteilen. Da die Konnektivität der Eingänge mit den Ausgängen lediglich über die Phasenschieber am Eingang der Verstärker eingestellt wird, ist auch am Ausgang eine vollständig digitale Verteilung der Leistung möglich.

Eine Limitation dieses Konzepts ist die erreichbare Bandbreite. Der Signalprozessor, sowie die D/A- und A/D-Wandler müssen unter widriger Strah-

lungsumgebung auf dem Satelliten arbeiten. Der Zusammenhang zwischen erforderlicher Abtastrate bzw. Verarbeitungsrate des Prozessors wird dabei durch das Nyquist-Kriterium vorgegeben: $f_{abst} > 2f_{max}$, wobei bei Verarbeitung im Basisband f_{max} der maximalen Bandbreite des Signals entspricht. Für ein praktisches System ist außerdem Oversampling vorzusehen, um die Rekonstruktion des Digitalsignals zu ermöglichen und Aliasing-Effekte zu vermeiden. Bei einer angenommenen Oversamplingrate von 1.5 kann also mit einer digitalen Verarbeitungskette (A/D- und D/A-Wandler, Signalprozessor), die 900 MSamples/s verarbeitet, eine effektive Bandbreite von 300 MHz erreicht werden.

Die erste Generation eines digitalen Prozessors wurde von der Firma Thales für die Syracuse und MTSAT Satelliten entwickelt. Es erreicht eine Bandbreite von 125 MHz [Fon+14]. Derzeit läuft die Entwicklung der zweiten Generation mit Bandbreiten von 270 MHz. Auch die Firma Astrium hat digitale Prozessoren für die Inmarsat 4, Skynet 5 und Alphasat Satelliten verkauft [Por+12] und entwickelt derzeit Systeme mit 240 MHz Bandbreite. Zum Vergleich: der in diesem Projekt zur Motoransteuerung eingesetzte raumfahrtqualifizierte FPGA arbeitet mit typischen Taktfrequenzen im Bereich von 30 MHz. Ein klassisches analoges Kommunikationssystem, bestehend aus dielektrischen Eingangs- und hohlleiterbasierten Ausgangsmultiplexern, die gegebenenfalls mit Diplexern kombiniert werden, kann Bandbreiten von 2 GHz und mehr abdecken.

In der Gesamtbetrachtung ist die vollständig digitale Filterung und Verteilung der Eingangssignale ein sehr attraktives Konzept. Derzeit scheint jedoch die Verarbeitungsgeschwindigkeit der verfügbaren raumfahrttauglichen Bauteile nicht ausreichend, um zu analogen Hohlleiterlösungen vergleichbare Bandbreiten zu erzielen.

1.2.5 Frequenzplanflexibilität auf Systemebene - klassischer Ansatz

Die Flexibilität des Frequenzplans wird in heutigen Satellitennutzlasten der Einfachheit halber meist auf Systemebene implementiert. Mit Hilfe von Hohlleiter- und Koaxialschaltmatrizen können die Signale der Eingangsantennen auf verschiedene Ausgangsantennen umgeschaltet werden, um verschiedene Regionen der Erde bedienen zu können. Dieser Ansatz wird beispielsweise in [MB09; Sar13] beschrieben. Soll auch eine gewisse Flexibilität des Frequenzplanes erreicht werden, bedeutet dies, dass Kanäle für potentielle spätere Nutzung vorgehalten werden, obwohl sie zur Startzeit des Satelliten nicht benötigt werden. Somit stehen mehr Filterkanäle zur Verfügung als durch die vorhandenen Verstärker bedient werden können. In [Spe12] wird der typische Überschuss der Zahl von Filterkanälen verglichen mit der Zahl von Verstärkern als $1/4$ beziffert.

Zur späteren Rekonfiguration des Satelliten kommen Hohlleiter- oder koaxiale Schalter zum Einsatz [Fon+14].

Die offensichtlichen Nachteile dieses Konzepts sind hohe Masse, Abmessungen und Kosten für Kanäle, die möglicherweise niemals benutzt werden. Ebenso müssen die entsprechenden Hohlleiterschaltmatrizen auf dem Satelliten vorgehalten werden. Die Flexibilität ist in einem solchen Szenario immer auf zur Entwicklungszeit festgelegte Szenarien beschränkt. Eine vollständige Flexibilität des Frequenzplanes ist nicht möglich.

1.2.6 Frequenzplanflexibilität mit Hilfe flexibler Ausgangsmultiplexer

Die in der Literatur zitierten Konzepte für einstellbare Filter lassen sich grob in drei Klassen aufteilen. Die ersten beiden Realisierungsmöglichkei-

ten werden in der Literatur vornehmlich bei planaren Filtern eingesetzt. Die dritte Variante kommt für gewöhnlich bei Hohlleiterfiltern zum Einsatz.

1. Die Filterstruktur wird mit Hilfe eines Schalters verändert, wodurch in der Regel zwischen zwei Zuständen des Filters umgeschaltet werden kann. Als Schalter kommen PIN-Diodenschalter, MEMS-basierte Schalter oder optische Schalter zum Einsatz.
2. Am Filter ist eine variable Reaktanz an geeigneter Stelle angeschlossen, in der Regel ein Kondensator, durch die die Filterfunktion geändert werden kann. Zur Realisierung der variablen Kapazität werden MEMS-Schaltungen oder Varaktordioden eingesetzt.
3. Die Filterabmessungen werden mechanisch verändert, um Änderungen der Filterfunktion zu erzielen. Dieser Ansatz kommt vor allem bei Hohlleiterfiltern zum Einsatz.

In [Fon+14] wird auch darauf hingewiesen, dass die klassischen, nicht flexiblen Geräte in jedem Fall das Optimum der erreichbaren Performance darstellen, da diese gezielt auf den Anwendungsfall zugeschnitten werden. Gleichzeitig wird die Schlussfolgerung gezogen, dass diese Referenzperformance von den Kunden auch für flexible oder generische Geräte erwartet wird. Je nach Anwendungsfall und Nutzen an anderer Stelle (Zeit- und Kostenersparnis, zusätzliche Markchancen) wird auch die Bereitschaft, gewisse Degradation der Performance in Kauf zu nehmen, höher oder niedriger ausfallen. In jedem Fall wird sich ein generisches bzw. flexibles Gerät an der Performance des klassischen Gerätes messen lassen müssen.

Auch in [Jon+12] wird ein großes prinzipielles Interesse an flexiblen Filtern und Multiplexern gesehen, auch hier jedoch mit der Einschränkung, dass ein solches System zu vergleichbaren Kosten wie ein klassisches System realisiert werden kann.

In [Ros+88] wird als Anwendungsfall für Frequenzplanflexibilität das Konzept einer gemeinsamen Spare-Payload vorgeschlagen, die von verschiedenen Satellitenbetreibern genutzt werden kann. Diese basiert auf einstellbaren Multiplexern und kann bei Ausfall eines Kanals oder eines ganzen Satelliten dessen Aufgaben ganz oder teilweise übernehmen.

Ein solches auf flexiblen Ausgangsmultiplexern basierendes System wird in dieser Arbeit untersucht.

1.3 Projektträger und Einsatz der neuartigen Filtertechnologie

Diese Arbeit wurde in Teilen gefördert von der Raumfahrt-Agentur des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt (DLR) e.V. mit Mitteln des Bundesministeriums für Wirtschaft und Technologie aufgrund eines Beschlusses des Deutschen Bundestages. Förderkennzeichen: 50YB1107.

In Phase 1 dieses Förderprojekts wurde ein Konzept für die Umsetzung flexibler Filter und Multiplexer entwickelt und die Machbarkeit demonstriert. In Phase 2 wird das Konzept raumfahrttauglich umgesetzt und anhand eines Qualifikationsmodells (QM) für den Einsatz im Weltraum qualifiziert. Ein dreikanaliges *proto-flight model*, *PFM* wird anschließend aufgebaut, getestet und schließlich zur Integration auf dem Heinrich Hertz Satelliten ausgeliefert. Die systemseitigen Anforderungen an das Filter sind in [Sys11; Sys14] und den jeweiligen Statements of Compliance definiert.

Das DLR ermöglicht es auch, die im Rahmen dieser Arbeit zu entwerfende Hardware unter Raumflugbedingungen auf dem Heinrich Hertz Satelliten (H2Sat) zu testen (In-Orbit-Verifikation).

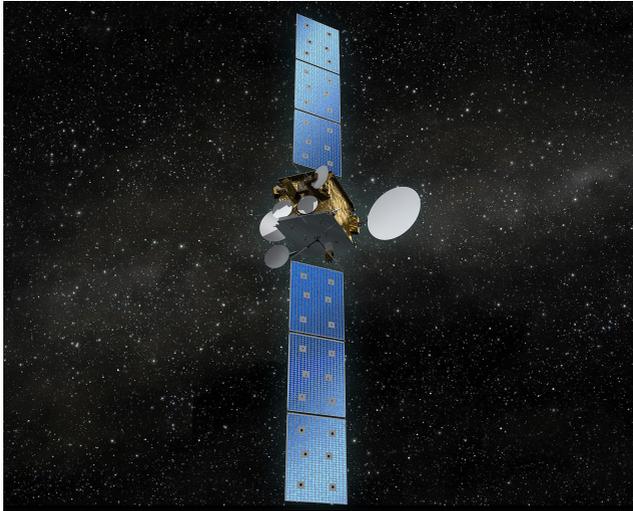


Bild 1.2: Künstlerische Darstellung des Heinrich-Hertz-Satelliten [Deu].

1.3.1 Heinrich Hertz Mission

Der Satellit Heinrich Hertz wird vom deutschen Zentrum für Luft und Raumfahrttechnik finanziert und von einem Konsortium aus OHB System AG und EADS Astrium geplant und gebaut. Ziel der Mission ist die Stationierung eines Forschungssatelliten im geostationären Orbit [Deu]. Der Satellit dient insbesondere der Erprobung neuer Technologien. Eine Konzeptstudie des Satelliten ist in Abb. 1.2 dargestellt.

Neben den flexiblen Ausgangsmultiplexern werden weitere innovative Kommunikationstechnologien auf dem Satelliten zum Einsatz kommen, darunter flexible Eingangsnetzwerke und verschiedene neuartige Verstärker- und Antennentypen.

1.4 Aufgabenstellung und Gliederung der Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist die Erforschung neuartiger Realisierungsansätze für Kanalfilter von Ausgangsmultiplexern zum Einsatz auf Kommunikationssatelliten, welche in Mittenfrequenz und Bandbreite in-Orbit einstellbar sind. Weiterhin werden Lösungsansätze zur Zusammenschaltung von drei dieser Kanalfilter zu einem Ausgangsmultiplexer erforscht und erstmals eine Lösung für einen vollständig einstellbaren dreikanaligen Sammelschienenmultiplexer vorgestellt.

Der Ausgangsmultiplexer soll im Ka-Band betrieben werden, die Mittenfrequenzen der Filter sollen zwischen 19.7 und 20.2 GHz einstellbar sein. Die Bandbreite soll in diskreten Schritten zwischen 36, 54 und 72 MHz umschaltbar sein. Das Filter soll für Eingangsleistungen von 130 W ausgelegt sein. Spezifische Anforderungen für den Einsatz auf Kommunikationssatelliten, wie zum Beispiel Hochvakuum- und Strahlungsfestigkeit, thermische und mechanische Randbedingungen müssen eingehalten werden.

Ein solcher in Frequenz und Bandbreite einstellbarer Ausgangsmultiplexer soll im Rahmen dieser Dissertation beschrieben werden. Bedingt durch den Einsatz im Satelliten muss das zu entwickelnde Gerät den rauen Umgebungsbedingungen während des Raketenstarts und beim Einsatz im Weltraum standhalten können. Hierzu zählen insbesondere die mechanischen Belastungen während des Starts und hohe Temperaturschwankungen sowie Strahlungsbelastung im Weltraum.

In Kapitel 1 wurden die Grundlagen eines Satellitensystems dargestellt. Es wurde insbesondere auf die Möglichkeiten der Flexibilisierung der Nutzlast des Satelliten eingegangen. Eine kurze Übersicht zum Stand der Technik und derzeit laufenden Entwicklungen im Bereich der flexiblen Nutzlasten

wurde ebenfalls in diesem Kapitel behandelt. Außerdem wurde der Heinrich Hertz Satellit als Technologieträger vorgestellt.

Kapitel 2 vermittelt einen umfassenden Überblick über die theoretischen Grundlagen von Mikrowellenfiltern. Der Schwerpunkt liegt auf der Synthese von Hohlleiterfiltern. Außerdem werden die Grundlagen der Zusammenschaltung der Filter zu einem Multiplexer mit Hilfe einer Hohlleitersammelschiene behandelt.

Im Kapitel 3 wird das neuartige Flex-Filter vorgestellt. Zur Einstellung der Kopplung zwischen Resonatoren werden neuartige Koppelresonatoren eingeführt. Aufbauend auf einem theoretischen Modell zur Einstellung von Mittenfrequenz und Bandbreite werden ausführlich die Syntheseprozesse für flexible Filter behandelt. Weiterhin werden Messergebnisse vorgestellt und Grenzen des neuen Verfahrens zur Bandbreiteneinstellung aufgezeigt.

In Kapitel 4 wird die Leistungsverträglichkeit des Filters untersucht, sowie eine Möglichkeit zur Temperaturkompensation des Filters entwickelt. Die Temperaturkompensation wird benötigt, um die Ausdehnung des Gehäusematerials des Filters zu kompensieren und somit eine stabile Filtercharakteristik über den Nutztemperaturbereich zu gewährleisten. Die über das Filter übertragbare Leistung ist zum Einen thermisch, zum Anderen durch HF-Durchbruchseffekte begrenzt (Multipaction). In diesem Kapitel wird daher die thermische Erstausslegung des Filters sowie die Multipaction-Analyse vorgestellt.

Kapitel 5 behandelt die Erweiterung des Filters bzw. des Multiplexers um elektromechanische Aktuatoren. Der HF-Teil der Filter ist durch die kontaktlosen Abgleichsteller so ausgelegt, dass es sich direkt mit einem linear wirkenden Aktuatorssystem bestücken lässt. In diesem Kapitel wird die Machbarkeit der elektromechanischen Einstellung demonstriert. Die konkrete Realisierung der Filter mit raumfahrttauglichen Aktuatoren und deren

Qualifikation für Raumfahrtanwendung ist nicht Gegenstand dieser Arbeit und wird im weiteren Projektverlauf vervollständigt werden.

Kapitel 6 befasst sich schließlich mit der Integration der einstellbaren Filter zu einem einstellbaren Ausgangsmultiplexer. Hierfür kommt ein neues Sammelschienenkonzept mit parallel wirkenden Phaseneinstellgliedern zum Einsatz. Es werden Simulations- und Messergebnisse vorgestellt und verglichen.

Weiterhin erfolgt im Kapitel 7 eine abschließende Betrachtung, Zusammenfassung und Diskussion der Kernpunkte dieser Arbeit.

2 Filter- und Multiplexertheorie

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der Filtertheorie behandelt. Der Schwerpunkt liegt hierbei auf der Theorie und Realisierung von Hohlleiterfiltern und -multiplexern.

2.1 Übertragungsfunktion

Die Filterfunktion wird durch ihre Übertragungsfunktion $G(s)$ charakterisiert. Diese ist in Gl. (2.1) dargestellt. Die Variable s ist dabei die komplexe Frequenz $s = \sigma + j * \omega$. Die Übertragungsfunktion stellt einen Zusammenhang zwischen der Eingangsleistung P_{in} und der Ausgangsleistung P_{out} her.

$$G(s) = \frac{P_{out}(s)}{P_{in}(s)} \quad (2.1)$$

$G(s)$ entspricht damit dem Verhältnis der transmittierten Leistung zur Eingangsleistung. Für die reflektierte Leistung gilt damit entsprechend nach Gl. (2.2) unter der Annahme eines verlustlosen Zweitors (vgl. Abb. 2.1):

$$R(s) = \frac{P_{in}(s) - P_{out}(s)}{P_{in}(s)} = 1 - G(s) \quad (2.2)$$

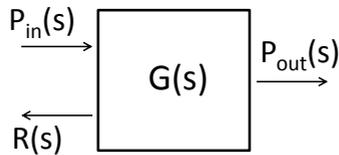


Bild 2.1: Übertragungsfunktion eines 2-Tores.

In der Filtertheorie wird nun die charakteristische Funktion [Hof97; CMK07; JS 01] des Filters $K(s)$ eingeführt, sodass nach Gl. (2.3) gilt:

$$|K(s)|^2 = \frac{R(s)}{G(s)} = \frac{1 - G(s)}{G(s)} = \frac{|r(s)|^2}{|t(s)|^2} \quad (2.3)$$

Die Größen $r(s)$ und $t(s)$ stellen hierbei Reflexions- und Transmissionsfaktor dar, der Transmissionsfaktor entspricht dem S-Parameter s_{21} . Damit gilt auch

$$G(s) = |s_{21}|^2 \quad (2.4)$$

Bei der Filtersynthese werden zunächst die charakteristischen Polynome $P(s)$ und $F(s)$, bzw. die Lage ihrer Nullstellen, festgelegt. Damit ist der Verlauf der Filterfunktion bis auf einen Skalierungsfaktor eindeutig definiert. $P(s)$ enthält alle Nullstellen s_{21_m} von s_{21} (Gl. (2.5)), $F(s)$ enthält alle Nullstellen s_{11_m} von s_{11} (Gl. (2.6)). M_{11} bezeichnet die Anzahl der Reflexionsnullstellen, die in der Regel der Kreiszahl des Filters (Filtergrad) entspricht. M_{21} bezeichnet die Anzahl der Transmissionsnullstellen, diese ist kleiner oder gleich dem Filtergrad.

$$P(s) = \prod_{m=0}^{M_{21}} (s - s_{21,m}) \quad (2.5)$$

$$F(s) = \prod_{m=0}^{M_{11}} (s - s_{11,m}) \quad (2.6)$$

Um die Verlustlosigkeitsbedingung $|s(21)|^2 + |s(11)|^2 = 1$ zu erfüllen wird nun ein Polynom $E(s)$ eingeführt, sodass Gln. (2.7) und (2.8) gelten.

$$\left| \frac{F(s)}{E(s)} \right|^2 + \left| \frac{P(s)}{E(s)} \right|^2 = 1 \quad (2.7)$$

$$|F(s)|^2 + |P(s)|^2 = |E(s)|^2 \quad (2.8)$$

Der Grad des Polynoms $E(s)$ entspricht dem Filtergrad. $E(s)$ wird als Hurwitz-Polynom gewählt, das heißt alle Nullstellen des Polynoms $E(s)$ liegen links der imaginären Achse. Damit ist ein stabiles System gewährleistet. Dies erlaubt $E(s)$ aus $|E(s)|^2$ zu berechnen, indem aus allen Nullstellen von $|E(s)|^2$ lediglich die Nullstellen links der imaginären Achse zur Bildung von $E(s)$ verwendet werden.

Die Polynome werden nun üblicherweise noch normiert [CMK07]. Dies vereinfacht die spätere Weiterverarbeitung, ist aber nicht zwingend erforderlich. Da die Polynome das Filter im normierten Tiefpassbereich abbilden sollen, sollen die Frequenzpunkte $s = \pm 1$ den Grenzfrequenzen des Filters entsprechen. Je nach Klasse des Polynoms wird die Grenzfrequenz jedoch unterschiedlich definiert.

- Bei Bessel- oder Butterworth-Polynomen wird üblicherweise die 3 dB Bandbreite definiert. Dies bedeutet, dass die Frequenz als Grenz-

frequenz definiert wird, an der die transmittierte Leistung um 3 dB abgesunken ist (vgl. Abb. 2.2).

- Bei Filterfunktionen mit equi-ripple Return Loss (allgemeine Chebyshev und Cauer Filter) wird die Grenzfrequenz über die equi-ripple Bandbreite definiert. Bei dieser Definition werden als Grenzfrequenzen die Frequenzen definiert, innerhalb denen das Anpassungsniveau eingehalten wird (vgl. Abb. 2.2). Aus der Abbildung ist auch ersichtlich, dass die 3 dB Bandbreite größer als die equi-ripple Bandbreite ist. Der Unterschied wird umso deutlicher, je besser das Filter angepasst ist.

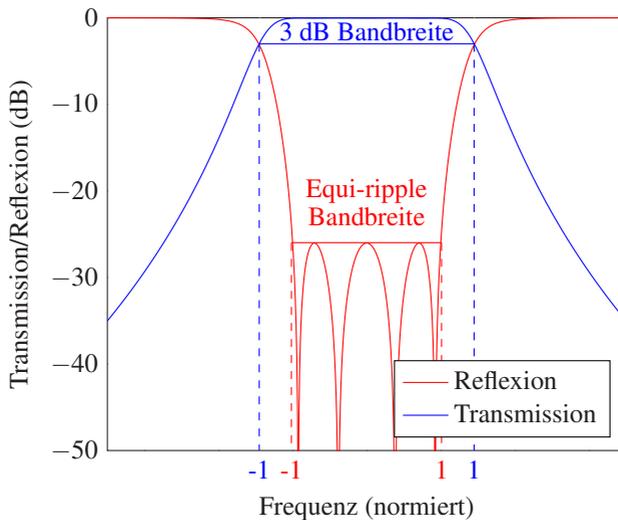


Bild 2.2: Veranschaulichung der equi-ripple (rot) und 3 dB Bandbreite (blau) am Chebyshev-Filter.

Weiterhin werden die Polynome $E(s)$, $F(s)$ und $P(s)$ so normiert, dass jeweils der Koeffizient mit der höchsten Ordnung eins wird. Die Koeffizienten mit den höchsten Ordnungen werden in den Variablen ε und ε_r zusammen-

gefasst, sodass für die S-Parameter eines Filters mit Filterordnung N Gl. (2.9) gilt [SB07]. Die Beziehungen zwischen S-Parametern und Polynomen $E(s)$, $F(s)$ und $P(s)$ sind in Gln. (2.9) bis (2.11) definiert.

$$s_{11}(s) = \frac{F(s)/\varepsilon_R}{E(s)} \quad (2.9)$$

$$s_{12}(s) = s_{21}(s) = \frac{P(s)/\varepsilon}{E(s)} \quad (2.10)$$

$$s_{22}(s) = (-1)^n \frac{F^*(s)/\varepsilon_R}{E(s)} \quad (2.11)$$

Allgemeine Filterpolynome

Die Koeffizienten allgemeiner Filterpolynome werden am zweckmäßigsten durch einen Optimierungsprozess bestimmt [Vic03; Has15]. Als Randbedingung für die Optimierung wird neben den gewünschten Eigenschaften des Filters die Verlustlosigkeitsbedingung nach Gl. (2.7) benutzt. Zu den Eigenschaften des Polynoms, die als Zielwerte der Optimierung verwendet werden gehören insbesondere die Position (Frequenz) der Transmissionsnullstellen oder die Polhöhe in dB der Transmissionsnullstellen. Für die Anpassung wird in der Regel ein equi-ripple-Verlauf (vgl. Abb. 2.2) gefordert. Die Nullstellen des Anpassungspolynoms $F(s)$ werden im Laufe des Optimierungsprozesses so positioniert, dass dieser Verlauf erreicht wird. $E(s)$ wird aus der Verlustlosigkeitsbedingung berechnet.

2.2 Filter im Ersatzschaltbild

Insbesondere für die Optimierung großer Ausgangsmultiplexer ist es vorteilhaft, die Kanalfilter zunächst in einer einfachen Ersatzschaltbildarstel-

lung zu belassen, um eine schnelle Optimierung der Gesamtperformance des Multiplexers zu ermöglichen. Die Ersatzschaltbilddarstellung kann im zweiten Schritt auf die gewünschte Technologie (beispielsweise Hohlleiter-, Koaxial- oder dielektrische Filter) umgesetzt werden.

Im Folgenden wird die Erzeugung des Tiefpassersatzschaltbilds, welches die direkte Umsetzung des Filterpolynoms darstellt, erläutert. Anschließend kann dieses in den den Bandpassbereich umgesetzt werden. Dieses Ersatzschaltbild ist die Grundlage für die Ausgangsmultiplexersynthese.

2.2.1 Tiefpassersatzschaltbild

Ziel der Umsetzung ins Tiefpassersatzschaltbild ist es, die oben hergeleiteten Filterpolynome mit Hilfe von Reaktanzen (Spulen $X_L = j\omega L$ und Kondensatoren $X_C = 1/(j\omega C)$) in einem Ersatzschaltbild nach Abb. 2.3 darzustellen. Die Realisierung mit Hilfe des dargestellten „Ladder Network“ ist jedoch nur für Filter ohne Transmissionsnullstellen (Nullstellen von s_{21}) möglich. Sollen Transmissionsnullstellen realisiert werden, so müssen entweder Schwingkreise (L-C-Serien- oder Parallelschaltung) oder Querkouplungen, d.h. Verbindungen zwischen nicht benachbarten Resonatoren, eingeführt werden.

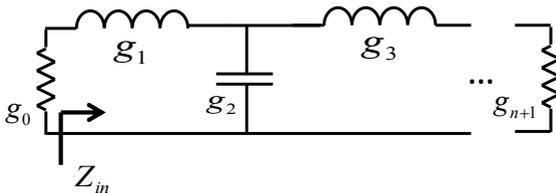


Bild 2.3: Tiefpassmodell eines Filters (Ladder Network).

Der Eingangswiderstand des Modells aus Abb. 2.3 ist daher nach Gl. (2.12) gegeben als

$$Z_{in} = g_0 s + \frac{1}{\dots \frac{1}{g_{N-1} s + \frac{1}{g_N s + g_{N+1}}}} \quad (2.12)$$

Der gewünschte Eingangswiderstand des Filters kann aus den Filterpolynomen nach Gl. (2.13) berechnet werden.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + s_{11}}{1 - s_{11}} = Z_0 \frac{1 + F(s)/E(s)}{1 - F(s)/E(s)} \quad (2.13)$$

Für Filter, die sich mit der Tiefpassstruktur in Abb. 2.3 realisieren lassen, kann Gl. (2.13) durch fortgesetzte Polynomdivision in die Form von Gl. (2.12) gebracht werden [Hof97; MYJ80]. Nach Abdividieren eines Bauelements wird der verbleibende Bruch mit dem Resteingangswiderstand der Schaltung invertiert, da Spulen und Kondensatoren jeweils abwechselnd in Parallel- und Serienschaltung auftreten. Die dabei ermittelten g -Werte nach Abb. 2.3 sind für viele üblichen Filtertypen in der einschlägigen Literatur [Poz05; Hof97; JS 01; MYJ80; CMK07; Unb88] tabelliert .

Während dieses Verfahren recht anschaulich den Weg vom Polynom zu den Filterbauteilelementen beschreibt, existieren Einschränkungen bezüglich der realisierbaren Filterfunktionen [Hof97]. Dies liegt daran, dass sich Filter mit Nullstellen in der Transmission (d.h. von s_{21}) nicht durch ein Kaskadennetzwerk nach Abb. 2.3 darstellen lassen.

Ein anschaulicherer und allgemeinerer Ansatz ist jedoch die Synthese mit Hilfe von ABCD-Matrizen [CMK07]. Dieser Ansatz erlaubt die direkte

Realisierung von Transmissionsnullstellen durch Querkopplungen (d.h. Verbindungen zwischen nicht benachbarten Resonatoren) oder Extracted Poles Elementen (d.h. Resonatoren, die als Parallel-Resonanzkreis den frequenzselektiven Kurzschluss erzeugen). Das Verfahren eignet sich hervorragend für die Implementierung innerhalb einer computerbasierten Synthese und soll im Folgenden in Grundzügen vorgestellt werden.

2.2.2 Der Impedanz- und Admittanzinverter

An dieser Stelle ist es zweckmäßig, alle Resonatoren durch nur einen Resonatortyp (im Tiefpassmodell entweder nur durch Kondensatoren oder nur durch Spulen) darzustellen. Dies erleichtert später die Umsetzung in reale Resonatoren, da das Filter in der Regel durch eine Kaskade gleichartiger Resonatoren aufgebaut werden soll.

Hierzu werden Immitanzinverter (Admittanzinverter oder Impedanzinverter) eingeführt (Abb. 2.4). Die Impedanz Z_{in} am Eingang des Impedanzinverters (K-Inverter) ergibt sich nach Gl. (2.14) als invertierte und mit dem Inverterwert K^2 multiplizierte Ausgangsimpedanz Z_{load} . Somit wird aus einer Induktivität $j\omega L$ zu $1/(j\omega L/K^2)$, was einer Kapazität mit $C = L/K^2$ entspricht. Analog können Admittanzinverter (J-Inverter) nach Gl. (2.15) verwendet werden, das Prinzip ist identisch.

$$Z_{in} = K^2/Z_{load} \quad (2.14)$$

$$Y_{in} = J^2/Y_{load} \quad (2.15)$$

Die Darstellung mit Hilfe von Impedanzinvertiern erlaubt eine standardisierte Vorgehensweise bei der Filtersynthese. Durch geeignete Normierungen

kann aus dem Invertermodell die Koppelmatrix berechnet werden, die eine vollständig standardisierte Darstellung des Filtermodells abbildet.

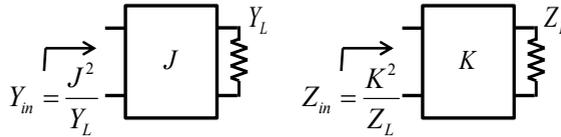


Bild 2.4: Admittanzinverter und Impedanzinverter.

Durch Koeffizientenvergleich der Transmissionsmatrizen nach Abb. 2.5 kann der Wert des Admittanzinverters nach Gl. (2.16) abhängig vom ursprünglichen Induktivitätswerten g_1 und dem neuen Kapazitätswert B_{c_1} ermittelt werden.

$$J = \sqrt{\frac{B_{c_1}}{g_1}} \quad (2.16)$$

Offensichtlich kann der Wert von B_{c_1} beliebig gewählt werden. Durch die geeignete Wahl des Inverterwerts kann immer der gewünschte Induktivitätswert g_1 eingestellt werden. Dies wird im Folgenden genutzt, um eine Koppelmatrix mit normierten resonanten Elementen aufzubauen.

Die ABCD-Matrix des Impedanzinverters ist durch Gl. (2.17) gegeben, die des Admittanzinverters durch Gl. (2.18).

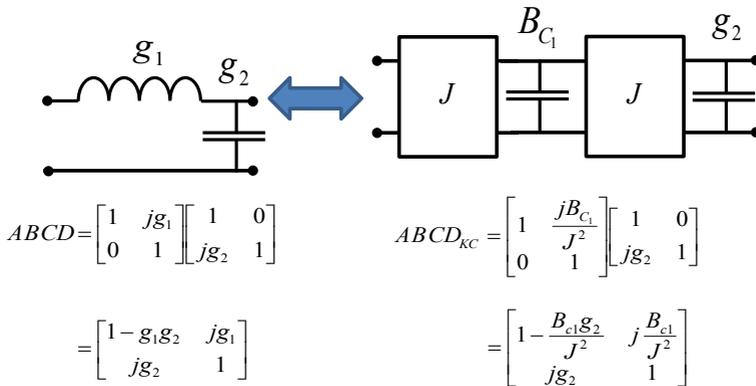


Bild 2.5: Ersetzen von LC-Kreis durch Impedanzinverter.

$$ABCD_K = \begin{bmatrix} 0 & -jK \\ \frac{1}{jK} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$ABCD_J = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{jJ} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Aus den obigen Beziehungen ist ersichtlich, dass Admittanzinverter und Impedanzinverter beliebig austauschbar sind, es gilt $J = 1/K$.

In Kapitel 3 werden diese Beziehungen genutzt, um den Impedanzinverter zu einer einstellbaren Inverterstruktur zu erweitern. Diese erfüllt die ABCD-Matrix aus Gl. (2.17) bzw. (2.18) und ist durch bloße Änderung von Leitungslängen nachträglich im Koppelwert veränderbar.

2.2.3 Frequenzinvariante Reaktanz-Elemente

Filterfunktionen, die ein um die Mittenfrequenz symmetrisches Verhalten aufweisen, können aufgrund der Struktur ihrer Filterpolynome mit Immitanzinvertern und Reaktanzelementen (L oder C) aufgebaut werden. Dies bedeutet, dass alle Resonatoren die gleiche Resonanzfrequenz aufweisen (im Tiefpassmodell bei $s = 0$).

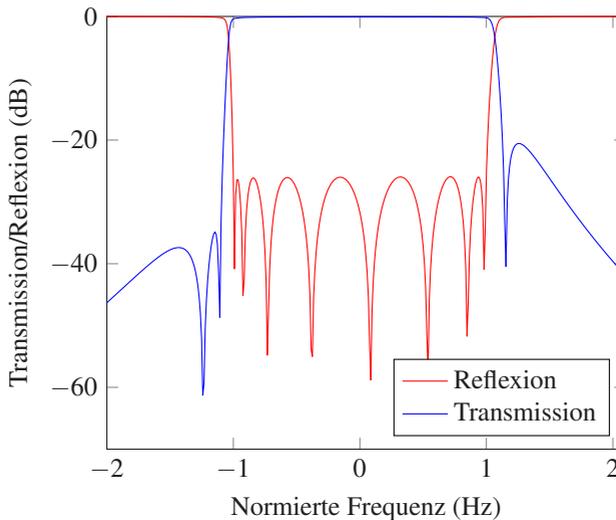


Bild 2.6: Achtkreisiges Filter im Tiefpassbereich mit asymmetrischen Transmissionsnullstellen bei $f = -1.24, -1.11$ und $+1.15$.

Für die Realisierung von asymmetrischen Filterfunktionen (Abb. 2.6) ist es nötig, einzelne Resonatoren zu verstimmen. Hierzu werden im Tiefpassmodell frequenzinvariante Reaktanzen bzw. Suszeptanzen eingeführt. In [Bau57] wurde hierfür der Name *frequency invariant reactance, FIR* geprägt (die Bezeichnung FIR wird dabei sowohl für Reaktanzen als auch für Suszeptanzen verwendet).

Der Nulldurchgang der Gesamtstruktur nach Abb. 2.7 aus resonantem Element und FIR-Suszeptanz $sC + jB$ verschiebt sich somit von $s = 0$ auf den Wert nach Gl. (2.19).

$$s = \frac{-jB}{C} \quad (2.19)$$

Mit diesen Elementen sind nun auch asymmetrische Filterfunktionen im Tiefpassersatzschaltbild darstellbar.

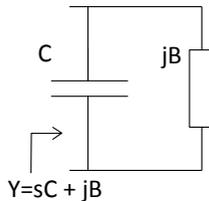


Bild 2.7: Parallelschaltung von FIR und C.

2.2.4 Koppelmatrix

Die Koppelmatrix stellt eine vollständig normierte Darstellung des Filters im Tiefpassmodell dar. Abb. 2.8 zeigt ein mit Admittanzinvertern aufgebautes Filter mit Kopplungen sowohl jeweils benachbarter Resonatoren (Hauptkopplungen) als auch zwischen nicht benachbarten Resonatoren (Querkopplungen) [Cam99; Cam03; CMK07].

Die Innenwiderstände sind auf einen Wert von 1Ω normiert. Von diesem Filter wird zunächst die Maschenstrommatrix [FH99] $[Z] [i] = [u]$ aufgestellt (Gl. (2.20)).

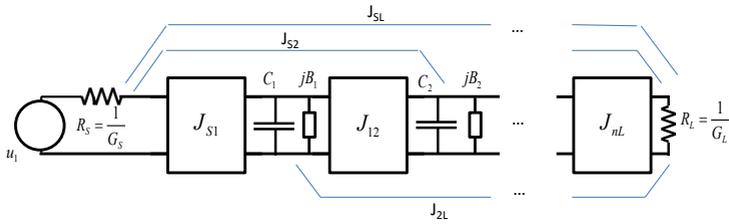


Bild 2.8: Filter mit Impedanzinvertern, Querkopplungen und Innenwiderständen [CMK07].

$$\begin{bmatrix}
 G_s & jJ_{s1} & jJ_{s2} & \dots & jJ_{sl} \\
 jJ_{s1} & sC_1 + jB_1 & jJ_{12} & \dots & jJ_{1l} \\
 jJ_{s2} & jJ_{21} & sC_2 + jB_2 & \dots & jJ_{2l} \\
 \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\
 jJ_{sl} & jJ_{l1} & jJ_{l2} & \dots & G_l
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i_s \\
 i_1 \\
 i_2 \\
 \dots \\
 i_l
 \end{bmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 u_s \\
 0 \\
 0 \\
 \dots \\
 0
 \end{bmatrix}
 \quad (2.20)$$

Um aus der Maschenstrommatrix die Koppelmatrix zu erhalten, werden dann alle Resonatoren C auf den Wert 1 normiert. Dies geschieht, indem jede Zeile und Spalte i mit $1/\sqrt{C_i}$ durchmultipliziert wird. Die erste und letzte Zeile werden entsprechend mit $1/G_s$ und $1/G_l$ multipliziert. Dies entspricht einer Multiplikation mit einer Diagonalmatrix und ist ohne Änderung des Filterverhaltens möglich.

Anschließend wird die daraus entstehende Gesamtmatrix in eine Summe aus drei Untermatrizen nach Gl. (2.21) aufgeteilt:

$$[u] = [R + jM + sI][i] \quad (2.21)$$

wobei I die Einheitsmatrix ist und R und M nach Gln. (2.22) und (2.23) bestimmt sind.

$$R = \begin{bmatrix} 1/G_s & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1/G_l \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$M = \begin{bmatrix} 0 & M_{s1} & M_{s2} & \dots & M_{sl} \\ M_{s1} & B_1 & M_{12} & \dots & M_{1l} \\ M_{s2} & M_{21} & B_2 & \dots & M_{2l} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{sl} & M_{l1} & M_{l2} & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

wobei für innere Kopplungen Gl. (2.24), für Einkopplungen Gl. (2.25) und für Auskopplungen Gl. (2.26) mit angepassten Indizes gilt.

$$M_{ij} = \frac{J_{ij}}{\sqrt{C_i C_j}} \quad (2.24)$$

$$M_{S1} = \frac{J_{S1}}{\sqrt{G_s C_1}} \quad (2.25)$$

$$M_{nL} = \frac{J_{nL}}{\sqrt{G_L C_n}} \quad (2.26)$$

Im Folgenden werden die Definitionsgleichungen jeweils nur für die Einkopplung angegeben, die Auskopplung kann analog zu Gln. (2.25) und (2.26) berechnet werden.

Die Matrix M aus Gl. (2.21) wird definitionsgemäß als Koppelmatrix bezeichnet. Die vereinheitlichte Koppelmatrixdarstellung erleichtert den Syntheseprozess. Außerdem können über Matrixrotationen (Ähnlichkeitstransformationen) verschiedene Koppelmatrixstrukturen erzeugt werden (mit unterschiedlichen Positionen der Querkopplung), die das gewünschte Übertragungsverhalten aufweisen [Cam11; CMK07]. Die Rotation wird durch Matrixmultiplikation mit einer Rotationsmatrix D und ihrer Transponierten D' durchgeführt: $M_1 = DMD'$.

2.3 Syntheseverfahren mit Hilfe der ABCD-Matrix

Ziel dieses Syntheseverfahrens ist es, das zu einer gegebenen Filterfunktion (Polynome $E(s)$ und $F(s)$ und $P(s)$) gehörende Ersatzschaltbild bzw. die entsprechende Koppelmatrix zu ermitteln [Cam99; Cam03]. Der erste Schritt des Verfahrens besteht darin, die Parameter der ABCD-Matrix aus den Polynomen E , F und P zu erzeugen. Mit Hilfe der bekannten Umwand-

lungsvorschriften können die ABCD-Parameter direkt aus s_{11} und s_{21} hergeleitet werden [CMK07; Cam82]:

$$[ABCD] = \frac{1}{P(s)/\varepsilon} \begin{bmatrix} A(s) & B(s) \\ C(s) & D(s) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$P(s)/\varepsilon$ bleibt unverändert das Zählerpolynom von $s_{12}(s)$. Für N gerade ergibt sich für die A, B, C und D Polynome:

$$A(s) = jIm(e_0 + f_0) + Re(e_1 + f_1)s + jIm(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.28) \\ \dots + jIm(e_N + f_N)s^N$$

$$B(s) = Re(e_0 + f_0) + jIm(e_1 + f_1)s + Re(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.29) \\ \dots + Re(e_N + f_N)s^N$$

$$C(s) = Re(e_0 - f_0) + jIm(e_1 - f_1)s + Re(e_2 - f_2)s^2 + \dots \quad (2.30) \\ \dots + Re(e_N - f_N)s^N$$

$$D(s) = jIm(e_0 - f_0) + Re(e_1 - f_1)s + jIm(e_2 - f_2)s^2 + \dots \quad (2.31) \\ \dots + jIm(e_N - f_N)s^N$$

e_i und f_i für $i = 0..N$ sind die i -ten Koeffizienten von $E(s)$ bzw. $F(s)$.

Für N ungerade ergibt sich für die A, B, C und D Polynome:

$$A(s) = \operatorname{Re}(e_0 + f_0) + j\operatorname{Im}(e_1 + f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.32)$$

$$\dots + \operatorname{Re}(e_N + f_N)s^N$$

$$B(s) = j\operatorname{Im}(e_0 + f_0) + \operatorname{Re}(e_1 + f_1)s + j\operatorname{Im}(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (2.33)$$

$$\dots + j\operatorname{Im}(e_N + f_N)s^N$$

$$C(s) = j\operatorname{Im}(e_0 - f_0) + \operatorname{Re}(e_1 - f_1)s + j\operatorname{Im}(e_2 - f_2)s^2 + \dots \quad (2.34)$$

$$\dots + j\operatorname{Im}(e_N - f_N)s^N$$

$$D(s) = \operatorname{Re}(e_0 - f_0) + j\operatorname{Im}(e_1 - f_1)s + \operatorname{Re}(e_2 - f_2)s^2 + \dots \quad (2.35)$$

$$\dots + \operatorname{Re}(e_N - f_N)s^N$$

Damit ist die Darstellung des Gesamtfilters als ABCD-Matrix verfügbar. Vom Filter können nun beliebige Elemente durch Multiplikation von links mit ihrer inversen ABCD-Matrix abgezogen werden.

Ziel dieser Multiplikationen ist es, den Grad der Polynome der ABCD-Matrix zu verringern und somit eine Darstellung des Filters nach Abb. 2.8 basierend auf Elementwerten (Reaktanzen bzw. Suszeptanzen, Impedanzinverter) zu erhalten. Die Elementwerte der abgespalteten Reaktanzen werden dabei so gewählt, dass sich der Grad der C und D Polynome um eins verringert. Alle Operationen werden an Tor 1 der ABCD-Matrix durchgeführt, mit Ausnahme der Extraktion von quergekoppelten Invertern, die zwischen Tor 1 und Tor 2 durchgeführt wird. Soll ein Element am Tor 2 abgezogen werden, so wird das gesamte Netzwerk gedreht (Vertauschung von Tor 1 und Tor 2). Dies wird durch Vertauschen von $A(s)$ und $D(s)$ erreicht.

Der Grad von $P(s)$ kann nur durch parallele Inverter (Querkopplungen) verringert werden.

Durch Multiplikation der ABCD-Matrix mit dem jeweils inversen Element kann einfach gezeigt werden, dass die folgenden Beziehungen für die Rest-ABCD-Matrix gelten:

- Parallel-Kondensator C_1 :

$$C_{neu}(s) = C(s) - sC_1A(s) \quad (2.36)$$

$$D_{neu}(s) = D(s) - sC_1B(s) \quad (2.37)$$

Soll sich der Grad von $C(s)$ verringern, muss folglich der höchste Koeffizient von $C(s)$ gerade $sC_1A(s)$ entsprechen. Wegen der Konstruktion der ABCD-Matrix nach (2.28) und (2.32) gilt auch, dass das Verhältnis der höchsten Koeffizienten von $C(s)$ und $A(s)$ gleich dem Verhältnis von $D(s)$ und $B(s)$ ist. Damit gilt:

$$C_1 = \frac{D(s)}{sB(s)} \Big|_{s \rightarrow j\infty} = \frac{C(s)}{sA(s)} \Big|_{s \rightarrow j\infty} \quad (2.38)$$

Damit wird durch diese Operation sowohl der Grad des $C(s)$ als auch des $D(s)$ Polynoms um eins reduziert. $A(s)$, $B(s)$ und $P(s)$ bleiben bei dieser Operation unverändert.

- Parallele, nicht frequenzselektive Reaktanz (FIR) B_1 :

$$C_{neu}(s) = C(s) - B_1A(s) \quad (2.39)$$

$$D_{neu}(s) = D(s) - B_1B(s) \quad (2.40)$$

Auch der Elementwert dieses Elements soll so gewählt werden, dass sich der Grad von $C(s)$ und $D(s)$ verringert. Folglich gilt auch hier:

$$B_1 = \frac{D(s)}{B(s)} \Big|_{s \rightarrow j\infty} = \frac{C(s)}{A(s)} \Big|_{s \rightarrow j\infty} \quad (2.41)$$

$A(s)$, $B(s)$ und $P(s)$ bleiben wiederum unverändert. Im Ablauf des Synthesalgorithmus ist es zweckmäßig, nach Extraktion der parallelen Reaktanz C_1 immer ein FIR Element B_1 abzuziehen. Für symmetrische Filterfunktionen wird nach 2.2.3 kein FIR Element benötigt. Durch den Aufbau des symmetrischen Polynoms bedingt ist der höchste Koeffizient von $D(s)$ und $C(s)$ 0 und damit auch der Wert des FIR $B_1 = 0$.

- Serien-Einheitsinverter: Bei der Extraktion der Einheitsinverter wird der Grad der Polynome nicht reduziert. Der Einheitsinverter dient stattdessen dazu, die Polynome untereinander zu vertauschen. Es gilt:

$$A_{neu}(s) = jC(s) \quad (2.42)$$

$$B_{neu}(s) = jD(s) \quad (2.43)$$

$$C_{neu}(s) = jA(s) \quad (2.44)$$

$$D_{neu}(s) = jB(s) \quad (2.45)$$

$$P_{neu}(s) = jP(s) \quad (2.46)$$

- Parallel-Inverter: Der Parallel-Inverter dient dazu, den Grad des Nennerpolynoms $P(s)$ zu reduzieren. Es gilt:

$$C_{neu}(s) = C(s) + 2J_{ij}P(s) + J_{ij}^2B(s) \quad (2.47)$$

$$P_{neu}(s) = P(s) + J_{ij}B(s) \quad (2.48)$$

Der Inverterwert J_{ij} wird folglich wiederum so gewählt, dass der Grad von $P(s)$ sich um eins verringert:

$$J_{ij} = P(s)/B(s)|_{s \rightarrow j\infty} \quad (2.49)$$

Der Vorteil dieses Syntheseansatzes ist, dass er sich hervorragend algorithmisch umsetzen lässt. Dabei ist es zweckmäßig, die jeweils gewünschten Grade der Polynome mitzuführen. Auf diese Weise kann trotz begrenzter numerischer Genauigkeit gut erkannt werden, ob ein Koeffizient zu Null gesetzt werden kann. Speziell bei höheren Filterordnungen und komplexen Filterfunktionen würden sich sonst die numerischen Fehler aufschaukeln und damit bei den jeweils höchsten Koeffizienten zu Werten oberhalb der numerischen Nullschwelle führen. Mit dem Wissen um den tatsächlichen Soll-Grad des Polynoms können diese Werte trotzdem zuverlässig auf 0 gesetzt werden. Damit ist der sichere Ablauf des Syntheseprozesses gewährleistet.

Mit den in Abschnitt 2.2.4 vorgestellten Normierungen können die oben berechneten $J_{i,j}$ in die Elemente der Koppelmatrix in gefalteter Form [Cam11] gebracht werden. Diese kann durch eine Serie geeigneter Matrixrotationen (Ähnlichkeitstransformationen) in die gewünschte Form überführt werden. Viele nützliche Matrixformen und die zugehörigen Transformationsserien sind in [Cam11] und [CMK07] zu finden.

2.4 Transformation in Hohlleiterfilter

Mit der in den Abschnitten 2.2 und 2.3 vorgestellten Vorgehensweise kann aus einem gewünschten Verlauf der Filterfunktion eine Darstellung im Tiefpassersatzschaltbild erzeugt werden. In diesem Abschnitt wird gezeigt, wie aus dieser Ersatzschaltbilddarstellung ein Hohlleiterfilter in Bandpass-Lage erzeugt werden kann.

2.4.1 Transformation in den Bandpassbereich

Nachdem die Filterdarstellung im Tiefpassbereich erzeugt wurde kann diese in den Bandpassbereich transformiert werden. Das heißt, die Mittenfrequenz wird auf ω_0 verschoben und die Bandbreite auf $\omega_2 - \omega_1$ skaliert. Die Transformationsvorschrift hierfür lautet

$$\omega' = \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (2.50)$$

$$\alpha = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \quad (2.51)$$

ω_1 ist die untere Grenzfrequenz, ω_2 die obere Grenzfrequenz. Für die Resonanzfrequenz gilt $\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}$. α entspricht dem Verhältnis aus Mittenfrequenz und Bandbreite und wird daher oft als normierte Bandbreite bezeichnet.

Um ein Tiefpassmodell in den Bandpassbereich zu transformieren, wird ω' aus Gl. (2.50) für die Frequenzvariable des Tiefpassmodells eingesetzt. ω aus Gl. (2.50) wird dann die neue Frequenzvariable des transformierten Modells. In Abb. 2.9 wird die Transformation dargestellt. Analog kann eine

Parallelkapazität g nach Gl. (2.53) in einen LC Parallelschwingkreis transformiert werden.

$$L = \frac{1}{\alpha g \omega_0} \quad (2.52)$$

$$C = \frac{\alpha g}{\omega_0} \quad (2.53)$$

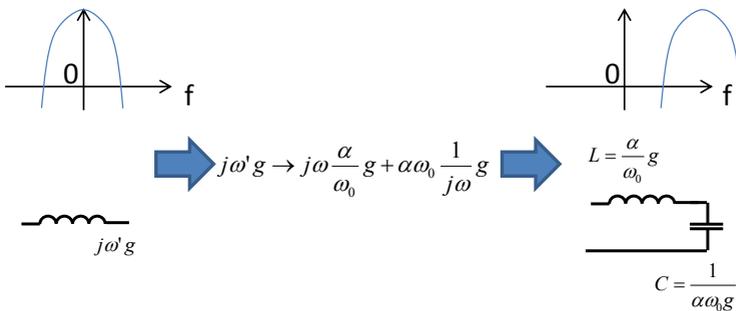


Bild 2.9: Transformation in den Bandpassbereich.

Definitionsgemäß sind bei der Koppelmatrix nach Abschnitt 2.2.4 alle Resonatoren normiert, die Information über die Resonatoren ist vollständig in den Kopplungen enthalten. Aus Gl. (2.24) bzw. Gl. (2.25) bzw. (2.26) und Abb. 2.9 ist direkt ersichtlich, dass für die Transformation in den Bandpassbereich die Werte M_{ij} der Koppelmatrix nach Gl. (2.54) angepasst werden müssen, die Ein- und Ausgangskopplung nach Gl. (2.55).

$$M_{ij,BPF} = \frac{1}{\alpha} M_{ij,LPF} \quad (2.54)$$

$$M_{S1,BPF} = \sqrt{\frac{1}{\alpha}} M_{S1,LPF} \quad (2.55)$$

Die Resonatoren selbst werden beim Transformieren der Koppelmatrix implizit in die entsprechende normierte Bandpassdarstellung transformiert. Im nächsten Abschnitt wird darauf eingegangen, wie die Koppelmatrixelemente in Impedanzinverter für beliebige Resonatortypen zurückgewandelt werden können.

2.4.2 Leitungen als Resonatoren

Im Hinblick auf die spätere Anwendung sollen die LC-Schwingkreise, die bei der Transformation nach Abschnitt 2.4.1 entstehen, durch Leitungsresonatoren ersetzt werden. Leitungsresonatoren sind vor allem bei höheren Frequenzen gegenüber diskreten Bauelementen vorteilhaft. Zum Einen müssen die diskrete Bauelemente im Vergleich zur Wellenlänge sehr klein sein, um unerwünschte Resonanzen zu vermeiden. Dies wird für sehr hohe Frequenzen unpraktikabel. Zum Anderen ist die Leistungsverträglichkeit von Leitungsresonatoren typischerweise deutlich höher als die von Resonatoren aus diskreten Bauelementen.

In der Nähe der Resonanzfrequenz verhalten sich LC-Schwingkreis und Leitungsresonator bei entsprechender Dimensionierung ähnlich, d.h. ihr Impedanzverlauf über Frequenz stimmt weitgehend überein. Der Eingangswiderstand des LC-Serienschwingkreises ist gegeben durch Gl. (2.56), der des kurzgeschlossenen Leitungsresonators durch Gl. (2.57).

$$Z_{in,LC} = j(X_L + X_C) = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.56)$$

$$Z_{in,Lg} = jZ_0 \tan(\beta l) \quad (2.57)$$

Die Resonanz, also die Null- oder Polstelle des Eingangswiderstands tritt beim LC-Schwingkreis bei $X_L = X_C$ auf, das heißt bei der Kreisfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Demgegenüber existieren beim Leitungsresonator unendlich viele Resonanzen bei $\beta l = n\pi/2$. Die Impedanzverläufe von Leitungsresonator und LC-Schwingkreis sind in Abb. 2.10 dargestellt. Man erkennt gut, dass beim LC-Schwingkreis nur eine Resonanz auftritt, während beim Leitungsresonator periodische Resonanzen (abwechselnd Null- und Polstellen) auftreten.

Der Susceptance/Reactance Slope Parameter

Wie in Abb. 2.10 erkennbar ist der Impedanzverlauf der LC Schaltung in der Nähe der Resonanzfrequenz ähnlich dem des Leitungsresonators. Um einen LC Resonator durch einen Leitungsresonator zu ersetzen, muss der Impedanzverlauf des LC Resonators bei Resonanzfrequenz dem Impedanzverlauf des Leitungsresonators entsprechen. Bei beiden Resonatortypen besitzt der Eingangswiderstand bei Resonanz eine Null- bzw. Polstelle. Um die Verläufe um die Resonanz zu charakterisieren, wird daher die Änderung der Reaktanz/Suszeptanz bei Resonanz betrachtet.

Hierfür wird der reactance slope parameter x bzw. susceptance slope parameter b definiert als (2.58) bzw. (2.59) [MYJ80; ZSL11; Lor13].

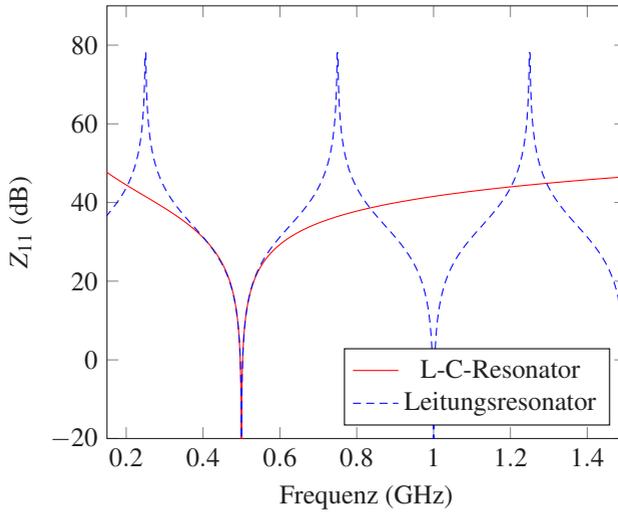


Bild 2.10: Vergleich des Verlaufs der Eingangsimpedanz einer LC-Schaltung und eines Leitungsresonators (simuliert mit Agilent/Keysight ADS [Key]).

$$x = \left. \frac{\omega_0}{2} \frac{dX(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (2.58)$$

$$b = \left. \frac{\omega_0}{2} \frac{dB(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (2.59)$$

Für den LC-Parallelresonator gilt mit der Definition aus (2.59) für den susceptance slope parameter:

$$b = \omega_0 C \quad (2.60)$$

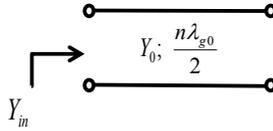


Bild 2.11: Eingangswiderstand, Parallelresonator.

Daher kann b für $\omega_0 C$ in Gl. (2.24) bzw. Gl. (2.26) eingesetzt werden, um den Inverterwert aus den Koppelmatrixeinträgen zurückzugewinnen. Damit ergeben sich Gln. (2.61) und (2.62) für den Inverterwert $J_{ij,dist}$ des Impedanzinverters für verteilte Resonatoren.

$$J_{ij,dist} = M_{ij} \frac{\sqrt{b_i b_j}}{\omega_0} \quad (2.61)$$

$$J_{S1,dist} = M_{S1} \sqrt{\frac{b_1}{\omega_0}} \quad (2.62)$$

Für Hohlleiterresonatoren nach Abb. 2.11 mit der charakteristischen Impedanz Y_0 gilt $Y_{in} = jY_0 \tan(\beta l)$, mit $\beta = \frac{1}{c} \sqrt{\omega^2 - \omega_c^2}$, mit der Cutoff-Kreisfrequenz ω_c . Nach ω abgeleitet ergibt sich nach Einsetzen der Resonanzbedingung $l = n\lambda_{g0}/2$ und Multiplikation mit $\frac{\omega_0}{2}$ (Gl. (2.59) für den Susceptance Slope Parameter [Lor13] Gl. (2.63).

$$b = \frac{nY_0\pi}{2} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2.63)$$

wobei gilt $\lambda_0 = \frac{2\pi c}{\omega_0}$ und $\lambda_{g0} = \frac{2\pi c}{\sqrt{\omega_0^2 - \omega_c^2}}$, ω_0 ist die Kreisfrequenz bei Mittenfrequenz.

Mit dem Wert nach Gl. (2.63) und den Tiefpass-Bandpass-Transformationsgleichungen (2.51) aus Abschnitt 2.4.1 ergeben sich folgende Beziehungen zur Konversion der Koppelmatrixelemente M in Admittanzinverter J .

$$\frac{J_{ij,dist,BPF}}{Y_0} = \frac{n\pi}{2\alpha} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 M_{ij} = \omega_\lambda M_{ij} \quad (2.64)$$

$$\frac{J_{S1,dist,BPF}}{Y_0} = \sqrt{\frac{n\pi}{2\alpha}} \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right) M_{S1} = \sqrt{\omega_\lambda} M_{S1} \quad (2.65)$$

ω_λ wird als Skalierungsfaktor der Koppelmatrixelemente im Impedanzinverter eingeführt. Ähnlich wie oben hergeleitet kann auch gezeigt werden, dass für die Impedanzinverter entsprechend die folgenden Beziehungen gelten:

$$\frac{K_{ij,dist,BPF}}{Z_0} = \omega_\lambda M_{ij} \quad (2.66)$$

$$\frac{K_{S1,dist,BPF}}{Z_0} = \sqrt{\omega_\lambda} M_{S1} \quad (2.67)$$

Das Ersatzschaltbild eines vierkreisigen Filters mit einer Querkopplung ist in Abb. 2.12 dargestellt. Diese Darstellung basiert auf Leitungen, die in Serie mit den Impedanzinvertoren geschaltet sind, und ist äquivalent zu einem Filter mit Reihenschwingkreisen. Die Querkopplung zwischen Resonator 1 und 4 wird in Serie ausgekoppelt. Alternativ kann auch ein Ersatzschaltbild mit Parallelresonatoren und Admittanzinvertoren verwendet werden. Dies ist in Abb. 2.13 dargestellt. Hier wird die Querkopplung in Parallelschaltung ausgekoppelt. Gemischte Ersatzschaltbilder sind ebenfalls möglich, in diesem Fall muss ein weiterer Immitanzinverter zur Transformation zwischen Parallel- und Serienersatzschaltbild eingeführt werden.

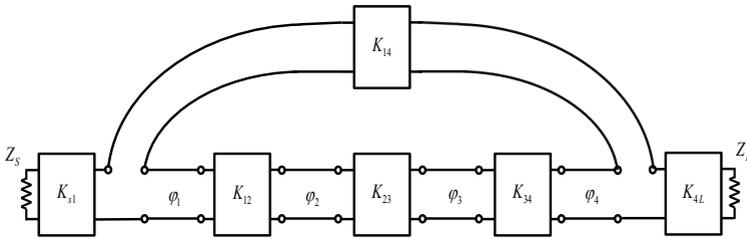


Bild 2.12: Ersatzschaltbild, 4-Kreisfilter mit Querkopplung (K_{14}), Serienresonatoren (φ_1 bis φ_4).

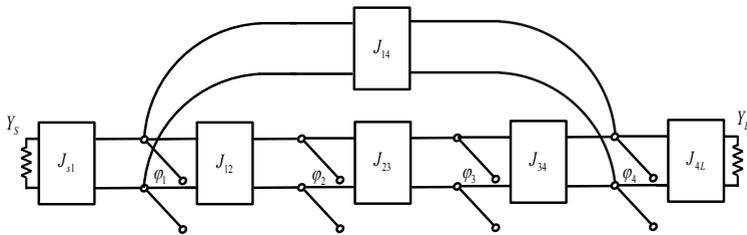


Bild 2.13: Ersatzschaltbild, 4-Kreisfilter mit Querkopplung (J_{14}), Parallelresonatoren (φ_1 bis φ_4 , leerlaufend).

2.5 Vollwellenumsetzung

In der Literatur sind viele Verfahren zur Umsetzung des Ersatzschaltbildes in Geometriegrößen (Vollwellenumsetzung) bekannt [MYJ80; CMK07; JS 01]. Je nach verwendeter Simulationssoftware wird die Umsetzung entweder basierend auf einer Gleich- und Gegentaktanalyse (meist in Kombination mit Eigenmodesolvern wie CST *Microwave Studio* [CST] oder Ansoft *HFSS* [Ans]) oder basierend auf S-Parametersimulationen durchgeführt (meist in Kombination mit Modematching-Solvern wie Mician *Microwave Wizard* [Mic]). Die Umsetzung von Impedanzinvertern in Koppelstrukturen

und von Resonatoren in Hohlleiter erfolgt in der Regel sequenziell. Insbesondere wird jede Blende für sich betrachtet. Interaktionen zwischen den einzelnen Kopplungen bleiben prinzipbedingt unberücksichtigt.

Bei Tesat Spacecom wurde ein neuartiger, auf S-Parametersimulationen basierender, universeller Vollwellen-Umsetzungsalgorithmus entwickelt und implementiert [Mec15; Now14; Koh09]. Dieser nutzt die Möglichkeiten, die der von Tesat entwickelte Mode-Matching-Simulator *Noah* (*Netzwerkorientierte Analyse von Hohlleiterschaltungen*), bzw. dessen designierter Nachfolger *Chris* (*C-basierter Hohlleiterrechner mit integriertem Schaltungssimulator*) bietet. Insbesondere ist dies die Möglichkeit, Vollwellen- und Ersatzschaltbildelemente zu mischen und mit Adaptern zusammenzufassen. Dies erlaubt die Optimierung der einzelnen Kopplungen direkt im Vollwellenmodell. So können auch Interaktionen zwischen den Kopplungen berücksichtigt werden.

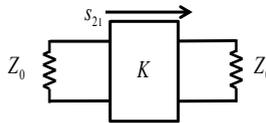


Bild 2.14: Illustration zur Berechnung der Koppeldämpfung.

Vor der Durchführung der eigentlichen Vollwellenumsetzung werden zunächst die Koppeldämpfungen (s_{21} der Impedanzinverter, Abb. 2.14) ermittelt. Die Koppeldämpfung eines einzelnen Impedanzinverters kann aus dem Inverterwert K in einem System mit charakteristischer Impedanz Z_0 nach Gl. (2.68) berechnet werden [Now14].

$$s_{21} = -\frac{j2KZ_0}{Z_0^2 - K^2} \quad (2.68)$$

Dieser Wert kann direkt genutzt werden, um eine Blende als Koppel­element mit Hilfe eines S-Parametersolvers zu dimensionieren, indem beispielsweise ein Optimierungsalgorithmus zur Ermittlung der Blendengröße genutzt wird oder die S-Parameter für verschiedene Blendengrößen ermittelt werden und die Blendengröße mit Hilfe der Interpolation des gewünschten S-Parameters ermittelt wird [CMK07]. Weiterhin kann mit Hilfe der bekannten Inverter­identitäten [JS 01; CMK07; ZSL11; MYJ80] die durch die reaktive Blende verursachte Längenänderung ausgeglichen werden. Sind mehrere Blenden am Resonator angeschlossen, werden die von ihnen verursachten Längen­änderungen addiert.

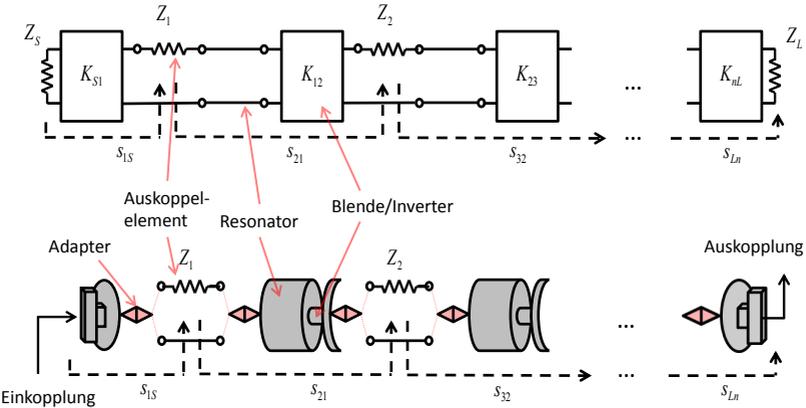


Bild 2.15: Berechnung der gewünschten Koppeldämpfung im Ersatzschaltbild (oben) und Vollwellenmodell (unten) (Beispielhaft für einen Ausschnitt des Filters).

Die hier vorgestellte neuartige, im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Methode nutzt demgegenüber das Ersatzschaltbild des Filters selbst, um die Koppeldämpfung zu ermitteln [Mec15]. Die durch die Blendenbelastung verursachte Längenänderung der Resonatoren wird direkt im Vollwellenmodell ermittelt. Im Ersatzschaltbild werden dazu S-Parameterports eingeführt, wie in Abb. 2.15 oben gezeigt. Diese erlauben die Ermittlung der S-

Parameter für alle Kopplungen. Durch die Belastung des Filters mit dem Auskoppelwiderstand weicht diese Koppeldämpfung von der analytisch ermittelten Koppeldämpfung nach Gl. (2.68) ab. Aus dem gleichen Grund entspricht die Filterfunktion zwischen Filterein- und Ausgang nicht mehr der ursprünglichen Filterfunktion.

Im weiteren Verlauf des Syntheseprozesses wird das Vollwellenmodell aufgebaut und analog zum Ersatzschaltbild mit S-Parameteratoren bestückt (siehe Abb. 2.15 unten). Hierbei kommen Adapter zum Einsatz, die es erlauben, bestimmte Moden auf die Auskoppelwiderstände auszukoppeln.

Durch einen Quasi-Newton-Optimierungsalgorithmus [BSS93; Pre+92] werden die Koppелеlemente (z.B. Blendengrößen) im Vollwellenmodell so angepasst, dass die aus dem Ersatzschaltbild ermittelten Koppeldämpfungen erreicht werden. Die Resonatorlängen werden im gleichen Verfahren so angepasst, dass die Resonanzbedingung erfüllt ist. Der Eingangswiderstand bei Mittenfrequenz des Resonators muss $Z_{in} = 0$, bzw. $Y_{in} = 0$ sein, das heißt der Reflexionsfaktor nach Gl. (2.69)

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.69)$$

am Eingang des Resonators muss $\Gamma = \pm 1$ oder äquivalent der Imaginärteil $\Im\{\Gamma\} = 0$ betragen. Durch den Optimierungsprozess wird die Länge der Resonatoren so verändert, dass diese Beziehung für jeden Resonator erfüllt ist.

Der Vorteil dieser Methode ist, dass die Optimierung der Kopplungen und Resonatorlängen an einem vollständig aufgebauten Filtermodell erfolgen kann. Somit werden Interaktionseffekte, höhere Moden und parasitäre Effekte direkt im Syntheseprozess berücksichtigt. Insbesondere bei Dual-

Mode Filtern können auch parasitäre Kopplungen im Laufe des Syntheseprozesses ermittelt und ins Ersatzschaltbild zurückgeführt werden.

Es handelt sich nicht um eine globale Optimierung der Filterfunktion, sondern die Kopplungen und Resonatoren werden einzeln optimiert. Durch globale Optimierung der Filterparameter kann das Ergebnis weiter verbessert werden.

Die hier vorgestellte Vorgehensweise zur Vollwellenwandlung wird im Kapitel 3 auch genutzt, um das Vollwellenmodell des einstellbaren Filters zu erzeugen.

2.6 Multiplexersynthese

Die Filtersynthese in den vorangegangenen Kapiteln geht von beidseitig mit reellem Wellenwiderstand abgeschlossenen Filtern aus. Bei der Zusammenschaltung mehrerer Filter zu einem Multiplexer nach Abschnitt 6.1.3 gilt dies nicht mehr. Bei der Multiplexerentwicklung müssen daher neben den Sammelschienenabständen l_s und l_f und der Kurzschlusslänge l_{short} in Abb. 2.16 auch die Filterparameter so angepasst werden, dass das gewünschte Filterverhalten (S-Parameter) erzielt wird. Nach [CY07] kommen wegen der Komplexität der Berechnungen für Multiplexer mit mehr als einem Filter in der Regel numerische Verfahren zum Einsatz.

In [RL79b; RL79a] wurde, ausgehend vom Fall mit in der Frequenz unendlich weit auseinanderliegenden Filtern, untersucht, wie die Sammelschiene und erste Kopplung angepasst werden müssen, um Interaktion zwischen den Kanälen bei Frequenzplänen mit direkt benachbarten Filtern zu vermeiden. In [HR77] wird mit einem ähnlichen Verfahren ein Diplexer bei 5.8 GHz bestehend aus zwei Kanälen synthetisiert, die erste Blende des Filters

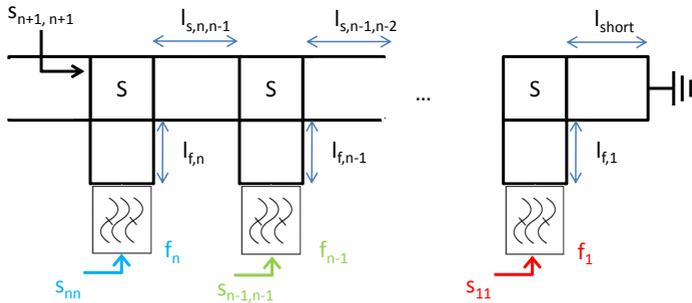


Bild 2.16: Multiplexer mit Filtern an Sammelschiene.

wird dabei angepasst. In [YW11] wird darüber hinaus ein Verfahren vorgestellt, bei dem Resonanzen auf der Sammelschiene verwendet werden, um zusätzliche Filterpole zu erzeugen. Für die vorliegende Arbeit ergeben sich hieraus jedoch einige Nachteile, insbesondere die Temperaturstabilität der Filterfunktion, da die Sammelschiene in der Regel aus Aluminium gefertigt werden soll und daher nicht als temperaturstabil angenommen werden kann. Weiterhin liegt die Güte einer Sammelschienenresonanz deutlich unterhalb der Resonatorgüte. Im Folgenden wird daher ein Verfahren gewählt, bei dem Sammelschienenresonanzen nicht zur Bildung der Filterfunktion genutzt werden.

In [MRM97] werden, ausgehend von den gegebenen Filterfunktionen, Designgleichungen für die Sammelschienenabstände gegeben. Dies liefert im Zusammenspiel mit einseitig abgeschlossenen (singly-terminated) Filtern (vgl. Abschnitt 2.6.1) gute Ergebnisse und wird im Folgenden für die erste Dimensionierung der Sammelschienenabstände verwendet. In jedem Fall muss das Ergebnis der Sammelschienen-synthese durch globale Optimierung verbessert werden. Im Folgenden wird der Algorithmus nach [MRM97] vorgestellt.

2.6.1 Einseitig abgeschlossene Filter

Einseitig abgeschlossene (singly-terminated) Filter wurden ursprünglich entwickelt, um an Verstärkern mit sehr geringem Innenwiderstand zu arbeiten [CMK07]. Durch ihren günstigen Impedanzverlauf können sie jedoch auch als Startwert bei der Multiplexersynthese verwendet werden. Zur Ermittlung der Kopplungen des einseitig abgeschlossenen Filter wird die ABCD-Matrix eines beidseitig abgeschlossenen Filters nach [CMK07] angepasst und der Synthesalgorithmus nach Abschnitt 2.3 durchgeführt. Um den gewünschten Impedanzverlauf zu erreichen, muss das Anpassungsniveau des beidseitig abgeschlossenen Filters, das als Basis dient, deutlich unter den gewünschten Wert reduziert werden. In der Praxis haben sich Anpassungsniveaus im Bereich um 10 dB bewährt.

2.6.2 Multiplexersynthese

Die Multiplexersynthese nach [MRM97] beruht darauf, die Sammelschienenlängen wechselweise, beginnend am Kurzschluss, so zu dimensionieren, dass der Reflexionsfaktor minimal wird.

Hierzu werden die Gleichungen (2.70) zur Ermittlung der Länge l_f zur Minimierung der Eingangsreflexion eines Zweitores nach Abb. 2.17 verwendet. Die Gleichungen gelten allgemein für die Minimierung der Eingangsreflexion eines Zweitores. Durch Anpassung der Indizes (Vertauschen von Index 2 und 3) kann ebenso die Länge des durchgehenden Zweiges l_s bestimmt werden.

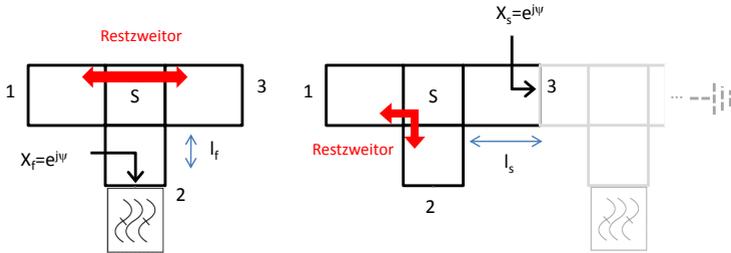


Bild 2.17: Zweitor für Synthese nach [MRM97].

$$l = \frac{\Psi - \phi}{2\beta} \quad (2.70)$$

mit

$$\phi = 2 \arctan \left(\frac{-b + \sqrt{a^2 + b^2 - c^2}}{c - a} \right)$$

$$a = \frac{a_{33}}{a_{11}} (1 + a_{22}^2) \sin(\phi_s - \phi_{11} - \phi_{33}) - a_{22} \left(1 + \left(\frac{a_{33}}{a_{11}} \right)^2 \right) \sin(\phi_{22})$$

$$b = \frac{a_{33}}{a_{11}} (1 + a_{22}^2) \cos(\phi_s - \phi_{11} - \phi_{33}) - a_{22} \left(1 + \left(\frac{a_{33}}{a_{11}} \right)^2 \right) \cos(\phi_{22})$$

$$c = 2 \frac{a_{33}}{a_{11}} a_{22}^2 \sin(\phi_{11} + \phi_{22} + \phi_{33} - \phi_s)$$

$a_{mn} e^{j\phi_{mn}}$ sind die Reflexions-S-Parameter des Verzweigungsdreitors (in Abb. 2.17 mit S gekennzeichnet). $e^{j\phi_s}$ ist die Determinante der S-Matrix des Verzweigungsdreitors bei Frequenz f . Ψ ist die Phase der Eingangsreflexion der verlustlosen Last.

Die Synthese läuft wie folgt ab. Zunächst wird die Eingangsreflexion des Filters am Kurzschluss berechnet und damit mit Gl. (2.70) die Kurzschluss-

länge für minimale Reflexion berechnet. Die Länge vom ersten Filter zur Sammelschiene ist frei wählbar. Im nächsten Schritt wird mit Gl. (2.70) mit vertauschten Indizes die Länge zwischen zweitem Filter und der Sammelschiene berechnet, dann die Länge zwischen erstem und zweitem Filter analog zum Kurzschluss. Für die Berechnung der durchgehenden Längen auf der Sammelschiene wird jeweils der Reflexionsfaktor des Filters bei dessen Mittenfrequenz benutzt. Für die Berechnung der Längen zwischen Filter und Sammelschiene schlägt [MRM97] vor, den Reflexionsfaktor des an Tor 3 angeschlossenen Restnetzwerks nach der Synthese von N Filtern bei $f^* = 1/N \sum_{n=1}^N f_n$ zu ermitteln und die Länge mit diesem Wert zu berechnen. Insbesondere, wenn die Filter auf der Sammelschiene nicht frequenzmässig sortiert sind, kann dies zur Degradation des Ergebnisses führen. Es wurde bei Tesat deshalb zusätzlich die Möglichkeit geschaffen, alle Längen jeweils bei den Mittenfrequenzen aller Filter zu ermitteln. Diese Längen werden dann arithmetisch gemittelt [Hei11]. Dies führt bei nicht sortierten Kanälen zu einer leichten Verbesserung gegenüber [MRM97]. In jedem Fall ist jedoch eine abschließende globale Optimierung nötig.

Der oben beschriebene Sammelschienensynthesealgorithmus wird in Kapitel 6 genutzt, um eine Anfangslösung für die Sammelschiene des flexiblen Multiplexers zu generieren. In Kapitel 6 wird beschrieben, wie diese Anfangslösung durch Phaseneinstellglieder erweitert werden kann, um einen einstellbaren Multiplexer zu generieren.

2.7 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurde auf die Grundlagen der Filtersynthese eingegangen. Ausgehend vom Filterpolynom wird die Koppelmatrix und das Ersatzschaltbild mit Impedanzinvertern synthetisiert. Für die Umsetzung in Hohlleiterfilter wird der *reactance slope parameter* eingeführt. Das so entste-

hende Hohlleiterersatzschaltbild kann mit Hilfe numerischer Verfahren optimiert werden. Das Ersatzschaltbild des Filters wird dann mit einem bei Tesat im Laufe dieser Arbeit entwickelten Verfahren in eine Vollwellendarstellung umgewandelt. Die Leitungsstücke im Ersatzschaltbild werden zu Hohlleiterresonatoren, die Impedanzinverter werden als Koppelblenden realisiert. Das Verfahren kann dabei sowohl auf Rund- als auch auf Rechteckhohlleiterfilter angewendet werden, ebenso sind sowohl Single- als auch Dual Mode Filter realisierbar, die in Ausbreitungsrichtung oder seitlich gekoppelt sein können.

Im nächsten Schritt werden die beidseitig abgeschlossenen Filter in einseitig abgeschlossene Filter umgewandelt und mit Hilfe eines iterativen Verfahrens die optimalen Sammelschienenabstände ermittelt. Abb. 2.18 fasst den gesamten oben beschriebenen Filter- und Multiplexersyntheseprozess zusammen.

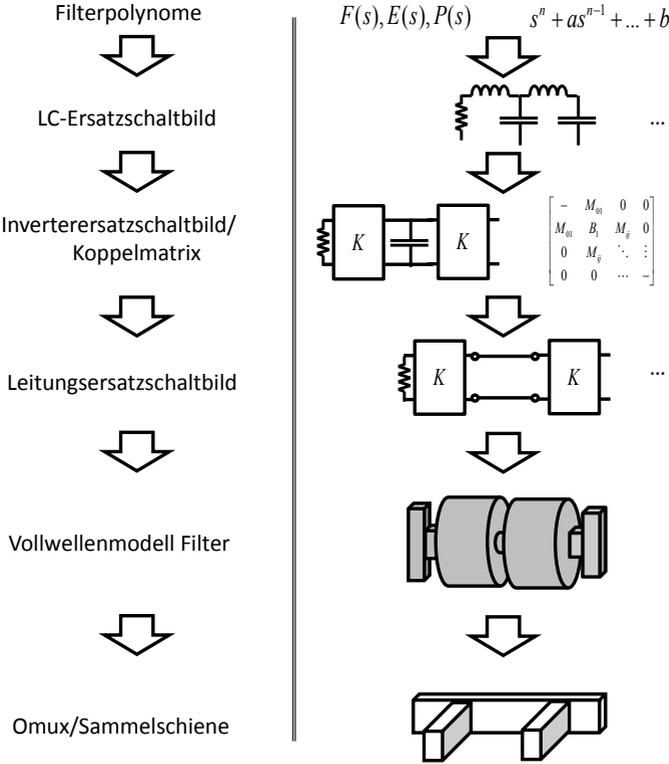


Bild 2.18: Zusammenfassung des Syntheseprozesses.

3 Flexible Filter

In diesem Kapitel wird die Implementierung des flexiblen Filters vorgestellt. Das Filter soll im Ka-band betrieben werden und sowohl in der Frequenz als auch in der Bandbreite einstellbar sein. Das Filter soll in Hohlleitertechnologie realisiert werden. Diese erlaubt es, schmalbandige Filter mit geringen Verlusten für hohe Leistungen zu realisieren.

3.1 Einstellung der Mittenfrequenz

Die Mittenfrequenz des Filters wird in erster Linie von der Resonanzfrequenz der Resonatoren bestimmt. Somit kann die Mittenfrequenz des Filters durch Änderung der Resonanzfrequenz seiner Resonatoren eingestellt werden. Dies kann direkt durch Kapazitätsänderung mit Varaktordioden [Kei+98; HR82; Guy12; ALL14], MEMS [Bra+01; ER05a; ER05b; SWR12] oder durch Barium-Strontium-Titanat Dünnschichtkapazitäten mit ferroelektrischen Eigenschaften [Jia+11] erreicht werden. Diese Microstrip-basierten Ansätze sind aufgrund ihrer geringen Güten auf einige 100 mW Eingangsleistung beschränkt [SZ15].

Insbesondere für höhere Leistungen werden die Filter durch mechanische Änderung der Länge von Hohlleiterresonatoren [Yas+09; KC89; UH91; YYK12; Ros+16a] in der Frequenz eingestellt.

Zunächst soll grundsätzlich untersucht werden, ob und in welchem Maß die Mittenfrequenz des Filters eingestellt werden kann, ohne dass gleichzeitig die Kopplungen angepasst werden müssen. Hierzu wird zunächst angenommen, dass der slope parameter nach (Abschnitt 2.4.2) bei Änderung der Filterfrequenz gleich bleibt (dies gilt für Filter mit nicht dispersiven Leitungen und näherungsweise für Hohlleiterfilter, die weit oberhalb der Grenzfrequenz des Hohlleiters betrieben werden). Ebenso wird angenommen, dass die Kopplungen (Immitanzinverter) bei der Skalierung der Frequenz unverändert bleiben. Aus Gl. (2.54) bzw. Gl. (2.55) ist ersichtlich, dass sich für gleichbleibenden Inverterwert und geänderte Mittenfrequenz ω_0^* sich die Bandbreite $(\omega_2 - \omega_1)^*$ ändern muss. Es gilt also nach Gl. 3.1, dass die Bandbreite linear mit der Mittenfrequenz ansteigt.

$$(\omega_2 - \omega_1)^* = (\omega_2 - \omega_1) \frac{\omega_0^*}{\omega_0} \quad (3.1)$$

	20 GHz	21 GHz
Ein- und Auskopplungsinverter (Ω)	815.1	815.1
Kopplung von 1 nach 2 und 3 nach 4 (Ω)	17962.7	17962.7
Kopplung von 2 nach 3 (Ω)	20004.8	20004.8
Querkopplung von 1 nach 4 (Ω)	-58383.6	-58383.6
Resonatorlänge (mm)	7.4948	7.1379

Tabelle 3.1: Filterdaten, Parallelersatzschaltbild $Z_0=50 \Omega$.

Abb. 3.1 zeigt die Simulation eines solchen Falles. Das 20 GHz Filter mit 36 MHz Bandbreite ist mit dispersionsfreien Leitungen modelliert. Es wurde durch Anpassung der Resonatorlängen ohne Änderung der Kopplungen auf 21 GHz verschoben. Die Inverterwerte und Resonatorlängen des Filters bei 20 und 21 GHz sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst. Die Bandbreite

steigt nach Gl. (3.1) linear mit der Resonanzfrequenz um 5% an. Die neue Bandbreite des Filters bei 21 GHz beträgt also 37.8 MHz.

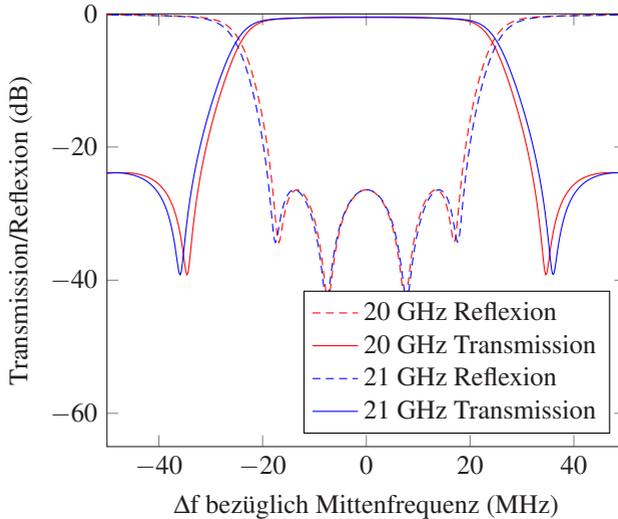


Bild 3.1: Vierkreisfilter bei 20 GHz / 36 MHz und Filter mit gleichen Inverterwerten nach Anpassung der Resonanzfrequenz auf 21 GHz / 37.8 MHz (simuliert).

In der Praxis bedeutet dies einen Verlust von nutzbarer Bandbreite, da zur Einhaltung der Nahband-Spezifikation über den gesamten Frequenzbereich von der breiten Filterbandbreite ausgegangen werden muss, während das In-Band Verhalten von der schmalen Filterbandbreite dominiert wird. Weiterhin wird die hier als konstant angenommene Koppelwirkung der Filterblenden in einer typischen Filterkonfiguration über Frequenz zunehmen, da die Kopplung durch die Cutoff-Dämpfung des Koppelhohlleiters bestimmt wird. Diese sinkt nach Gl. 3.2 mit abnehmendem Abstand der Betriebsfrequenz f zur Grenzfrequenz f_c , $f_c > f$. Das bedeutet, dass die Bandbreite des Filters in der Praxis mit zunehmender Frequenz stärker steigt als nach Gl. 3.1 angegeben.

$$\alpha_c = e^{\frac{2\pi}{c} \sqrt{f_c^2 - f^2}} \quad (3.2)$$

Für das zu entwickelnde flexible Ausgangsfilter kommt zur Einstellung der Mittenfrequenz die TE_{011} -Mode zum Einsatz, die sich aufgrund ihrer Feldverteilung sehr gut für die Längenänderung der Resonatoren eignet [AP09; Arn+11]. Wie in Abb. 3.2 erkennbar, fließen bei dieser Mode keine Ströme von der Seiten- zur Endwand des Resonators. Daher kann der Resonator hier aufgetrennt werden, ohne die Feldverteilung dramatisch zu beeinflussen. Diese Eigenschaften können zur Temperaturkompensation genutzt werden [EE76]. In [AW11] wird die Realisierung von temperaturkompensierten Filtern im Ka-Band für Anwendung mit sehr hohen Eingangsleistungen von 300 W vorgestellt. Hierbei wird die thermische Ausdehnung von Aluminiumfiltern mit Hilfe eines von einem Bimetall bewegten Kompensationselements kompensiert. Das elektrische Feld im TE_{011} - Mode-Resonator mit Kompensationseinheit ist in Abb. 3.3 dargestellt.

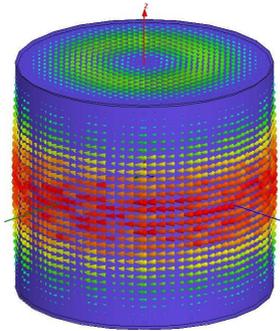


Bild 3.2: Oberflächenströme, TE_{011} Mode.

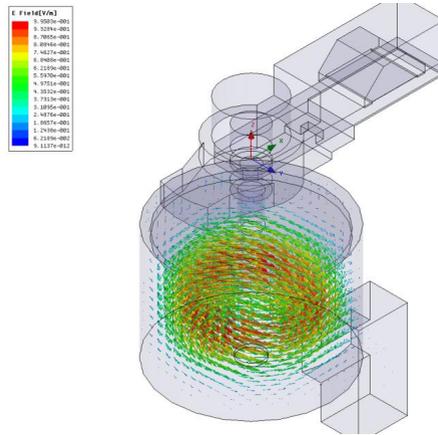


Bild 3.3: Feldverteilung, TE_{011} Mode im temperaturkompensierten Resonator.

3.2 Einstellung der Bandbreite

Für in der Bandbreite einstellbare Filter werden in der Literatur häufig PIN Dioden als Schalter [LP05; Rau03; San+13; MH12; MH10] in Mikrostreifenleitungstechnologie verwendet. Auch mit Hilfe von MEMS [CR14] können einstellbare Bandbreiten realisiert werden. Mit diesen wird zwischen verschiedenen Koppelstrukturen umgeschaltet, was es erlaubt, verschiedene diskrete Bandbreiten zu realisieren. In [San+05] wird die Bandbreiteneinstellbarkeit durch Varaktor-Elemente in Verbindung mit verstimmt Resonatoren erreicht. Eine Implementierung in Mikrostreifenleitungstechnik ist für diese Arbeit wegen der hohen Verluste und der zu geringen Leistungsverträglichkeit von in der Regel weniger als 1 W [SZ15] nicht geeignet.

In [YYK12] wird ein Verfahren vorgestellt, das auf der Hintereinanderschaltung zweier frequenzeinstellbarer Bandpassfilter basiert. Die effektive Bandbreite der Hintereinanderschaltung wird durch die Überlappung der beiden einzelnen Filter bestimmt. Um Interaktionen zwischen den Filtern zu

vermeiden, ist jedoch ein zusätzlicher Isolator zwischen den beiden Einzel-
filtern nötig.

Der in dieser Arbeit vorgestellte Entwurf benötigt keinen zusätzlichen Isola-
tor zur Bandbreiteneinstellung, außerdem ist nur ein Filter nötig, das direkt
in Frequenz und Bandbreite eingestellt werden kann. Im Folgenden wird das
Konzept des einstellbaren Immitanzinverters vorgestellt.

3.2.1 Einstellbarer Immitanzinverter

Das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte, neuartige Konzept der einstell-
baren Immitanzinverter wurde in [APZ14] erstmals vorgestellt. Es basiert
darauf, dass der Impedanzinverter durch eine äquivalente Schaltung aus Im-
mitanzinvertern und Resonatoren ersetzt wird. Durch Verstimmen der Re-
sonatoren kann der Inverterwert eingestellt werden. Die neu eingeführten
Resonatoren werden im Folgenden als Koppelresonatoren bezeichnet. Die
Koppelresonatoren sind außerhalb der Resonanz betriebene Resonatoren,
wie sie beispielsweise auch in [Syn97; She+09; ARB04; CMK07] einge-
setzt werden. Dort werden sie jedoch genutzt, um gewisse Eigenschaften der
Kopplung einstellen zu können, beispielsweise um ein negatives Vorzeichen
der Kopplung zu erzeugen. Das Prinzip des mit Hilfe von Koppelresonato-
ren einstellbaren Inverters wird in Abb. 3.4 verdeutlicht. Die Verstimmung
der Resonatoren erfolgt hierbei durch Längenänderung mit Hilfe bewegli-
cher Abgleichsteller.

Zunächst soll betrachtet werden, wie der Wert des Immitanzinverters ver-
ändert werden muss, wenn die Bandbreite geändert wird. Nach Gl. (2.64)
skaliert der Wert der Immitanzinverter für die Kopplung zwischen zwei Re-
sonatoren linear mit der Bandbreite $\omega_2 - \omega_1$, nach Gl. (2.65) skaliert der
Immitanzinverterwert mit der Wurzel der Bandbreite $\omega_2 - \omega_1$. Für eine Ver-
dopplung der Bandbreite müssen die Inverterwerte J_{ij} mit Faktor 2 multipli-

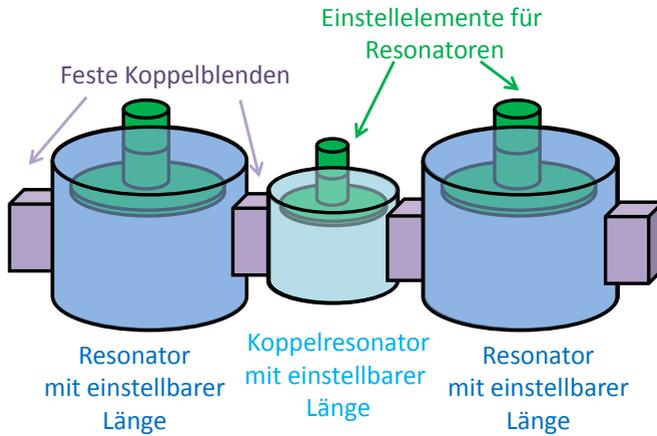


Bild 3.4: Neue Realisierung eines einstellbaren Inverters, Realisierungsbeispiel mit seitlich gekoppelten, in der Länge einstellbaren Resonatoren.

ziert werden, die Inverterwerte der Ein- und Auskopplung J_{S1} und J_{nL} mit $\sqrt{2}$. Die Resonanzfrequenz der Resonatoren bleibt in der Immitanzinverterdarstellung unverändert.

Alle im Folgenden hergeleiteten Identitäten, also sowohl die bekannten für nicht einstellbare Inverter als auch die neuen, für die in dieser Arbeit vorgestellten einstellbaren Inverter, gelten nur für eine Frequenz exakt. Daher gilt grundsätzlich, dass die erzielten Ergebnisse für Filter mit kleiner relativer Bandbreite besser passen als für Filter mit sehr hohen relativen Bandbreiten. Da in dieser Arbeit vorrangig Kanalfilter von Ausgangsmultiplexern betrachtet werden, die prinzipiell eher schmalbandig sind (typisch 36 MHz Bandbreite bei 20 GHz Mittenfrequenz \rightarrow 0.18 % rel. Bandbreite), ist diese Einschränkung im vorliegenden Fall zu vernachlässigen.

3.2.2 Realisierung nicht einstellbarer Immitanzinverter

Zunächst wird auf die klassische Realisierung von Immitanzinvertoren eingegangen. Abb. 3.5 zeigt eine Schaltung, die in der Praxis zur Realisierung eines Impedanzinverters verwendet werden kann. Dieser besteht aus einer Reaktanz, sowie einer Leitung mit Wellenwiderstand Z_{01} und elektrischer Länge φ_1 auf der einen Seite, Z_{02} und elektrischer Länge φ_2 auf der anderen Seite. Wenn es sich bei der Reaktanz wie in Abb. 3.5 um eine Kapazität handelt ($X < 0$), ist die elektrische Länge der angeschlossenen Leitung positiv. Handelt es sich um eine Induktivität, so ist die elektrische Länge der angeschlossenen Leitung negativ.

In beiden Fällen wird die Länge des Inverters mit den angeschlossenen Resonatoren verrechnet (Abb. 3.5). Diese Leitungslänge charakterisiert die Belastung des Resonators durch die Reaktanz. Der Resonator wird dabei so verkürzt bzw. verlängert, dass die Resonanzfrequenz des Resonators konstant bleibt, obwohl er nicht mehr durch einen Kurzschluss oder Leerlauf abgeschlossen ist.

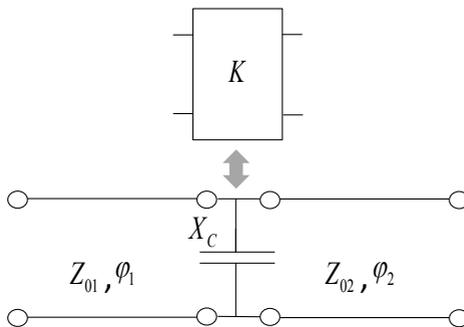


Bild 3.5: Realisierung von Immitanzinvertoren, Inverteridentität für Impedanzinverter.

Im Spezialfall $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$, der häufig in der Literatur betrachtet wird [CMK07; MYJ80; Lor13], gelten die Beziehungen nach Gln. (3.3), (3.4) und (3.5). In diesem Fall gilt auch $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$ und $X_C = 1/\omega C$.

$$K = Z_0 \tan |\varphi| \quad (3.3)$$

$$\varphi = -\arctan \left(\frac{2X}{Z_0} \right) / 2 \quad (3.4)$$

$$\left| \frac{X}{Z_0} \right| = \frac{\frac{K}{Z_0}}{1 - \left(\frac{K}{Z_0} \right)^2} \quad (3.5)$$

Diese Beziehungen können beispielsweise durch Identität der ABCD-Matrizen von Inverter (Gl. (2.17) und Gl. (2.18)) und der Schaltung aus Abb. 3.5 hergeleitet werden [Mec15].

3.2.3 Realisierung einstellbarer Immitanzinverter mit Reaktanzen

Im Folgenden wird das in dieser Arbeit entwickelte einstellbare Inverterprinzip vorgestellt. In diesem Abschnitt wird zunächst die Realisierung des einstellbaren Inverters mit Reaktanzelementen untersucht. Im Abschnitt 3.2.5 wird eine alternative Darstellung mit Impedanzinvertoren hergeleitet.

Das Invertermodell ist in Abb. 3.6 dargestellt. Der Immitanzinverter wird in Analogie zu Abb. 3.5 durch die Kombination von Resonatorverkürzungen (Leitungsstück mit Länge ϕ_1 und Wellenwiderstand Z_{01}), Immitanzinvertoren und Koppelresonator (Leitungsstück mit Länge ϕ_2 und Wellenwiderstand Z_{02}) ersetzt. Abb. 3.7 zeigt einen Resonator (grün) mit Blenden (gelb), dessen Leitungersatzschaltbild (Leitung φ_0 und Impedanzinverter K_1 und K_2) sowie deren Identität mit der flexiblen Koppelresonatorstruktur φ_{2n} (grau).

Die φ_{1n} (rot) stellen die Verkürzungen der angeschlossenen Resonatoren (grün) dar. Die Impedanzinverter werden durch Blindelemente repräsentiert (orange), die als Koppelblenden (gelb) realisiert werden.

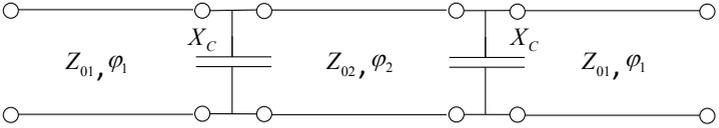


Bild 3.6: Ersatzschaltbild des einstellbaren Immitanzinverters mit Koppelresonatoren und Blindelementen.

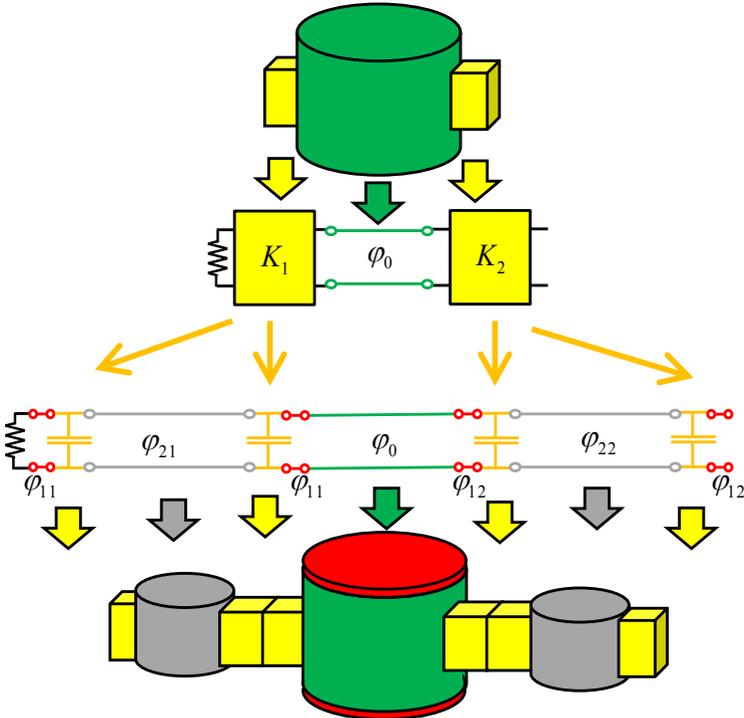


Bild 3.7: Vorgestellter einstellbarer Inverter mit Reaktanzen und Realisierungsbeispiel mit seitlich gekoppelten Resonatoren.

Diese Darstellung erlaubt es, den Wert des Inverters nur durch Anpassung der Leitungslängen φ_1 und φ_2 einzustellen. Insbesondere muss bei der hier vorgestellten, neuartigen Inverterrealisierung der Wert des Blindwiderstandes X_p nicht angepasst werden, um eine Änderung des Inverterwertes zu erreichen. Dies impliziert nach den Ausführungen im Abschnitt 2, dass die Koppelblenden zwischen den Resonatoren unverändert bleiben können. Die Änderung der Kopplung wird lediglich durch Verstimmung von Resonatoren ermöglicht, was in der Praxis wesentlich einfacher umgesetzt werden kann als eine Änderung der Koppelblenden.

Die ABCD-Matrix der Leitungsstücke kann nach Gl. (3.6) mit $n=1,2$ angegeben werden, wobei φ_1 und φ_2 die elektrischen Längen der Leitungen, Z_{01} und Z_{02} die Wellenwiderstände sind.

$$ABCD_{l_n} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_n) & jZ_{0n} \sin(\varphi_n) \\ j\frac{\sin(\varphi_n)}{Z_{0n}} & \cos(\varphi_n) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Die ABCD-Matrix einer Parallelreaktanz mit Impedanz X_p ist in Gl. (3.7) angegeben.

$$ABCD_{X_p} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j/X_p & 1 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Durch Multiplikation von Leitungs- und Reaktanzmatrizen ergibt sich nach Gl. (3.8) eine Gesamtmatrix $ABCD_C$.

$$\begin{aligned}
 ABCD_C &= ABCD_{l_1} * ABCD_{X_p} * ABCD_{l_2} * ABCD_{X_p} * ABCD_{l_1} \\
 &= \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

Damit die Struktur nach Abb. 3.6 äquivalent zu einem Impedanzinverter ist, muss gelten $ABCD_C = ABCD_K$, wobei $ABCD_K$ die ABCD-Matrix des Impedanzinverters nach Gl. (2.17) ist. Wegen der Symmetrie der Schaltung gilt $c_{11} = c_{22}$. Für eine reziproke ABCD-Matrix gilt:

$$AD - BC = 1. \quad (3.9)$$

Daher gilt wegen Reziprozität $c_{12} = -1/c_{21}$ wenn $c_{11} = c_{22} = 0$ (Bedingung für Impedanzinverter). Damit ergibt sich ein nichtlineares Gleichungssystem nach Gl. (3.10), das nach den Unbekannten φ_1 und X_p gelöst werden kann. Die elektrische Länge des Koppelresonators φ_2 wird als beliebig aber konstant gewählt.

$$\begin{aligned}
 c_{11} &= 0 \\
 c_{12} &= -jK
 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Zunächst wird $c_{11} = 0$ für φ_1 gelöst. Dies ergibt nach Gl. (3.11):

$$\varphi_1 = -\frac{j}{4} \ln \frac{Ae^{2*j*\varphi_2} + B}{Ce^{2*j*\varphi_2} + D} \quad (3.11)$$

mit A , B , C und D nach Gl. (3.12).

$$\begin{aligned}
 A &= (Z_{01} * Z_{02} - j * X_p * Z_{02} + j * Z_{01} * X_p)^2 \\
 B &= -(-j * X_p * Z_{02} - j * Z_{01} * X_p + Z_{01} * Z_{02})^2 \\
 C &= (j * X_p * Z_{02} + Z_{01} * Z_{02} + j * Z_{01} * X_p)^2 \\
 D &= -(j * X_p * Z_{02} - j * Z_{01} * X_p + Z_{01} * Z_{02})^2
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Für $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ vereinfacht sich (3.11) zu (3.13). Diese Gleichung entspricht bis auf mathematische Umformungen der in [APZ14] angegebenen.

$$\varphi_1 = -\frac{j}{4} \ln \frac{(2X_p + jZ_0)^2 e^{-j\varphi_2} + Z_0^2 e^{j\varphi_2}}{(2jX_p + Z_0)^2 e^{j\varphi_2} - Z_0^2 e^{-j\varphi_2}} \tag{3.13}$$

Dieser Wert für φ_1 nach Gl. (3.11) wird in c_{12} eingesetzt und $c_{12} = -jK$ für X_p gelöst. Dies ergibt für X_p die beiden Lösungen nach Gl. (3.14).

$$\begin{aligned}
 X_{p,1} &= \frac{Z_{01}Z_{02}(2KZ_{01} \cos(\varphi_2) - A_1)}{2 \sin(\varphi_2)KZ_{01}^2 - 2 \sin(\varphi_2)KZ_{02}^2 - 2Z_{02}K^2 + 2Z_{02}Z_{01}^2} \\
 X_{p,2} &= \frac{Z_{01}Z_{02}(2KZ_{01} \cos(\varphi_2) + A_1)}{2 \sin(\varphi_2)KZ_{01}^2 - 2 \sin(\varphi_2)KZ_{02}^2 - 2Z_{02}K^2 + 2Z_{02}Z_{01}^2}
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

mit

$$A_1 = \sqrt{2K((2Z_{01}^2 Z_{02} - 2Z_{02} K^2) \sin(\varphi_2) + Z_{02}^2 K \cos(2\varphi_2) + 2Z_{01}^2 K - Z_{02}^2 K)} \quad (3.15)$$

Für $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ ergeben sich die in [APZ14] wiedergegebenen Gleichungen (3.16) für die Auslegung der Impedanzinverter (wobei der Reaktanzwert dort als $X_p/2$ angenommen ist). Außerdem wurden die Gleichungen hier mathematisch vereinfacht.

$$\begin{aligned} \frac{X_{p,1}}{Z_0} &= \frac{1}{2} \frac{2Z_0 K \cos(\varphi_2) - A_2}{Z_0^2 - K^2} \\ \frac{X_{p,2}}{Z_0} &= \frac{1}{2} \frac{2Z_0 K \cos(\varphi_2) + A_2}{Z_0^2 - K^2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

mit A_2 nach Gl. (3.17).

$$A_2 = \sqrt{2Z_0 K (2Z_0^2 \sin(\varphi_2) - 2 \sin(\varphi_2) K^2 + Z_0 K \cos(2\varphi_2) + Z_0 K)} \quad (3.17)$$

Mit den Gleichungen (3.11) bzw. (3.13) und (3.14) bzw. (3.16) kann der vollständige Immitanzinverter nach Abb. 3.6 beschrieben werden. Der Wert von φ_2 ist dabei zunächst frei wählbar.

Um den Immitanzinverter einstellbar zu machen, muss nun ein neuer Wert für die elektrische Länge des Koppelresonators φ_2' berechnet werden, sodass der gewünschte Inverterwert K' erreicht wird. Der Wert von X_p bleibt dabei

unverändert. Außerdem muss die Belastung der angeschlossenen Resonatoren φ'_1 neu berechnet werden, damit sich ein gültiger Immitanzinverter ergibt. Hierzu wird, wie oben bei der Berechnung von X_p , φ_1 nach Gl. (3.11) in c_{12} eingesetzt, dieses Mal aber $c_{12} = -jK'$ für φ_2 gelöst. Dies ergibt für $Z_{01} \neq Z_{02}$ die beiden Lösungen nach Gl. (3.18). Für K muss der gewünschte neue Wert K' eingesetzt werden.

$$\begin{aligned}\varphi'_{2,1} &= -j \ln \left(\frac{j X_p^2 Z_{02} K^2 - X_p^2 Z_{01}^2 Z_{02} + \sqrt{(A_3 + B_3)(A_3 - B_3)}}{2 Z_{01}^2 X_p^2 K - 2IK Z_{01}^2 X_p Z_{02} - KX_p^2 Z_{02}^2 - Z_{01}^2 Z_{02}^2 K} \right) \\ \varphi'_{2,2} &= -j \ln \left(\frac{j X_p^2 Z_{02} K^2 - X_p^2 Z_{01}^2 Z_{02} - \sqrt{(A_3 + B_3)(A_3 - B_3)}}{2 Z_{01}^2 X_p^2 K - 2IK Z_{01}^2 X_p Z_{02} - KX_p^2 Z_{02}^2 - Z_{01}^2 Z_{02}^2 K} \right)\end{aligned}\quad (3.18)$$

mit A_3 und B_3 nach Gl. (3.19).

$$\begin{aligned}A_3 &= X_p^2 Z_{02} K^2 + X_p^2 Z_{01}^2 Z_{02} \\ B_3 &= KX_p^2 Z_{02}^2 + Z_{01}^2 Z_{02}^2 K + Z_{01}^2 X_p^2 K\end{aligned}\quad (3.19)$$

Für $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ ergeben sich wiederum die in [APZ14] wiedergegebenen Gleichungen (3.20).

$$\begin{aligned}\varphi'_{2,1} &= -j \ln \left(\frac{X_p^2 K^2 - X_p^2 Z_0^2 + \sqrt{(A_4 - B_4)(A_4 + B_4)}}{K Z_0^2 (-2X_p + jZ_0)} \right) \\ \varphi'_{2,2} &= -j \ln \left(\frac{X_p^2 K^2 - X_p^2 Z_0^2 - \sqrt{(A_4 - B_4)(A_4 + B_4)}}{K Z_0^2 (-2X_p + jZ_0)} \right)\end{aligned}\quad (3.20)$$

mit A_4 und B_4 nach Gl. (3.21).

$$\begin{aligned}
 A_4 &= X_p^2 Z_0^2 + X_p^2 K^2 \\
 B_4 &= 2Z_0 X_p^2 K + K Z_0^3
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

Nachdem die neue Länge φ'_2 des Koppelresonators bestimmt wurde, muss die neue Verkürzung der Resonatoren φ'_1 bestimmt werden, indem φ'_2 und K' in Gl. 3.11 bzw. 3.13 eingesetzt werden. Damit ist der variable Inverter vollständig bestimmt. Abb. 3.8 fasst den oben beschriebenen Entwurfsprozess zusammen, Abb. 3.9 fasst die Änderung des Koppelwerts zusammen. Die in der Abbildung rot markierten Elemente werden im jeweiligen Schritt neu berechnet.

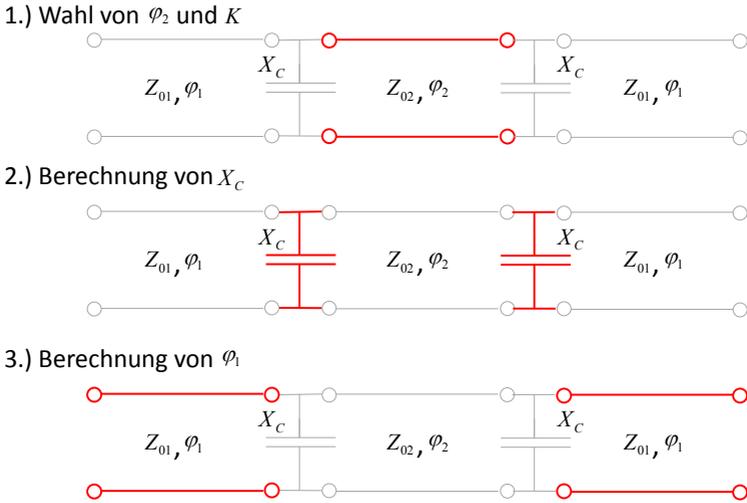


Bild 3.8: Ablauf des Entwurfs des flexiblen Inverters (rot markierte Elemente werden im jeweiligen Schritt geändert).

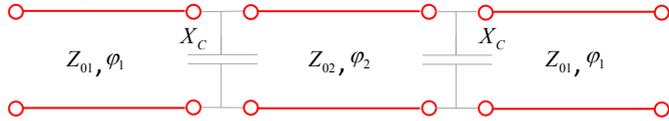
1.) Berechnung von φ_2' und φ_1' für K' 

Bild 3.9: Änderung des Koppelwerts des flexiblen Inverters (rot markierte Elemente werden geändert).

3.2.4 Diskussion der Gleichungen und Grenzen

Damit der Immitanzinverter realisierbar ist, muss gelten, dass sowohl φ_1 als auch X_p reell sind.

Bedingung φ_1 reell

Für den komplexen Logarithmus gelten die Rechenregeln $\ln(z) = \ln|z| + j\phi$, mit einer komplexen Zahl $z = |z|e^{j\phi}$. Sowohl Gl. (3.11) als auch Gl. (3.13) lassen sich in der Form $\varphi_1 = -j/4 \ln z'$ darstellen. In beiden Fällen hat das Argument des Logarithmus z' den Betrag 1, sodass φ_1 unabhängig von den eingesetzten Parametern immer eine rein reelle Zahl mit dem Wert $1/4 \arg(z')$ ($\arg()$ bezeichnet das Argument der komplexen Zahl).

Bedingung X_p reell

Für die komplexe Wurzel gilt die Rechenregel $\sqrt{z} = \sqrt{|z|} + e^{j \arg(z)} = \sqrt{r} + e^{j\phi}$, mit einer komplexen Zahl $z = re^{j\phi}$. Das Argument der Wurzel von Gl. (3.16) hat Nullstellen nach Gl. (3.22).

$$\begin{aligned}K &= 0 \\K &= Z_0 / \sin(\varphi_2) \\K &= -Z_0 \sin(\varphi_2)\end{aligned}\tag{3.22}$$

In Abb. 3.10 ist der Real- und Imaginärteil von $X_{p,1}$ anhand eines Zahlenbeispiels für unterschiedliche Werte von K dargestellt (für $Z_{01} = Z_{02} = 50 \Omega$ und $\varphi_2 = 160^\circ$). Die charakteristischen Punkte nach Gl. (3.22) liegen bei $K = 0 \Omega$, $K = 146.19 \Omega$ und $K = -17.10 \Omega$ und sind in der Abbildung erkennbar.

In Abb. 3.10 erkennt man, dass mit diesem Inverter Inverterwerte zwischen 0Ω und 146.19Ω realisierbar sind, da in diesem Bereich der Imaginärteil verschwindet, das Argument der Wurzel in Gl. (3.16) also eine positive Zahl ist.

Für die zweite Lösung $X_{p,2}$ aus Gl. (3.16) gelten die gleichen charakteristischen Punkte. Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K sind in Abb. 3.11 gezeigt.

Im Weiteren wird ein Zahlenwertbeispiel für Winkel $> 180^\circ$ gezeigt. Mit dieser Konfiguration sind Inverterwerte $K < 0 \Omega$ realisierbar. Für $Z_0 = 50 \Omega$ und $\varphi_2 = 230^\circ$ ergeben sich die kritischen Punkte $K = 0 \Omega$, $-K = 65.27 \Omega$ und $K = 38.30 \Omega$. In Abb. 3.12 ist der Verlauf von X_p für verschiedene Werte von K dargestellt, der Nutzbereich liegt zwischen 0Ω und -65.27Ω .

Beide Lösungen von X_p sind übereinandergelegt. Es ist gut zu erkennen, dass die charakteristischen Punkte und damit der nutzbare Bereich für beide Lösungen identisch sind. Der Verlauf des Imaginärteils beider Lösungen ist an der K -Achse gespiegelt.

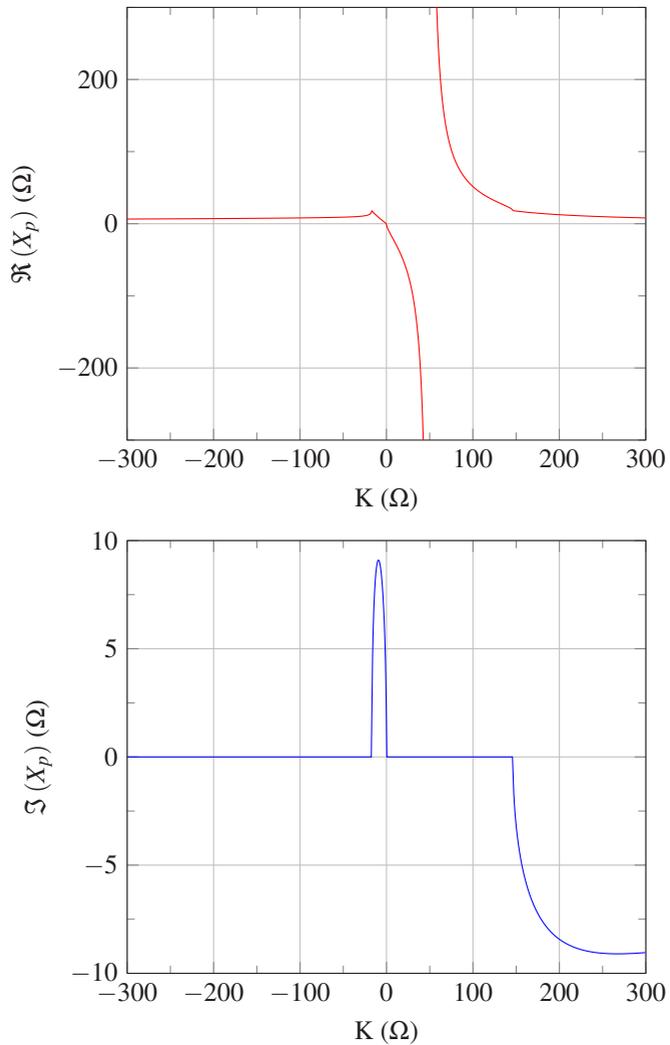


Bild 3.10: Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$, erste Lösung

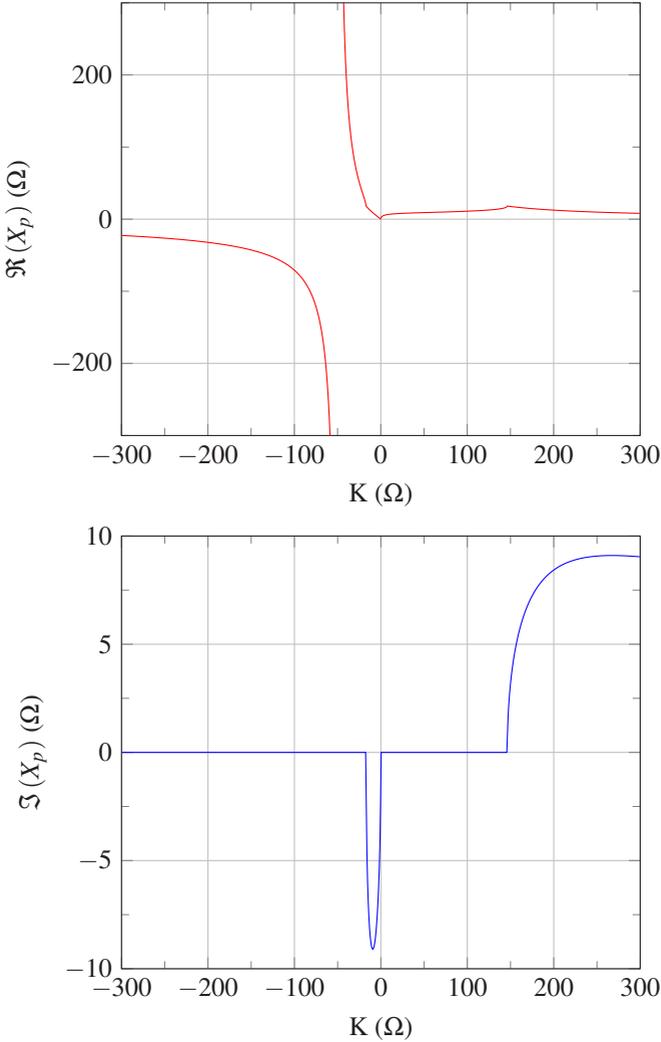


Bild 3.11: Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$, zweite Lösung

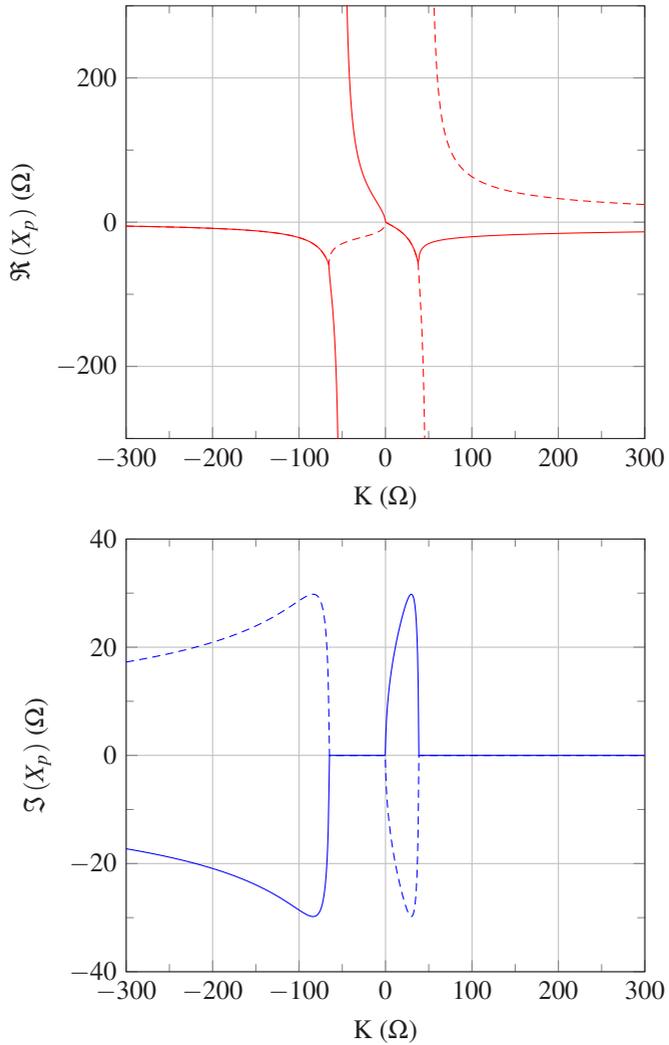


Bild 3.12: Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 230^\circ$, erste Lösung (durchgezogen) und zweite Lösung (gestrichelt).

In Abb. 3.13 ist schließlich der Verlauf von X_p der Inverterwerte nach Gl. (3.14) für verschiedene Wellenwiderstände $Z_{01} = 50 \Omega$ und $Z_{02} = 31.6 \Omega$ dargestellt, mit $\varphi_2 = 160^\circ$. Der Kurvenverlauf entspricht weitgehend den oben dargestellten Fällen. Die charakteristischen Punkte sind $K = \{0 \Omega, 231.31 \Omega, -10.814 \Omega\}$.

Einstellbarkeit mit φ_2

Im Folgenden wird der Verlauf des Inverterwerts bei Änderung von φ_2 dargestellt. Abb. 3.14 zeigt die Änderung des Inverterwertes bei Änderung der Länge des Koppelresonators für drei verschiedene Werte von X_p (1, 2, 3 Ω) [APZ14]. Die Abbildungen sind auf $Z_{01} = Z_{02} = 1 \Omega$ normiert.

In Abb. 3.15 ist der Verlauf des Inverterwerts über φ_2 und X_p dargestellt. Abb. 3.14 stellt damit einen Querschnitt durch Abb. 3.15 für feste Werte von X_p dar. Für $\varphi_2 = 0$ entspricht der Wert des flexiblen Inverters genau dem Standardinverter nach Abb. 3.5, er beträgt $\left| \frac{K}{Z_0} \right| = \frac{K/Z_0}{1-(K/Z_0)^2}$. Deutlich erkennbar sind die Resonanzen in der Charakteristik, die sich π -periodisch wiederholen. In Abb. 3.14 ist gut zu erkennen, dass die Empfindlichkeit des Inverterwerts gegen Änderungen von φ_2 in der Nähe der Resonanz am höchsten ist.

In Abb. 3.14 ist außerdem erkennbar, dass der minimal erreichbare Koppelwert der Inverterstruktur vom Wert von X_p abhängt. Eine Verringerung des Koppelwertes unterhalb dieses Minimums ist bei einmal festgelegtem X_p also auch bei beliebig großer Änderung von φ_2 nicht möglich. Dies muss im Designprozess berücksichtigt werden.

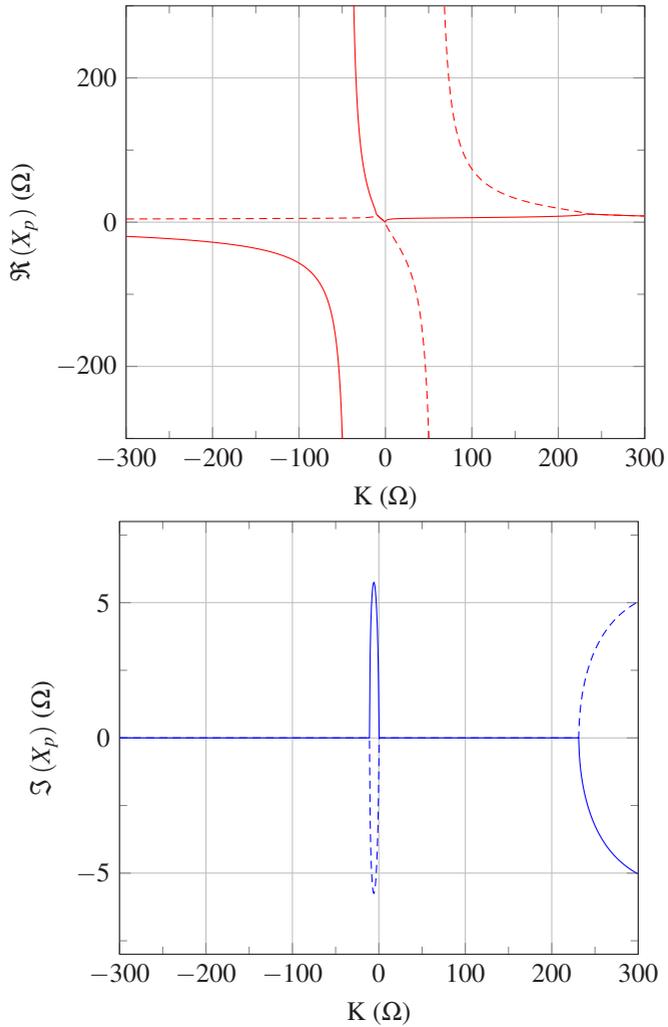


Bild 3.13: Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$ und verschiedene Wellenwiderstände ($Z_{01} = 50 \Omega$, $Z_{02} = 31.6 \Omega$), erste Lösung (durchgezogen) und zweite Lösung (gestrichelt).

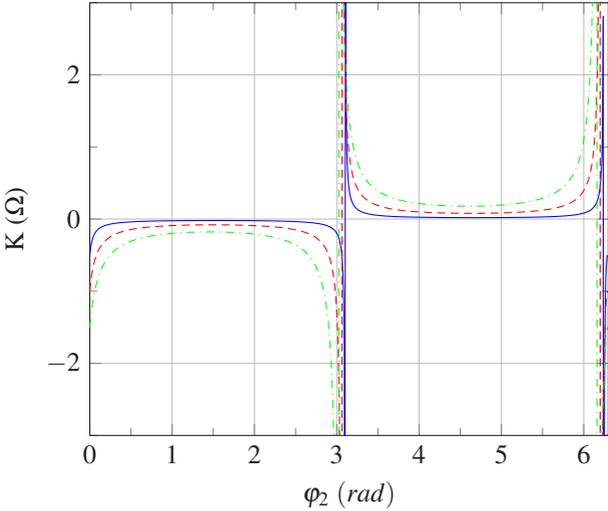


Bild 3.14: K-Wert des Impedanzinverters bei $X_p = 1 \Omega$ (blau, durchgezogen), $X_p = 2 \Omega$ (rot, gestrichelt) und $X_p = 3 \Omega$ (grün, strichpunktiert) über verschiedene φ_2 ($Z_{01} = Z_{02} = 50 \Omega$), nach [APZ14].

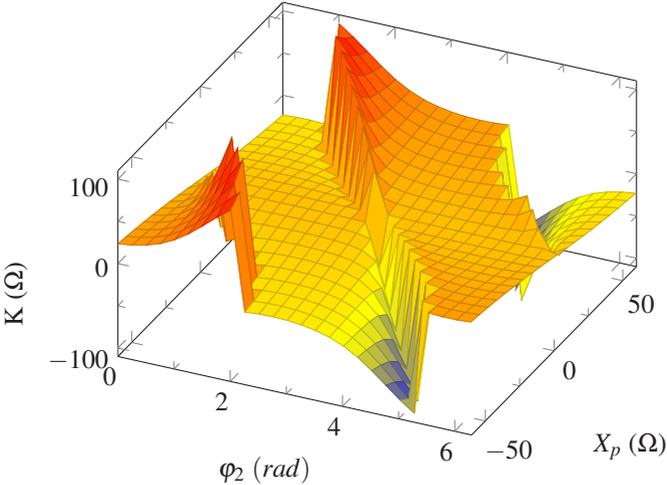


Bild 3.15: K-Wert des Impedanzinverters über X_p und φ_2 ($Z_0 = 50 \Omega$), nach [APZ14].

3.2.5 Alternative Realisierung einstellbarer Immitanzinverter mit Invertern

Im vorherigen Abschnitt wurden die Inverteridentitäten in Analogie zu den klassischen Inverteridentitäten nach [JS 01; CMK07] mit einer Kombination aus Parallel-Reaktanz und Leitungslängen hergeleitet. Dieses stellt ein Ersatzschaltbild bestehend aus reaktiver Blende, Koppelresonator und Verkürzung der Resonatoren dar. Dies ist in Abb. 3.16 veranschaulicht. Die φ_1 (rot) stellen die Verkürzungen der angeschlossenen Resonatoren (grün) dar. Die Koppelresonatoren sind grau dargestellt. Die Impedanzinverter werden durch Koppelblenden repräsentiert (gelb).

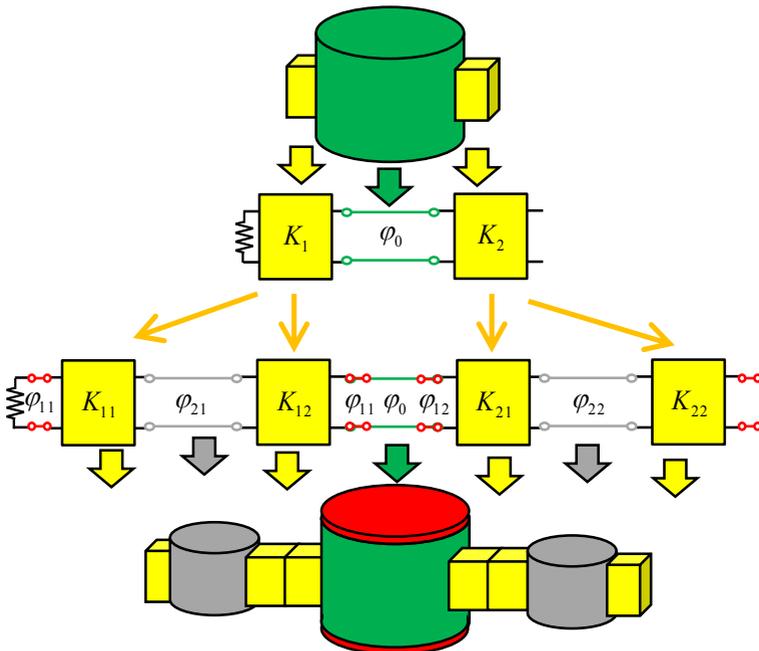


Bild 3.16: Vorgestellter einstellbarer Inverter mit Invertern und Realisierungsbeispiel mit seitlich gekoppelten Resonatoren.

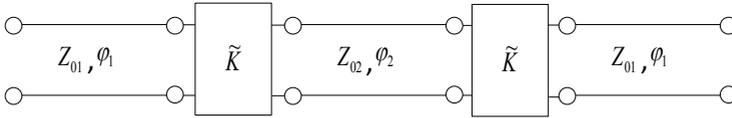


Bild 3.17: Ersetzen der Immitanzinverter durch Koppelresonatoren und Impedanzinverter.

Es kann jedoch im Hinblick auf die spätere Vollwellenwandlung von Vorteil sein, die Impedanzinverter zunächst nicht durch Reaktanzen zu ersetzen. Dies erlaubt es, die Inverter zu einem späteren Zeitpunkt separat umzusetzen. Daher wird im Folgenden eine alternative Inverterstruktur nach Abb. 3.17 vorgestellt. Hierbei wird der Immitanzinverter in zwei Inverter aufgeteilt, zwischen denen sich der Koppelresonator befindet. Damit ein Immitanzinverter entsteht, muss am Ein- und Ausgang der Schaltung wiederum eine Leitungslänge vorgesehen werden, die mit den eigentlichen Resonatoren verrechnet wird. Die Herleitung dieser Struktur erfolgt im Prinzip identisch wie in Abschnitt 3.2.3. Durch Matrixmultiplikation der ABCD-Matrizen der Einzelemente wird die ABCD-Matrix der Struktur nach Abb. 3.17 aufgebaut und diese mit der ABCD-Matrix des Impedanzinverters nach Gl. (2.17) gleichgesetzt. Dies ergibt wiederum ein nichtlineares Gleichungssystem, das auf die gleiche Art wie oben beschrieben gelöst werden kann. Durch Reziprozität und Symmetrie sind auch in diesem Fall die Bedingungen $c_{11} = c_{22}$ und $c_{12} = -1/c_{21}$ automatisch erfüllt.

Im Folgenden wird nur der allgemeine Fall $Z_{01} \neq Z_{02}$ betrachtet. Durch Lösen von $c_{11} = 0$ nach φ_1 ergibt sich Gl. (3.23). Zur Unterscheidung wird der Wert der aufgeteilten Impedanzinverter mit \tilde{K} bezeichnet. Der Anfangswert des einstellbaren Inverters mit K , der Sollwert des Impedanzinverters nach der Einstellung wie im vorherigen Abschnitt mit K' .

$$\varphi_1 = -\frac{j}{4}^*$$

$$\ln \frac{Z_{02}^2 Z_{01}^2 e^{2j\varphi_2} - Z_{02}^2 Z_{01}^2 - 2\tilde{K}^2 Z_{02} Z_{01} e^{2j\varphi_2} - 2\tilde{K}^2 Z_{02} Z_{01} + \tilde{K}^4 e^{2j\varphi_2} - \tilde{K}^4}{Z_{02}^2 Z_{01}^2 e^{2j\varphi_2} - Z_{02}^2 Z_{01}^2 + 2\tilde{K}^2 Z_{02} Z_{01} e^{2j\varphi_2} + 2\tilde{K}^2 Z_{02} Z_{01} + \tilde{K}^4 e^{2j\varphi_2} - \tilde{K}^4} \quad (3.23)$$

Auch in diesem Fall gilt, dass φ_1 immer rein reell ist, da der Betrag des Terms im Logarithmus immer betragsmässig 1 ist. Im nächsten Schritt wird φ_1 nach Gl. 3.23 in c_{12} eingesetzt und $c_{12} = -jK$ nach \tilde{K} gelöst. Dies ergibt vier Lösungen nach (3.24).

$$\tilde{K} = \pm \frac{\sqrt{2}}{2} \sqrt{\pm \frac{Z_{01} 2(Z_{01}^2 - K^2 + I \sqrt{2K^2 Z_{01}^2 \cos(2\varphi_2) - Z_{01}^4 - K^4})}{K \sin(\varphi_2)}} \quad (3.24)$$

Es gibt also jeweils eine positiv und negativ reelle sowie eine positiv und negativ imaginäre Lösung, jeweils mit dem gleichen Betrag. Damit kann der einstellbare Impedanzinverter aufgebaut werden. Weiterhin wird untersucht, wie φ_2' und φ_1' verändert werden muss, um einen neuen Inverterwert K' einzustellen. Der Koppelinverter \tilde{K} bleibt dabei wiederum unverändert. Zur Bestimmung von φ_2 wird wiederum φ_1 nach Gl. (3.23) in $c_{12} = -jK'$ eingesetzt und nach φ_2 gelöst, dies ergibt φ_2 nach Gl. (3.25).

$$\varphi_2' =$$

$$-j \ln \left(j \frac{-\tilde{K}^2 Z_{02} Z_{01}^2 + \tilde{K}^2 K'^2 Z_{02} \pm \sqrt{(K'^2 Z_{02}^2 - \tilde{K}^4)(\tilde{K}^4 K'^2 - Z_{02}^2 Z_{01}^4)}}}{K'(\tilde{K}^2 + Z_{02} Z_{01})(\tilde{K}^2 - Z_{02} Z_{01})} \right) \quad (3.25)$$

Damit sind die Designgleichungen für einen einstellbaren Inverter nach Abb. 3.17 vollständig beschrieben.

3.3 Synthese des flexiblen Filters

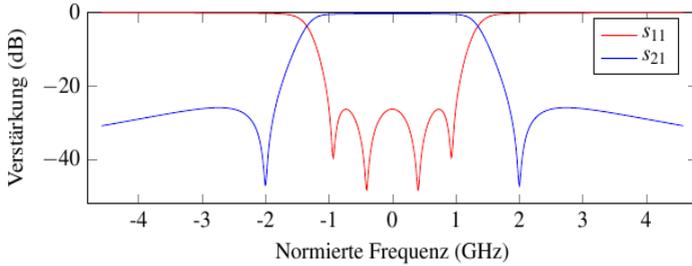
Mit Hilfe der in den vorangegangenen Abschnitten vorgestellten Design-Gleichungen soll nun ein in der Bandbreite einstellbares Filter aufgebaut werden. Hierfür wird eine für Ausgangsmultiplexer typische Filterfunktion als Beispielfall berechnet.

3.3.1 Filterfunktion

Als Beispielfall wird im Folgenden ein vierkreisiges, quasielliptisches Filter mit zwei Transmissionsnullstellen bei den normierten Frequenzen $s = -2$ und $s = +2$ berechnet. Dieser Filtertyp wird auch als 4-2-0 Filter bezeichnet, da 4 Nullstellen von s_{11} , 2 imaginäre Nullstellen von s_{21} und 0 reelle Nullstellen von s_{21} vorkommen. Als Resonanzmode für die Resonatoren wird die TE_{011} Mode gewählt, da sich mit dieser die Resonatoren hervorragend in der Frequenz einstellen lassen und diese Mode eine exzellente Güte bietet. Für die Koppelresonatoren wird die Grundmode im Rundhohlleiter, die TE_{111} Mode, gewählt, da diese einen optimalen störmodenfreien Bereich bietet. Die dadurch reduzierte Güte der Koppelresonatoren fällt nicht stark ins Gewicht, da diese nicht bei ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden. Das Filter soll bei 20 GHz arbeiten und in der Bandbreite von 36 bis 72 MHz einstellbar sein. Die Anpassung beträgt 26 dB.

In Abb. 3.18 sind die s_{11} - und s_{21} - Polynome des Filters und deren grafische Repräsentation veranschaulicht (vgl. Abschnitt 2.1). Deren Koppelmatrixrepräsentation ist in Tab. 3.2 veranschaulicht (vgl. Abschnitt 2.2.4). Da es sich um ein symmetrisches Filter handelt, sind alle Hauptdiagonalelemente

der Koppelmatrix identisch null (vgl. Abschnitt 2.2.3). In Abb. 3.19 sind die Nullstellen und Maxima des Filters dargestellt.



$$s_{21} = (0.0+0.349j) \frac{-0.25*x.^2 + -0.999j}{1.0*x.^4 + (2.671+0.0j)*x.^3 + (4.604+0.0j)*x.^2 + (4.689+0.0j)*x + (2.865+0.0j)}$$

$$s_{11} = (1.0+0.0j) \frac{1.0*x.^4 + (1.036+0.0j)*x.^2 + (0.144+0.0j)}{1.0*x.^4 + (2.671+0.0j)*x.^3 + (4.604+0.0j)*x.^2 + (4.689+0.0j)*x + (2.865+0.0j)}$$

Bild 3.18: S_{11} und s_{21} Polynome und Darstellung in dB im Tiefpassbereich, 4-2-0 Filter, [BK13].

Nullstellen s_{21}		Maxima s_{21}			Nullstellen s_{11}	
Re	Im	Re	Im	Wert	Re	Im
0	-2	0	-2.7321	0.0514	0	-0.9333
0	2	0	2.7321	0.0514	0	-0.406
					0	0.406
					0	0.9333

Maxima s_{11}			Polstellen s_{11}/s_{21}	
Re	Im	Wert	Re	Im
0	-0.7321	0.0501	-1.046	-0.7048
0	0	0.0501	-1.046	0.7048
0	0.7321	0.0501	-0.2896	1.3104
			-0.2896	-1.3104

Bild 3.19: Nullstellen und Maxima der Filterpolynome im Tiefpassbereich, 4-2-0 Filter, [BK13].

Die Grenzfrequenz des TE_{011} Mode Resonators beträgt bei einem Durchmesser von 21 mm $f_{c,TE_{011}} = 17.412$ GHz. Der Skalierungsfaktor für die Impedanzinverter beträgt daher nach Gln. (2.64) und (2.65) $\omega_\lambda = 0.01168$ für die Hauptkopplungen und $\omega_\lambda = 0.1080$ für Ein- und Auskopplungen.

	IN	1	2	3	4	OUT
IN	-	1.156	0	0	0	0
1	1.156	0	0.996	0	-0.268	0
2	0	0.996	0	0.873	0	0
3	0	0	0.873	0	0.996	0
4	0	-0.268	0	0.996	0	1.156
OUT	0	0	0	0	1.156	-

Tabelle 3.2: Werte der Koppelmatrix, 4-2-0 Filter.

Der Wellenwiderstand des Filters ist auf 50Ω normiert. Damit ergeben sich für den Fall eines nicht einstellbaren Bandpassfilters in Serienschaltbildstruktur nach Abb. 2.12 die K-Inverterwerte nach Tab. 3.3. Für die gewünschte Resonanzfrequenz von 20 GHz beträgt die Resonatorlänge in beiden Fällen 15.233 mm.

Kopplung	Inverterwert K (Ω)
Ein-/Ausgangskopplung	6.245
Hauptkopplung 1-2 und 3-4	0.582
Hauptkopplung 2-3	0.510
Querkopplung 1-4	-0.156

Tabelle 3.3: Koppelwerte K für 20 GHz Filter, $f_c = 17.412$ GHz mit 36 MHz Bandbreite ($Z_0 = 50 \Omega$).

Die Transmissions- und Reflexionskurven des Filters sind schließlich in Abb. 3.20 gezeigt.

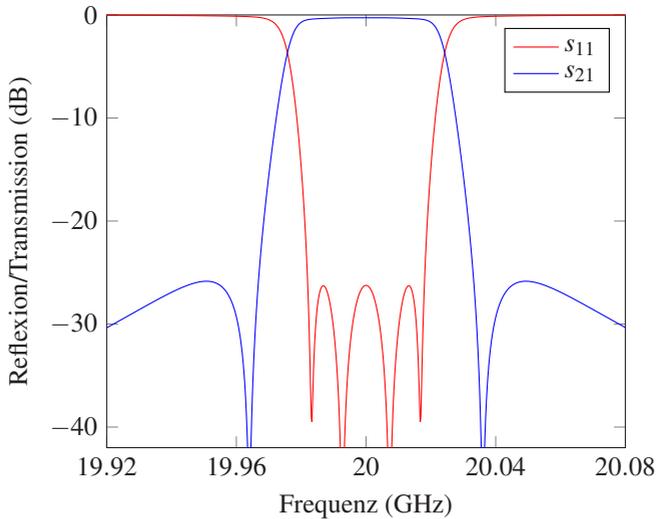


Bild 3.20: Bandpassfilter, 20 GHz.

3.3.2 Ersetzung der Inverter durch neuartige Impedanzinverter

Nachdem das Filter vollständig durch Resonatoren und Impedanzinverter beschrieben ist, können die in Abschnitt 3.2.3 vorgestellten Designgleichungen verwendet werden, um die festen Inverter durch die neuartige flexible Inverterstruktur zu ersetzen. Hierfür wurde ein Programmmodul (Plug-In) für die Entwicklungsumgebung *PP-DFW* erstellt, das diese Ersetzung automatisch vornimmt. *PP-DFW* ist eine von Tesat Spacecom in Zusammenarbeit mit einem IT Dienstleister entwickelte Softwareplattform, die alle im Entwicklungsprozess für Filter und Multiplexer benötigten Werkzeuge und Schnittstellen beinhaltet. Sie setzt auf der „Eclipse Rich-Client Platform“ [Ecl] auf, ist somit sehr modular aufgebaut und erlaubt die Erweiterung mit eigenen Programmmodulen (Plug-Ins).

Für die Festlegung der frei wählbaren elektrischen Länge der Koppelresonatoren sind in [APZ14] einige Richtlinien genannt. Als Ziel sollte die Resonanzfrequenz nach Gl. (3.26) der im Koppelresonator verwendeten Mode mindestens 1 GHz vom Durchlassbereich des Filters entfernt liegen. Ebenso sollten die weiteren Störmoden des Koppelresonators einen Frequenzabstand von mehr als 1 GHz haben.

$$f_{res} = \sqrt{f_c^2 + \left(\frac{nc}{2l}\right)^2} \quad (3.26)$$

Die Grenzfrequenz ist f_c , n ist die Anzahl halber Wellenlängen, c die Lichtgeschwindigkeit und l die Länge des Hohlleiters. Für den Koppelresonator gilt $l = \varphi_2 \lambda_{g0}$, wobei λ_{g0} die Hohlleiterwellenlänge des Koppelresonators bei Mittenfrequenz des Filters ist. Zur Dimensionierung des Koppelresonators wird das Modendiagramm nach Abb. 3.21 verwendet. Die Nutzmode bei 20 GHz, sowie die Störmoden oberhalb und unterhalb sind über ihrer jeweiligen effektiven Güte aufgetragen (der eingetragene Gütewert entspricht 65% der theoretischen Resonatorgüte). Der Resonatordurchmesser ist mit 14 mm so gewählt, dass die Störmoden oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz annähernd den gleichen Abstand haben. Die Grenzfrequenz der TE_{111} -Mode im Resonatorquerschnitt beträgt 12.550 GHz.

Für den frequenzabhängigen Wellenwiderstand im Hohlleiter gilt Gleichung (3.27), wobei $Z_{w0} = 377 \Omega$ der Freiraumwellenwiderstand ist, f die Betriebsfrequenz und f_c die Grenzfrequenz. Für die TE_{011} Mode gilt damit bei Mittenfrequenz des Filters $Z_{0,TE_{011}} = 766.3 \Omega$, für die TE_{111} Mode gilt $Z_{0,TE_{111}} = 484.2 \Omega$. Zweckmäßig wird der Wellenwiderstand der TE_{011} Resonatoren auf 50Ω normiert, sodass dann für die TE_{111} Koppelresonatoren gilt $Z_{0,TE_{111}} = 31.6 \Omega$.

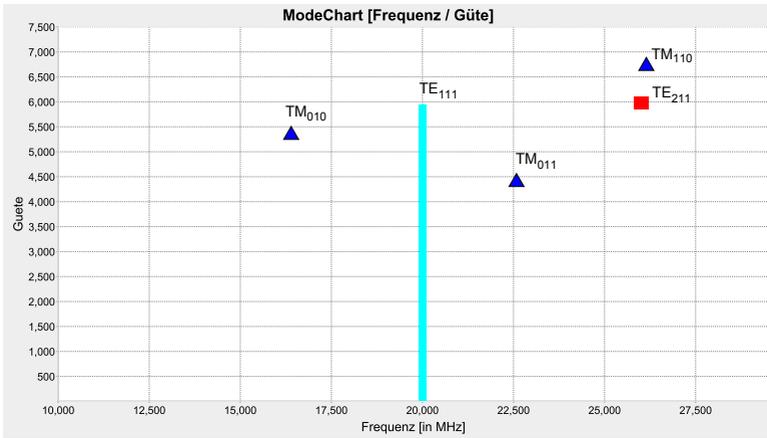


Bild 3.21: Modendiagramm der Koppelresonatoren, TE_{111} Resonator, Durchmesser 14 mm.

$$Z_0 = \frac{Z_{w0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3.27)$$

Als elektrische Länge der Koppelresonatoren für die inneren Kopplungen wird in diesem Beispiel 160° gewählt, für die Ein- und Auskopplungen wird eine elektrische Länge von 190° gewählt, da sich bei der Durchführung der Vollwellenumsetzung gezeigt hat, dass sich die Ein- und Auskopplungen besser mit Längen über 180° realisieren lassen. Die Querkopplung wird mit $\varphi_2 = 200^\circ$ realisiert. Dies erzeugt im Vergleich zu den Hauptkopplungen ein negatives Vorzeichen.

In Tab. 3.4 sind die Zahlenwerte für die einstellbaren Inverter des vierkreisigen, elliptischen Filters für die ursprüngliche Bandbreite von 36 MHz angegeben. Beide Lösungen für X_p und die zugehörigen φ_1 sind angegeben, wobei die erste angegebene Lösung jeweils zu $X_{p,1}$ gehört.

Kopplung	Soll-Inverterwert K (Ω)	φ_2	φ_1	X_p (Ω)
Ein-/Ausgangskopplung	6.245	190°	-2.474° / 2.474°	-4.109 / -8.654
Hauptkopplung 1-2 und 3-4	0.582	160°	-2.951° / 2.951°	2.017 / -3.107
Hauptkopplung 2-3	0.510	160°	-2.754° / 2.754°	1.914 / -2.870
Querkopplung 1-4	-0.156	200°	-1.500° / 1.500°	1.452 / -1.160

Tabelle 3.4: Werte der einstellbaren Inverter, quergekoppeltes Vierkreisfilter, 36 MHz Bandbreite, Mittenfrequenz 20 GHz, $Z_{01} = 50 \Omega$, $Z_{02} = 31.6 \Omega$.

Im nächsten Schritt können die Größen φ'_1 und φ'_2 nach (3.18) berechnet werden. Es wird von der zweiten Lösung für X_p ausgegangen, da diese gleichförmig kapazitive (negatives Vorzeichen) Blenden liefert. Die skalierten Werte K' können nach (2.65) und (2.64) berechnet werden (vgl. Abschnitt 3.2).

Auf die Ergebnisse von Gl. (3.18) können nach Bedarf Vielfache von 360° addiert werden, um die nötige Längenänderung zu reduzieren.

Die Ergebnisse für das vierkreisige elliptische Filter sind in Tab. 3.5 dargestellt. Für die Haupt- und Einkoppelblenden liefert die erste Lösung in Gl. (3.18) die minimale Längenänderung im Vergleich zur ursprünglichen Länge des Koppelresonators. Diese wird daher in Tabelle 3.5 benutzt. Für die Querkopplung liefert die zweite Lösung in Gl. (3.18) minimale Werte für die Längenänderung und wird deshalb verwendet.

Kopplung	Skalierter Inver- terwert $K' (\Omega)$	φ'_2	φ'_1	Lösungs- index Gl. (3.18)
Ein-/Ausgangs- kopplung	8.832	196.18°	-0.559°	1
Hauptkopplung 1-2 und 3-4	1.164	176.19°	2.234°	1
Hauptkopplung 2-3	1.020	175.72°	2.128°	1
Querkopplung 1-4	-0.312	192.02°	1.681°	2

Tabelle 3.5: Neue Werte φ'_1 und φ'_2 nach Bandbreitenänderung von 36 auf 72 MHz.

Nach Gl. (3.28) beträgt die Hohlleiterwellenlänge im TE_{011} - Mode Resonator 30.488 mm, im TE_{111} - Mode Resonator 19.265 mm. Die entsprechenden physikalischen Längen von φ_2 und φ_1 sind in Tab. 3.6 aufgeführt.

$$\lambda_g = \frac{c}{\sqrt{f^2 - f_c^2}} \quad (3.28)$$

Somit lassen sich die zur Einstellung des Filters benötigten Längendifferenzen berechnen, diese sind in Tab. 3.7 gezeigt. Zu beachten ist hierbei, dass die Resonatorverkürzung φ_1 für jede am Resonator angeschlossene Blende berücksichtigt werden muss (der erste Resonator des Filters muss zum Beispiel um den Wert φ_1 der Einkopplung, φ_1 der Hauptkopplung 1-2 sowie φ_1 der Querkopplung 1-4 verkürzt werden).

Das Filter mit obigen Ersatzschaltbild-Parametern wurde mit Hilfe eines Schaltungssimulators simuliert. Abb. 3.22 zeigt die Transmissions- und Re-

flexionscharakteristik des Filters für beide Bandbreiten 36 und 72 MHz. Man erkennt gut die Filterfunktion mit Abweichungen von der optimalen equi-ripple Charakteristik der Anpassung. Diese liegt in der Dispersion der einstellbaren Inverter begründet. Die oben hergeleiteten Inverteridentitäten sind nur bei genau einer Frequenz exakt, die Abweichung vom Sollwert über Frequenz führt zu Abweichungen der Filtercharakteristik. Durch Optimierung der Filterparameter kann diese jedoch weitgehend kompensiert werden (vgl. Abb. 3.23). Im Verlauf der Optimierung muss sichergestellt werden, dass beide Bandbreiten jeweils identische X_p aufweisen, und somit die Kopplung nur von der Länge des Koppelresonators abhängt.

Kopplung	Originale phys. Länge φ_2 (mm)	Originale phys. Länge φ_1 (mm)	Skalierte phys. Länge φ'_2 (mm)	Skalierte phys. Länge φ'_1 (mm)
Ein-/Ausgangs- kopplung	10.173	-0.210	10.503	0.047
Hauptkopplung 1-2 und 3-4	8.567	-0.250	9.433	-0.189
Hauptkopplung 2-3	8.567	-0.233	9.408	-0.180
Querkopplung 1-4	10.708	0.117	10.281	0.142

Tabelle 3.6: Physikalischen Längen von φ_1 und φ_2 für 36 MHz und 72 MHz.

Abb. 3.24 zeigt die S-Parameter des simulierten Filters über einen größeren Frequenzbereich. Aus dieser Abbildung ist der Einfluss der Koppelresonatoren auf die Außerbanddämpfung ersichtlich, da die Resonatoren selbst im Ersatzschaltbild nur mit einer Mode betrieben werden. Die hier ersichtlichen Störresonanzen sind folglich lediglich von den Koppelresonatoren verursacht.

Kopplung	$\Delta\varphi_2$ (mm)	$\Delta\varphi_1$ (mm)
Ein-/Ausgangskopplung	-0.331	0.257
Hauptkopplung 1-2 und 3-4	-0.867	0.061
Hauptkopplung 2-3	-0.842	0.053
Querkopplung 1-4	0.427	-0.015

Tabelle 3.7: Physikalischen Längenunterschiede von φ_1 und φ_2 zwischen 36 MHz und 72 MHz Einstellung.

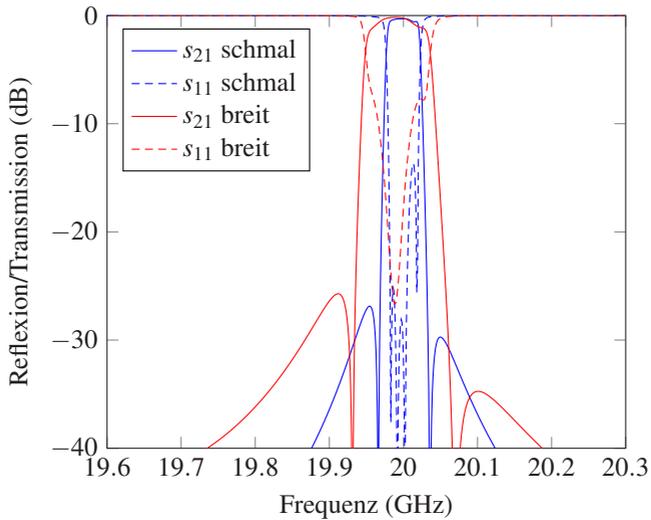


Bild 3.22: Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Bandbreite 36 und 72 MHz, Transmission durchgezogen, Anpassung gestrichelt.

Insbesondere die Resonanz unterhalb des Durchlassbandes wird von der Querkopplung verursacht. Eine derartige Querkopplungsresonanz ist ty-

pisch für Filter, bei denen das negative Vorzeichen der Querkopplung durch einen Resonator, der außerhalb der Resonanzfrequenz betrieben wird, erzeugt wird. Sie liegt außerhalb des Bereiches, in dem die Mittenfrequenz eingestellt werden soll und kann somit toleriert werden. Im Frequenzbereich über dem Durchlassband tritt die erste Kopplungsresonanz oberhalb von 21 GHz auf. Hier treten auch die ersten Störresonanzen im Modenspektrum des TE_{011} -Resonators auf. Daher sind auch die Koppelresonanzen oberhalb des Durchlassbandes tolerierbar, da diese nicht durch die Topologie des flexiblen Filters bedingt sind.

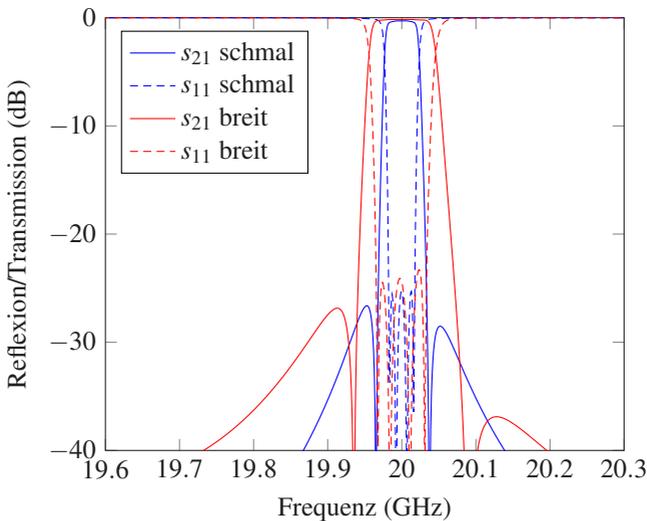


Bild 3.23: Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Bandbreite 36 und 72 MHz, optimiert, Transmission durchgezogen, Anpassung gestrichelt.

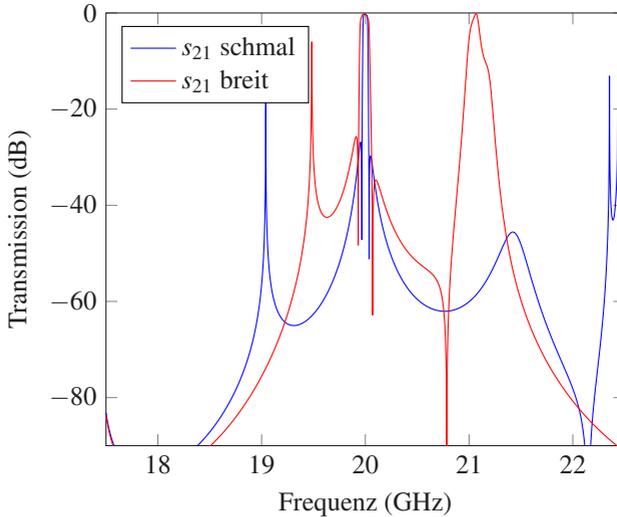


Bild 3.24: Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Bandbreite 36 (blau) und 72 MHz (rot), Weitabsektion.

3.4 Vollwellenumsetzung des flexiblen Filters

Die Umsetzung des Ersatzschaltbildes in physikalische Elemente wurde ebenso als Programmmodul in der Entwicklungsumgebung *PP-DFW* implementiert [Now14]. Der Algorithmus nutzt die in Abschnitt 2.5 vorgestellte Vorgehensweise. Der Aufbau der flexiblen Filter mit Koppelresonatoren ist unter [APT14] patentiert. Die Software kann verwendet werden, um seitlich gekoppelte Filter mit oder ohne Koppelresonatoren zu realisieren. Außerdem erlaubt die Software auch die Umsetzung von Extracted Pole Filtern, das heißt Filtern, bei denen die Transmissionsnullstellen durch parallelgeschaltete Resonatoren realisiert werden [CMK07]. Für flexible Filter hat sich diese Art der Realisierung von Transmissionsnullstellen jedoch als numerisch ungünstig erwiesen [AP16a]. Insbesondere kann bei der Optimierung nur schwer kontrolliert werden, ob sich die Resonanz der

Extracted Pole Parallelresonatoren wie gewünscht in den resonanten Resonatoren oder in den Koppelresonatoren befindet. Daher wird im Folgenden ein quergekoppeltes Filter realisiert.

Im ersten Schritt wird aus dem Ersatzschaltbild ein Filter mit Koppelresonatoren berechnet. Die Länge der Koppelresonatoren kann für die Ein- und Ausgangskopplung, sowie die inneren Kopplungen getrennt eingestellt werden. Diese Länge wird im Verlauf des Syntheseprozesses konstant gehalten.

Im ersten Schritt des Syntheseprozesses werden die Hauptresonatoren auf ihre unbelasteten Längen nach Gl. (3.26) voreingestellt.

Abb. 3.25 verdeutlicht die Abläufe der Synthese. Zunächst werden zur Bestimmung der Koppeldämpfung im Filtermodell Ein- und Auskoppeltore an den Stirnseiten der Resonatoren integriert (rot). Dann werden die Koppelblenden (lila) zwischen den Hauptresonatoren und dem jeweiligen Koppelresonator bei fester Höhe des Koppelresonators so eingestellt, dass die gewünschte Koppeldämpfung nach Gl. (2.68) erreicht wird. Die Höhe der beiden Koppelblenden wird identisch gehalten.

Im Anschluss werden die Längen der Hauptresonatoren so angepasst, dass die Resonanzbedingung erfüllt ist (grün) (vgl. Abschnitt 2.5). Die Feldverteilung der Resonanzmode ist in grün angedeutet.

Die beiden Schritte

1. Berechnung der Koppelblenden
2. Berechnung der Resonanzbedingungen

werden wechselseitig bis zur Konvergenz wiederholt, typischerweise sind drei bis vier Iterationen nötig.

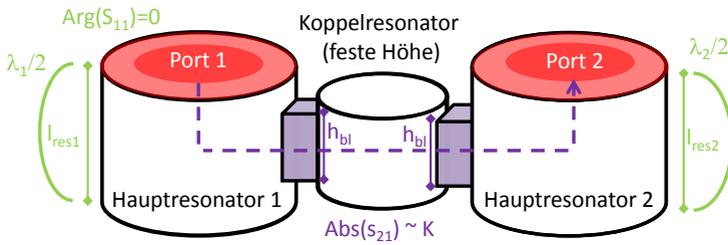


Bild 3.25: Bestimmung der Kopplung zwischen zwei Hauptresonatoren durch den Koppelresonator und der Resonanzlänge der Hauptresonatoren.

Um eine weitere Bandbreite einzustellen, werden im zweiten Schritt die Koppelresonatoren so verstimmt, dass die gewünschte neue Koppeldämpfung erreicht wird. Dies geschieht wie in Abb. 3.25, indem die Koppeldämpfung direkt durch zusätzliche Ein- und Auskoppelwiderstände bestimmt wird. Bei Änderung der Koppelresonatoren muss wiederum die Resonanzbedingung der Hauptresonatoren beibehalten werden, sodass sich ein ähnlicher Ablauf wie bei der Bestimmung der Blendengrößen ergibt. Wiederum wird wechselweise bis zur Konvergenz die neue Kopplung und die Resonanzbedingung der Hauptresonatoren eingestellt.

3.4.1 Optimierungsstrategie

Die Optimierungsstrategie des flexiblen Filters muss besonders untersucht und entwickelt werden, da die verschiedenen Bandbreiten nicht vollständig unabhängig voneinander betrachtet werden können. Grund hierfür ist, dass die Koppelblenden in jedem Fall identische Abmessungen haben müssen, Bandbreite und Mittenfrequenz werden nur durch die Koppel- und Hauptresonatoren bestimmt. Im einfachsten Fall kann das Filter im ersten Schritt für eine der Bandbreiteneinstellungen optimiert werden, im zweiten Schritt

mit unveränderlichen Blendengrößen für die zweite Bandbreite. Dieser Ansatz birgt jedoch das Risiko, dass bei der ersten Optimierung die Blenden so auf die erste Bandbreite optimiert werden, dass die zweite Bandbreite nicht mehr einstellbar ist.

Der bessere Ansatz ist es daher, zwei physikalisch bzw. hochfrequenzmäßig voneinander getrennte Filter in einem einzigen Simulatorlauf zu optimieren, wobei die Blendenabmessungen beider Filter durch Variablen identisch gehalten werden. Somit findet der Optimierer nun für beide Bandbreiten eine optimale Blendengröße. In Anlehnung an den in [YM11] geprägten Begriff „Multiobjective Optimisation“ kann so eine „Multidevice Optimisation“ durchgeführt werden. In Abb. 3.26 ist diese Optimierungsstrategie veranschaulicht. Die grünen bzw. beige Teile des jeweiligen Filters werden unabhängig optimiert, die farblich gekennzeichneten Blenden werden in beiden Filtern auf dem gleichen Wert gehalten. Die beiden Filter entsprechen somit jeweils einem Abgleichzustand des einstellbaren Filters.

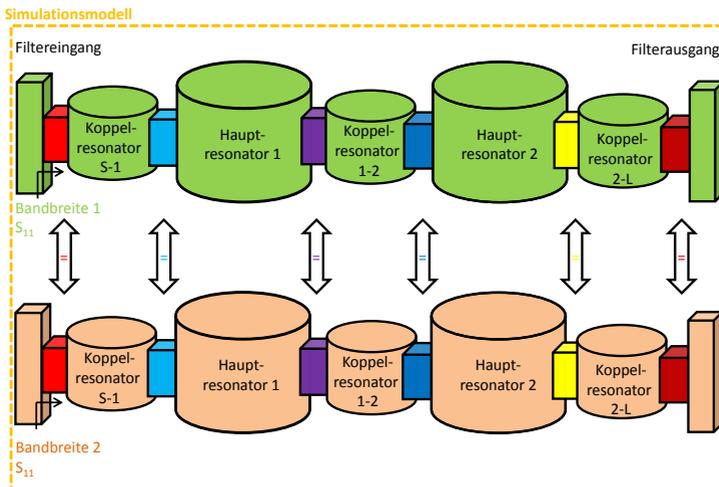


Bild 3.26: Optimierungsstrategie für flexible Filter, Beispiel zweikreisiges Filter.

Das Filter, das in den folgenden Abschnitten vorgestellt wird, wurde mit dieser „Multidevice“ Optimierungsstrategie optimiert.

3.4.2 Filterrealisierung und Simulation

Mit Hilfe des oben dargestellten Algorithmus wurde ein quergekoppeltes, vierkreisiges Filter synthetisiert. Die Hauptresonatoren werden in der TE_{011} - Mode betrieben, die Koppelresonatoren in der TE_{111} - Mode.

Blende	Größe (mm)
Ein-/Ausgangsblende	6.471 (6.36)
Blende 1-2 und 3-4	5.902 (5.955)
Blende 2-3	5.988
Querkoppelblende 1-4	5.141

Tabelle 3.8: Blendengrößen des flexiblen vierkreisigen Filters, Blendenlänge 2 mm.

Die Abmessungen des Filters sind in Tab. 3.8 und Tab. 3.9 aufgeführt. Die Resonatoren wurden bei der Optimierung separat optimiert, sodass das Filter nicht mehr vollständig symmetrisch ist. Die Werte in der Klammer entsprechen jeweils der zweiten Filterblende.

In Abb. 3.27 ist das FEM-Simulationsmodell des Filters dargestellt. Das berechnete Betriebsverhalten dieses Filters wie es erstmals in [APZ15] vorgestellt wurde, ist in Abb. 3.28 dargestellt.

Resonator	Länge (mm), 36 MHz	Länge (mm), 72 MHz	Durchmesser (mm)
Koppelresonator Ein- und Auskopplung	10.970 (10.772)	12.248 (11.865)	14
Resonator 1 und 4	12.859 (12.884)	12.614 (12.684)	21
Koppelresonator 1-2 und 3-4	7.486 (7.627)	7.918 (7.970)	14
Hauptresonator 3 und 4	13.563 (13.492)	13.440 (13.379)	21
Koppelresonator 2-3	7.475	7.863	14
Querkoppel- resonator 1-4	15.03	9.187	14

Tabelle 3.9: Resonatorlängen des flexiblen vierkreisigen Filters.

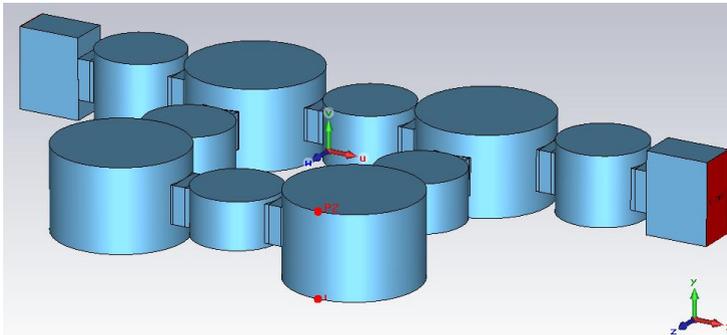


Bild 3.27: 3D Simulationsmodell des quergekoppelten Filters.

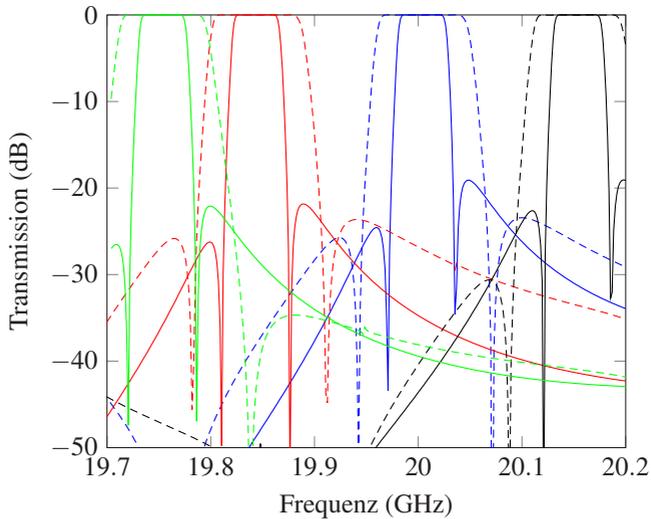


Bild 3.28: Simulierte Filterfunktion für 36 and 72 MHz Bandbreite, skaliert über Frequenz (Blendenabmessungen für alle identisch).

3.5 Messungen am Filter

Das im Rahmen dieser Arbeit gemessene Betriebsverhalten eines vierkreisigen Chebyshev Filters wurde erstmals in [APZ14] vorgestellt. In [APZ15] wurde erstmalig ein vierkreisiges elliptisches Filter präsentiert. Abb. 3.29 zeigt dieses Filter in drei verschiedenen Zuständen für die Bandbreite (36 MHz, 54 MHz und 72 MHz), jeweils bei identischer Mittenfrequenz.

Man erkennt, dass alle drei Bandbreiteneinstellungen mit guter Anpassung besser als 20 dB realisierbar sind. Die Einfügedämpfung bei 20 GHz beträgt 1.2 dB für die 36 MHz Einstellung, 1 dB für die 54 MHz Einstellung und 0.95 dB für die 72 MHz Einstellung. Die Einfügedämpfung ist somit höher als bei einer reinen TE_{011} -Mode Implementierung, jedoch vergleichbar

mit einer, dem Stand der Technik für nicht einstellbare Filter entsprechenden, TE_{112} -Mode Implementierung. Systemseitig kann die höhere Einfügedämpfung des flexiblen Filters durch den Wegfall von Schaltnetzwerken und Hohlleiterführungen kompensiert werden.

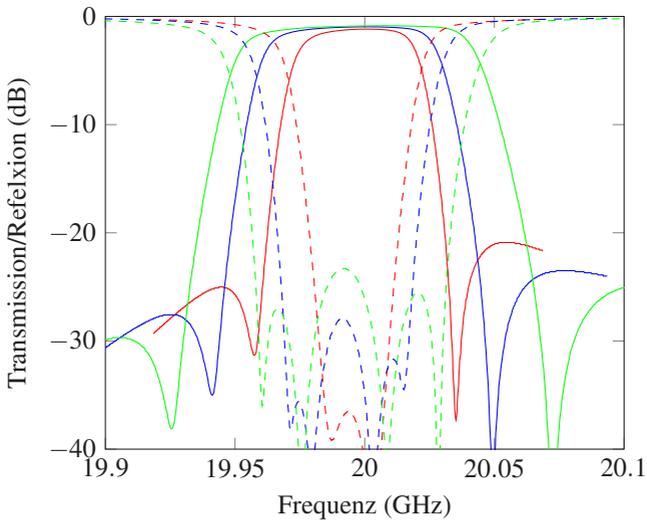


Bild 3.29: Anpassung (gestrichelt) und Transmission (durchgezogen) für 36 MHz, 54 MHz und 72 MHz bei gleicher Mittenfrequenz (gemessen).

Das Filter ist in diesen Messungen noch nicht mit elektromechanischen Aktuatoren bestückt. Da sowohl Mittenfrequenz als auch Bandbreite nur mit Hilfe von Abgleichtellern in den Resonatoren eingestellt werden, kann das Filter jedoch leicht mit linearpositionierenden Aktuatoren ausgerüstet werden. Der Abgleich erfolgte von Hand mit Hilfe der Abgleichsteller. Abbildungen 3.30 und 3.31 zeigen Fotos der Innenstruktur und des äußeren Aufbaus des Filters.



Bild 3.30: Foto des quergekoppelten Filters, Innenstruktur.

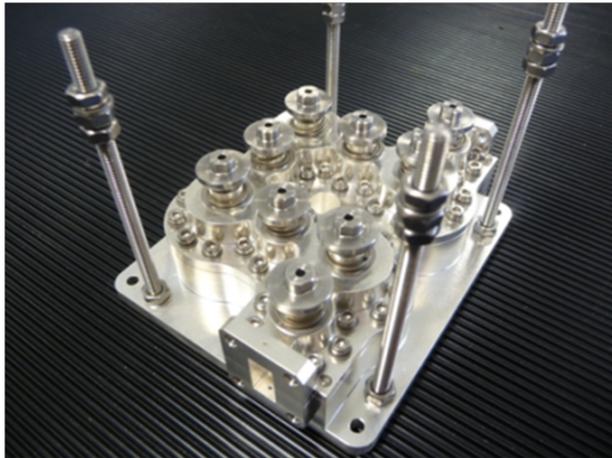


Bild 3.31: Foto des quergekoppelten Filters, Filteraufbau (ohne Aktuatoren).

Die vergoldeten Abgleichschrauben in den Halbschalen werden zur Einstellung der Bandbreite bzw. Mittenfrequenz nicht benötigt und werden am endgültigen Filtermodell nicht mehr vorhanden sein.

In Abb. 3.32, 3.33 und 3.34 werden jeweils verschiedene Frequenzabgleichzustände für 36, 54 und 72 MHz Bandbreite gezeigt. Die Filterbandbreite

bleibt über den gesamten Abgleichbereich über 500 MHz von 19.75 bis 20.25 GHz annähernd konstant. Die Einfügedämpfung sowie die Anpassung sind im Bereich um 20 GHz optimal, sie degradieren mit zunehmender Abweichung von 20 GHz leicht.

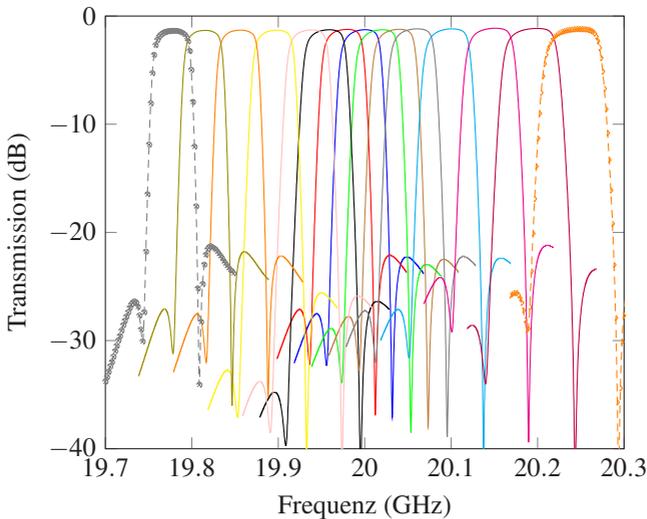


Bild 3.32: 36 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

Abb. 3.35 zeigt das Außerbandverhalten des Filters. Im Bereich unterhalb des Durchlassbandes ist die Querkoppelresonanz zu erkennen. Der weitere Dämpfungsverlauf wird durch das Störmodenspektrum des in der TE_{011} betriebenen Resonators dominiert. Oberhalb des Passbandes sind die ersten Störmoden bei 21 GHz zu erwarten. Hier treten unterhalb von 21 GHz zusätzliche Dämpfungsspitzen auf, die durch die Koppelresonatoren verursacht werden.

Da das Filter in der Frequenz einstellbar ist, kann in weiten Bereichen keine Sperrdämpfung garantiert werden. Wird systemseitig Dämpfung außerhalb des Multiplexerbandes gefordert, so muss das flexible Filter mit

einem Bandpassfilter, beispielsweise in Rechteckhohlleitertechnik, kombiniert werden. Für Dämpfung bis zu sehr hohen Frequenzen (über 30 GHz) kann zusätzlich ein Tiefpassfilter in korrigierter Hohlleitertechnik oder Waffeleisentechnik mit dem Kanalfilter und dem Bandpassfilter kombiniert werden. Dies ist auch bei nicht einstellbaren Filtern üblich.

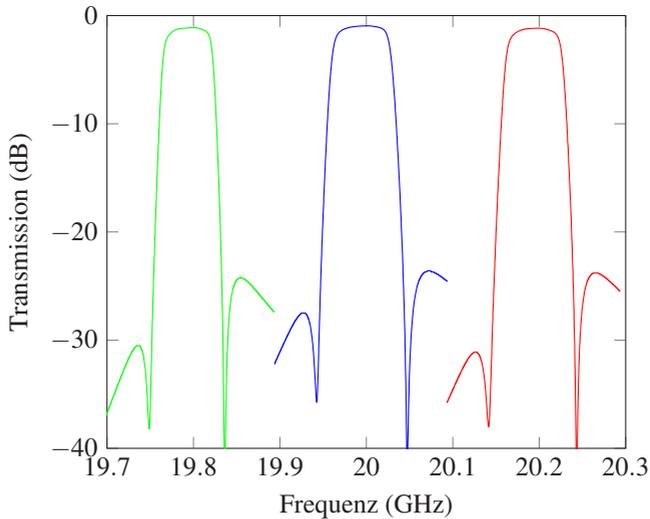


Bild 3.33: 54 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

In der vorliegenden Anwendung wird keine spezifische Außerbanddämpfung gefordert, daher wird das flexible Filter nicht mit weiteren Filtern kombiniert. Für den Einsatz als Multiplexerfilter muss lediglich darauf geachtet werden, dass der Frequenzbereich des Multiplexers zwischen 19.7 GHz und 20.2 GHz frei von Störmoden ist, damit die Isolation zwischen den einzelnen Kanälen gewährleistet ist. Dies ist nach Abb. 3.35 gegeben.

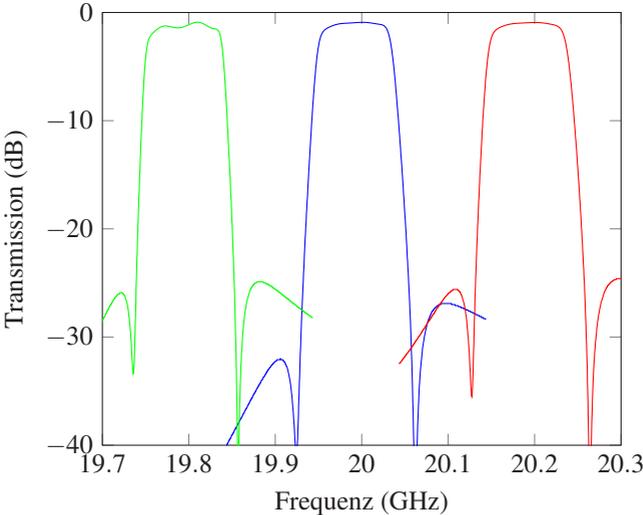


Bild 3.34: 72 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

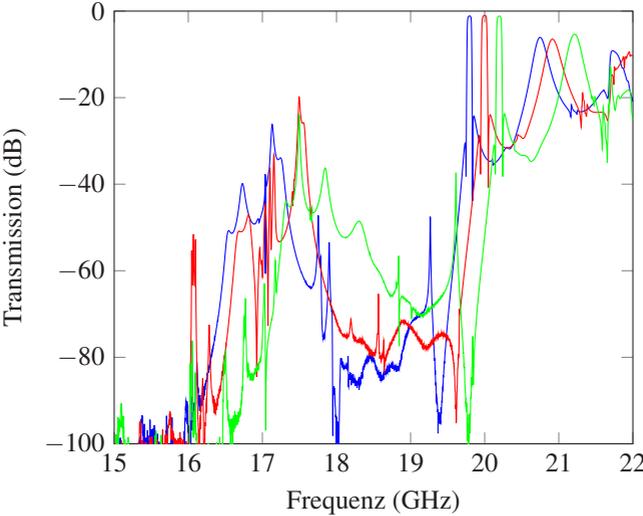


Bild 3.35: Weitabselektion 54 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

4 Leistungsaspekte und Temperaturkompensation

Das flexible Filter wird für den Betrieb mit 150 W Eingangsleistung entworfen. In diesem Kapitel werden die thermischen Begrenzungen ebenso untersucht wie die durch Elektronendurchbruchseffekte (Multipaction) bedingte Leistungsbegrenzung.

Ebenso soll in diesem Kapitel auf die Temperaturkompensation, also die Einhaltung der HF-Performance über den spezifizierten Temperaturbereich des Filters, eingegangen werden. Die Selbsterwärmung des Filters durch die Eingangsleistung muss hierbei berücksichtigt werden, da diese beträchtlichen Einfluss auf die Temperaturkompensation haben kann.

4.1 Temperaturkompensation und thermisches Design

Eine Herausforderung bei der Filterentwicklung für Satellitenanwendungen stellt das thermische, mechanische und thermomechanische Design dar. Dies gilt insbesondere, da im Vakuum als Wärmetransportmechanismen lediglich Wärmeleitung in Richtung der Grundplatte des Filters und Strahlung zur Verfügung stehen. Wegen der fehlenden Atmosphäre kann keine Wärme durch Konvektion abgeführt werden. Üblicherweise ist die abgestrahlte

Wärmeleistung im Vergleich zur über die Grundplatte abgeführten vernachlässigbar. Herausforderungen für das thermomechanische Design sind insbesondere:

1. Kompensation der thermischen Materialausdehnung
2. Reduktion des thermomechanischen Stresses
3. Wärmeabführung von HF-Verlustleistung und der Motor-Verlustleistung
4. Thermische Isolation des Motors vom Filter im Leistungsbetrieb
5. Einhalten der Maximaltemperaturen von Materialien und Prozessen

Die Ausdehnung über Temperatur hat direkte Auswirkung auf die Mittenfrequenz des Filters. Als Beispiel muss bei einem Filter aus Aluminium (23ppm/K) bei 20 GHz über 100 K mit einer Drift der Mittenfrequenz von $23 \cdot 10^{-6} / \text{K} * 100 \text{ K} * 20000 \text{ MHz} = 46 \text{ MHz}$ gerechnet werden. Bei typischen Filterbandbreiten von 36 MHz wird über den gesamten Temperaturbereich folglich keine nutzbare Bandbreite übrig bleiben.

Im ersten Schritt müssen geeignete Materialien ausgewählt werden, um sowohl die leistungsunabhängige Temperaturkompensation gewährleisten zu können, als auch die Selbsterwärmung des Filters im Leistungsbetrieb gering zu halten. Die Einhaltung der maximalen Temperaturlimits der verwendeten Materialien und Prozesse muss dabei ebenfalls gewährleistet werden.

Im Folgenden werden die typischerweise verfügbaren Materialien und ihre Eigenschaften kurz vorgestellt.

4.1.1 Eigenschaften typischer Gehäusematerialien für Mikrowellenfilter

In diesem Abschnitt sollen die typischen Materialien, die für Mikrowellenfilter verwendet werden, und ihre typischen Eigenschaften vorgestellt werden.

Ein wichtiger Werkstoff für Filter in hohen Frequenzbereichen (Ku und Ka-Band) ist Invar. Es handelt sich dabei um Fe65Ni35, eine Eisen-Nickel Legierung. Seine herausragende Eigenschaft ist sein geringer thermischer Ausdehnungskoeffizient (je nach Legierung 1-2 ppm/K). Dadurch eignet sich Invar hervorragend zum Aufbau von temperaturstabilen Filtern. Es hat aber auch einige entscheidende Nachteile. Insbesondere die hohe Dichte (8 g/cm³) und seine schlechte Wärmeleitfähigkeit (13 W/m/K) sind beim Aufbau von Filtern für hohe Leistungen im Raumfahrtbereich nicht ideal. Die Bearbeitung von Invar ist aufwendig, da das Material sehr zäh ist. Der spezifische elektrische Widerstand von Invar liegt bei ca. 0.8 Ωmm²/m und ist damit eher schlecht. Für den Aufbau von Mikrowellenfiltern wird daher in der Regel eine Beschichtung mit Silber gewählt.

Silber verfügt über einen exzellenten spezifischen elektrischen Widerstand von 1.587 10⁻² Ωmm²/m. Auch seine thermische Leitfähigkeit ist hervorragend. Da es sich jedoch um einen teuren Rohstoff handelt, wird Silber in der Regel nur zur Beschichtung der Filteroberflächen genutzt. Durch den Skin-Effekt ist bereits eine dünne Schicht Silber ausreichend, um die HF-Verluste zu verringern.

Ein weiteres wichtiges Material für den Bau von HF-Komponenten und Filtern ist Aluminium. Dieses Material hat viele Vorteile. Es lässt sich exzellent bearbeiten, ist kostengünstig verfügbar, hat eine hervorragende thermische Leitfähigkeit (230 W/m/K) sowie geringe Dichte (2.7 g/cm³). Es kommt daher immer dann zum Einsatz, wenn dessen hohe thermische Ausdehnung

(23 ppm/K) toleriert oder kompensiert werden kann. Der spezifische elektrische Widerstand von Aluminium ist mit $2,65 \cdot 10^{-2} \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ deutlich besser als der von Invar, jedoch wird in der Regel eine Silberbeschichtung zur Verbesserung der elektrischen Eigenschaften und zur Passivierung eingesetzt.

Mit Dispal bzw. RSA-443 [HDM15] steht außerdem eine Aluminium-Silizium Legierung zur Verfügung, die über einen deutlich geringeren thermischen Ausdehnungskoeffizient verfügt (14 ppm/K). Die weiteren Eigenschaften, insbesondere thermische Leitfähigkeit (150 W/m/K) und Dichte (2.5 g/cm^3), sind denen von Aluminium ähnlich. Wird äußerst hohe Wärmeleitfähigkeit gefordert, kann Kupfer zum Einsatz kommen (400 W/m/K). Der thermische Ausdehnungskoeffizient beträgt 16 ppm/K. Allerdings ist die Dichte (8.9 g/cm^3) deutlich höher als bei Aluminium oder selbst Invar.

4.1.2 Kompensationsbedarf

Im Laufe der weiteren Untersuchung wurden Simulationen durchgeführt, um die benötigte Kompensationswirkung für verschiedene Gehäusematerialien zu untersuchen. Hierfür wurde die Filtergeometrie so skaliert, dass dies der Ausdehnung des Gehäuses für 100 K entspricht (also etwa Multiplikation mit Faktor 1.0023 für Aluminium).

Im nächsten Schritt wurde mit Hilfe numerischer Optimierungsverfahren die Resonatorhöhe einseitig so verkürzt, dass sich die ursprüngliche Filterfunktion wieder einstellt. Hierbei wurden jeweils alle Koppelresonatoren sowie alle Resonatoren, die bei ihrer Resonanz betrieben werden, um einen gemeinsamen Wert verkürzt. Die Unterscheidung zwischen Koppelresonatoren und resonanten Resonatoren ist nötig, da diese in unterschiedlichen Resonanzmoden betrieben werden. Sowohl die Durchmesser- als auch die

Höhenausdehnung des Filters müssen durch Höhenänderung kompensiert werden, daher ergibt sich eine Kompensationswirkung, die sich nicht linear zum Ausdehnungskoeffizienten verhält.

Um eine Lösung zu erhalten, die für alle einzustellenden Bandbreiten gleichermaßen funktioniert, wurden wie im vorhergehenden Kapitel beschrieben, die kleinste und größte einzustellende Bandbreite gemeinsam optimiert. Tabelle 4.1 fasst die Ergebnisse dieser Simulation zusammen. Ein negatives Vorzeichen steht dabei für eine Vergrößerung des Resonators über Temperatur. Um eine gleichbleibende Filterfunktion zu erhalten, müssen die Koppelresonatoren beim Aluminium-Filter also minimal verlängert werden.

Material	Ausdehnungskoeffizient	Kompensation Hauptresonatoren	Kompensation Koppelresonatoren
Invar	1.5 ppm/K	7.1 μm	$\sim 0 \mu\text{m}$
Dispal	15 ppm/K	84.3 μm	$\sim 0 \mu\text{m}$
Aluminium	23 ppm/K	128.1 μm	-9.8 μm

Tabelle 4.1: Simulierter Kompensationsbedarf für verschiedene Gehäusematerialien für 100 K Temperaturdifferenz.

Abbildungen 4.1 und 4.2 zeigen die kompensierte Filterperformance für beide Bandbreiten. Es sind Transmission und Anpassung des Ausgangsfilters (bei nominaler Temperatur) und des kompensierten Filters bei heißer Temperatur (100 K) dargestellt. Die Degradation der Anpassung beim Dispal-Filter ist sehr gering, beim Aluminium-Filter etwas höher. Die Degradation der Anpassung wird dadurch verursacht, dass alle Koppelresonatoren mit einer identischen Längendifferenz kompensiert werden. Dies führt dazu, dass einige der Kopplungen über Temperatur leicht von ihren Sollwerten abweichen.

chen. In beiden Fällen ändert sich die Bandbreite im breiten Abgleichzustand leicht, beim Aluminiumfilter ist dieser Effekt etwas ausgeprägter.

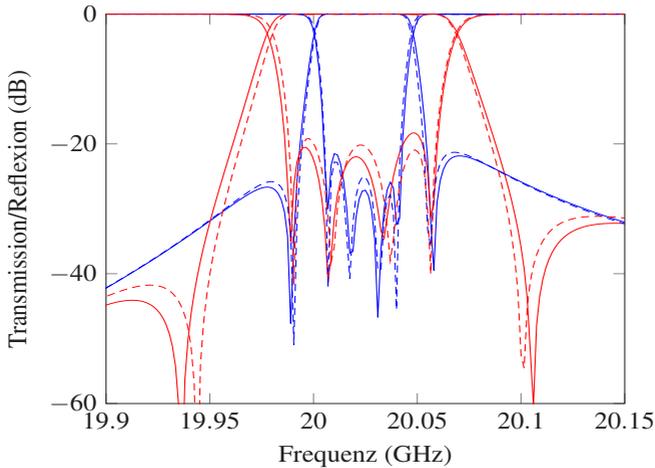


Bild 4.1: Kompensiertes Dispalfilter 100 K, Simuliert für Bandbreiten 72 (rot) und 36 (blau) MHz nach Tab. 4.1 (durchgezogen) und Filter bei Referenztemperatur (gestrichelt).

Da das Filter in der Realität bei mittlerer Temperatur abgeglichen wird und demzufolge nur die halbe Differenztemperatur kompensiert werden muss, kann die reale Temperaturstabilität noch etwas besser sein als die hier simulierte.

4.1.3 Kompensationskonzept

Das grundlegende Aufbaukonzept des Filters ist in Abb. 4.3 vereinfacht dargestellt. Unabhängig von der Wahl des Gehäusematerials wird das Filter in jedem Fall auf einer Aluminiumgrundplatte montiert (vgl. Abschnitt 4.2). Die Motoren sitzen auf einer separaten Aluminiumplatte oberhalb des Filters. Die Stützen dieser Platte sind zweigeteilt, um die Relativbewegung des Abgleichtellers über Temperatur einstellen zu können. Der Teller selbst

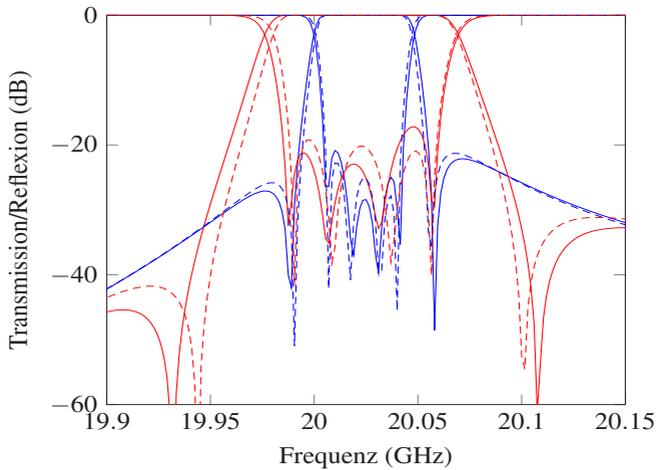


Bild 4.2: Kompensiertes Aluminiumfilter 100 K, Simuliert für Bandbreiten 72 (rot) und 36 MHz (blau) nach Tab. 4.1 (durchgezogen) und Filter bei Referenztemperatur (gestrichelt).

hängt kontaktlos im Resonator. Für den Abgleichsteller wird Kupfer als Werkstoff angenommen. Die Gründe hierfür werden in Abschnitt 4.2 näher erläutert.

Materialauswahl und Temperaturkompensation

Aufgrund der geringen Ausdehnung über Temperatur wäre Invar eine naheliegende Wahl für das Filtergehäuse. Es sprechen jedoch zwei Punkte wesentlich gegen die Verwendung von Invar und machen dessen positive Eigenschaften zunichte.

Zum Einen kann durch das Invargehäuse lediglich der Durchmesser der Resonatoren konstant gehalten werden. Die Position der Einstellsteller und damit die Resonatorhöhe ist weiterhin stark abhängig von den Materialien der

Stützen, der Grundplatte etc. (vgl. auch Abb. 4.3). Daher ist weiterhin eine Temperaturkompensation der Resonatorhöhe erforderlich (in dem Sinne, dass die Tellerposition über Temperatur konstant gehalten werden muss).

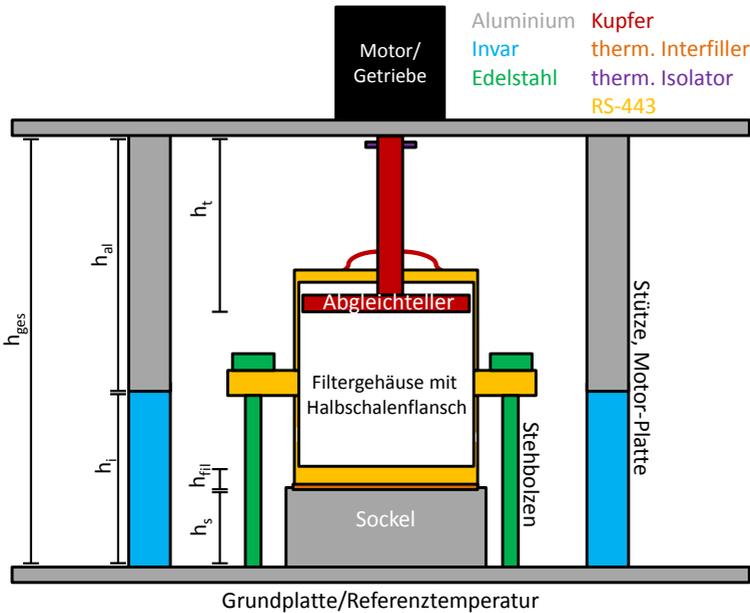


Bild 4.3: Vereinfachter Querschnitt durch einen einstellbaren Resonator, Temperaturkompensation.

Zum Anderen ist die schlechte Wärmeleitfähigkeit des Materials, neben den negativen Effekten auf die Einhaltung der Temperaturlimits, auch für die Temperaturkompensation äußerst ungünstig. Dies rührt daher, dass sich im Betrieb mit Leistung keine gleichmäßige Temperaturverteilung über das Filtergehäuse einstellen wird. Da wie oben beschrieben die Tellerposition auch bei einem Invargehäuse kompensiert werden muss, macht es der hohe Temperaturgradient über das Filter schwierig, die richtige Temperatur einzustellen, auf die kompensiert werden soll. Dies gilt insbesondere, da

HF-Messung und Abgleich des Filters in der Regel nur mit geringer Eingangsleistung durchgeführt werden.

Daher kommt nur Dispal oder Aluminium als Material für das Filtergehäuse infrage, um den Temperaturgradienten über das Filter so gering wie möglich zu halten. Vorteilhaft ist außerdem die geringere Masse und die vereinfachte Anbindung an die Aluminiumgrundplatte. Weiterhin ist die bei Materialien mit hohem Ausdehnungskoeffizienten nötige Temperaturkompensation kein gravierender Nachteil, da auch bei einer Invarlösung auf die Relativbewegung des Tellers geachtet werden muss, da dieser wie oben beschrieben an Aluminiumstützen aufgehängt ist.

Auslegung der Temperaturkompensation

Da es sich um näherungsweise zweidimensionale, nicht wechselseitig abhängige Ausdehnungen handelt, kann die Erstauslegung der Längenverhältnisse nach Gl. 4.1 abgeschätzt werden. Die Temperatur wird bei dieser Abschätzung als konstant über alle Bauteile angenommen, was einem Betriebsfall ohne Leistung entspricht. Δh bezeichnet darin die relative Bewegung des Abgleichtellers, die nötig ist, um eine Temperatur von ΔT zu kompensieren. Der thermische Ausdehnungskoeffizient (*coefficient of thermal expansion*) des jeweiligen Materials m wird als cte_m bezeichnet.

$$\Delta h = (h_s cte_s + h_{f\tilde{u}} cte_{f\tilde{u}} + h_t cte_t - h_i cte_i - h_{al} cte_{al}) \Delta T \quad (4.1)$$

Aufgrund mechanischer Randbedingungen (Montierbarkeit, Einhaltung von Mindestabständen, Schraubentiefen etc.) ergibt sich für das Filter (bzw. den Gesamtaufbau mit Filter und Aktuatoren) eine minimale konstruktive Gesamthöhe h_{ges} . Damit gilt $h_{al} = h_{ges} - h_i$ und es lässt sich für eine gegebene

konstruktive Gesamthöhe h_{ges} und benötigte Höhenänderung Δh der Invar-Anteil der Stütze nach Gl. 4.2 berechnen.

$$h_i = \frac{h_s cte_s + h_{fü} cte_{fü} + h_t cte_t - h_g cte_{al} - \frac{\Delta h}{\Delta T}}{cte_i - cte_{al}} \quad (4.2)$$

Der Wert von Δh ist nach Abschnitt 4.1.2 abhängig vom Gehäusewerkstoff, da die Durchmesser- ausdehnung der Resonatoren durch Längenänderung mitkompensiert werden muss. Die Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien (wobei im folgenden jeweils mit dem Mittelwert des angegebenen Bereichs gerechnet wird) sind:

- cte_i : Invar 1-2 ppm/K
- cte_{al} und cte_s : Aluminium 23 ppm/K
- cte_t : Kupfer 16-18 ppm/K
- $cte_{fü}$: RSA-443 14-16 ppm/K

Die konstruktive Gesamthöhe beträgt $h_{ges} = 109$ mm für die Haupt- und $h_{ges} = 103$ mm für die Koppelresonatoren, die Höhe des Aluminiumsockels beträgt $h_s = 22.3$ mm, die Dicke der Filterunterseite $h_{fü} = 5.75$ mm, die des Kupfertellers $h_t = 75$ mm für die resonanten Resonatoren und $h_t = 82.5$ mm für die Koppelresonatoren. Damit ergibt sich für $\Delta T = 100$ K für Δh nach Tabelle 4.1 folgendes h_i für die benötigte Invarlänge der resonanten Resonatoren am Aluminium- ($h_{i_{al}}$) bzw. Dispalgehäuse ($h_{i_{dispal}}$):

$$h_{i_{al}} = 90.4 \text{ mm} \quad (4.3)$$

$$h_{i_{dispal}} = 70.5 \text{ mm} \quad (4.4)$$

Für die Koppelresonatoren ergibt sich sowohl für das Invar, als auch für das Aluminiumgehäuse eine Invar-Höhe von 12.9 mm (in beiden Fällen ist die in Abschnitt 4.1.2 berechnete Höhenänderung nahezu identisch).

Der unterschiedliche Kompensationsbedarf für Haupt- und Koppelresonatoren bedingt auch, dass Haupt- und Koppelresonatoren ein getrenntes Stützensystem zur Temperaturkompensation benötigen. Dies wird erreicht, indem die Haupt- und Koppelresonatoren auf getrennten Befestigungsplatten montiert werden. In Abschnitt 5.4 ist die konstruktive Realisierung vorgestellt.

Bei Verwendung eines Aluminiumgehäuses ($h_{i,al}$) ist die konstruktive Gesamthöhe von 109 mm nicht ausreichend, um das Filter zu kompensieren, da nicht die volle Höhe für die Stütze zur Verfügung steht. Um die Gesamthöhe durch die Kompensation nicht unnötig zu vergrößern, wird Dispal bzw. RSA-443 als Gehäusematerial ausgewählt.

Am thermomechanischen 3D-FEM Modell [Wic16] kann die oben angegebene Näherung weiter verfeinert werden. Die Feinabstimmung erfolgt empirisch durch Messungen über Temperatur und Anpassung des Aluminium-zu-Invar Verhältnisses der Stütze. Die gemessene Performance über Temperatur wird im Folgenden vorgestellt.

4.1.4 Messung der Temperaturkompensation am Einzelfilter

Das Filter wurde mit einer Temperaturkompensation nach Abschnitt 4.1 bestückt und über einen Temperaturbereich von 23° bis 80° gemessen, ohne dass eine Feinoptimierung der Kompensation durchgeführt wurde. In Abb. 4.4 sind die gemessene Transmission und Reflexion für die Einstellung 72 MHz dargestellt.

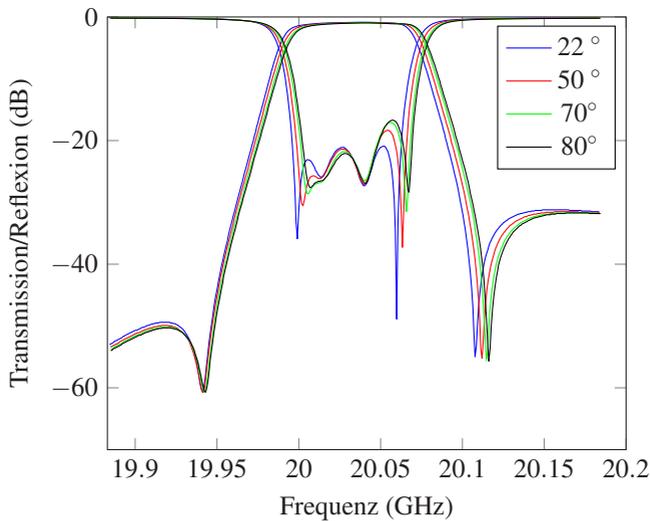


Bild 4.4: Transmission und Reflexion des Filters im Temperaturbereich von 22° bis 80° - Erstausslegung (gemessen).

Die Erstausslegung der Kompensation funktioniert somit sehr gut. Das Filter ist leicht überkompensiert, d.h. bei höheren Temperaturen verschiebt sich die Mittenfrequenz des Filters zu höheren Frequenzen hin. Dies bedeutet, dass die Kompensation etwas abgeschwächt werden muss, und somit die Länge der Invarstützen reduziert werden muss.

Die gemessenen S-Parameter des temperaturkompensierten Filters nach Feinabstimmung der Stützen ist in Abb. 4.5 dargestellt. Sowohl das Niveau der Anpassung, welches nun besser als 20 dB ist, als auch die Temperaturstabilität der Transmission haben sich weiter verbessert.

In Abb. 4.6 ist ein Foto des kompensierten Filters gezeigt.

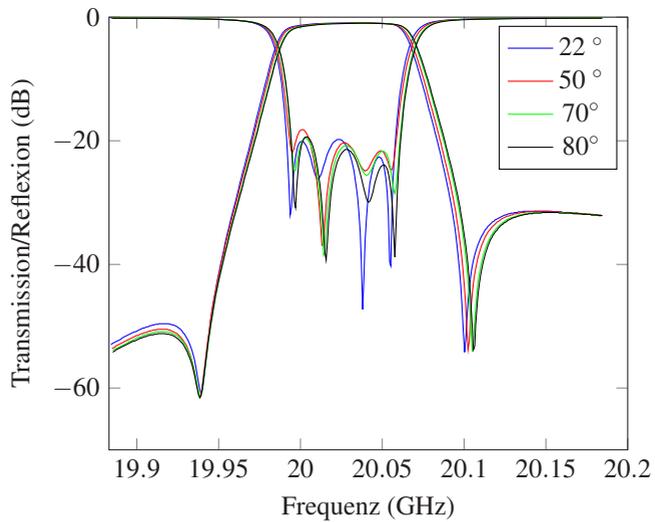


Bild 4.5: Transmission und Reflexion des Filters im Temperaturbereich von 22° bis 80° - nach Feinabstimmung (gemessen).



Bild 4.6: Foto des kompensierten Filters.

4.2 Thermisches Design und Wärmeabführung

Das Filter wird auf einer Grundplatte aus Aluminium montiert, da diese sehr gute Wärmeleitfähigkeit bietet. Dies hat auch den Vorteil, dass die Grundplatte und die Satellitenstruktur, die in der Regel ebenfalls aus Aluminium besteht, die gleiche thermische Ausdehnung haben. Somit tritt an der Schnittstelle zum Satelliten kein thermomechanischer Stress auf. Der Nachteil ist, dass zwischen Filter (RS-443) und der Grundplatte (Aluminium) unterschiedliche Ausdehnungskoeffizienten herrschen. Bei einer starren, unflexiblen Verbindung von Grundplatte und Filter würden unzulässig hohe Kräfte auf das Filter und die Grundplatte wirken. Daher wird das Filter mit langen Stehbolzen (grün in Abb. 4.3) auf der Grundplatte befestigt. Diese können leichte Seitwärtskräfte aufnehmen. Das Filter wird auf einen Sockel der Grundplatte gesetzt, damit die Länge der Stehbolzen je nach Erfordernissen variiert werden kann. Zwischen Filter und dem Sockel wird ein thermischer Interfiller (Wärmeleitpaste) eingesetzt, um einen definierten Wärmeübergang zu erzeugen. Diese Vorgehensweise entspricht dem Test Standarddesign für Halbschalenfilter mit geringem Ausdehnungskoeffizienten auf Aluminiumgrundplatte und ist entsprechend für den Einsatz auf Satelliten qualifiziert.

Die Abführung der Wärme aus den Filterhalbschalen selbst erfolgt durch den Interfiller. Die Herausforderung besteht darin, die Verlustleistung aus dem Abgleichsteller zu abzuführen. Dieser ist nicht direkt mit dem Filtergehäuse verbunden, jedoch mit der Achse des Motors. Die Wärmeabfuhr darf gleichwohl auf keinen Fall über den Motor erfolgen, da dieser sonst unzulässig erwärmt würde. Ebenso muss die Relativbewegung des Tellers so eingestellt werden, dass das Filter wie oben beschrieben kompensiert wird.

Zur korrekten Funktion der Temperaturkompensation ist es außerdem unabdingbar, dass die Temperatur der Kompensationselemente möglichst genau der Filtergehäusetemperatur entspricht. Temperaturgradienten durch den Betrieb mit Leistung müssen folglich soweit möglich vermieden werden. Im Folgenden wird der unter thermischen Gesichtspunkten benötigte Aufbau des Kompensationstellers ermittelt.

4.2.1 Thermische Auslegung des Kompensationstellers

Bedingt durch die Erwärmung der Gehäuseteile im Betrieb mit Leistung wird sich prinzipiell eine Temperaturverteilung wie in Abb. 4.7 einstellen. Die Temperatur der Stützen, die sich nicht im thermischen Pfad befinden, wird näherungsweise der Grundplattentemperatur entsprechen. Das Filtergehäuse wird sich durch die HF-Verluste deutlich stärker erwärmen und demzufolge eine höhere Temperatur als die Stützen aufweisen. Der Abgleichsteller ist nicht direkt mit dem Gehäuse verbunden und wird sich daher stärker erwärmen als das Filter selbst. Um den Motor vor unzulässiger Erwärmung zu schützen, muss die Wärme aus dem Abgleichsteller gezogen werden, bevor die Motorplatte erreicht wird.

Hierzu werden Kupferwärmebänder eingeführt, die einen alternativen thermischen Pfad Richtung Filtergehäuse herstellen. Ein ähnlicher Ansatz wird für temperaturkompensierte Aluminiumfilter, wie sie in [AP09; AW11; Arn+11; Koh09] vorgestellt werden, eingesetzt.

In Abb. 4.7 ist erkennbar, dass die Temperatur für Sockel und Stütze nahe an der Referenztemperatur liegt, während die Filtertemperatur und die Temperatur des Abgleichstellers höher liegen. Eine leichte Temperaturerhöhung am Abgleichsteller kann folglich toleriert werden. Die im Vergleich zur Filtertemperatur niedrigere Sockeltemperatur kompensiert die höhere Temperatur des Abgleichstellers.

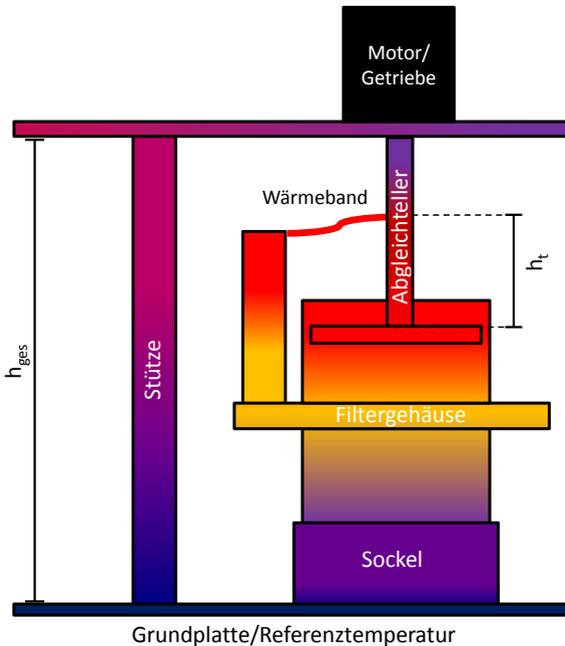


Bild 4.7: Schematische Darstellung der Temperaturverteilungen im Filterquerschnitt (rot: heiß, blau: kalt).

Der Abgleichteller soll so ausgelegt werden, dass der Temperaturabfall über den Schaft des Abgleichtellers maximal 10 K beträgt (wegen der Linearität der Temperaturverteilung entspricht dies einer effektiven Durchschnittstemperatur von 5 K). Der Schaft ist ein Zylinder aus Kupfer mit der wirksamen Länge h_t , die vom Beginn des Schaftes bis zur Befestigung des Wärmebandes reicht.

Die Temperaturerhöhung kann mit Hilfe von Gln. (4.5) und (4.6) berechnet werden.

$$\Delta T = \dot{Q}R_{th} \quad (4.5)$$

Daher sollte für niedrige ΔT der Wärmewiderstand (Einheit K/W) möglichst gering sein. Nach Gl. (4.6) muss dafür ein Material mit hoher spezifischer Wärmeleitfähigkeit λ und entsprechend hohem Querschnitt A verwendet werden. Außerdem sollte der thermische Pfad l zwischen dem Ort, an dem die Verluste anfallen, und der Referenztemperaturebene möglichst kurz sein.

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda A} \quad (4.6)$$

Da sowohl das Material Kupfer ($\lambda = 400 \text{ W/m/K}$) als auch die wirksame (konstruktiv festgelegte) Länge $h_s = 30 \text{ mm}$ feststehen, ist der Querschnitt A der einzige freie Parameter.

Zur Bestimmung von A wird nun lediglich noch der Wärmestrom \dot{Q} benötigt. Dieser entspricht den HF-Verlusten im Abgleichsteller. Diese lassen sich aus den Gesamtverlusten des Filters (1.3 dB), der Verteilung der Verluste über die einzelnen Resonatoren und der Verlustverteilung im Resonator selbst (Anteil der Verluste an der Stirnseite des Resonators) ermitteln.

Bei 150 W Eingangsleistung betragen die Gesamtverluste 38.8 W. Näherungsweise wird eine gleichmäßige Verteilung der Verluste über die vier Hauptresonatoren des Filters angenommen, folglich fallen 9.7 W pro Resonator an.

Die Verteilung innerhalb des Resonators kann mit Hilfe der Feldverteilung nach [Poz05; Sto12] berechnet werden. Integration über die Oberflächenströme der TE_{011} -Resonanz ergibt, dass 20% der Verluste auf jeder Stirnseite und 60 % der Verluste auf dem Zylindermantel anfallen. Dies ergibt einen Wärmestrom von $\dot{Q} = 1.94 \text{ W}$.

Damit kann man mit Gl. (4.7) den gewünschte Radius berechnen:

$$r = \sqrt{\frac{l\dot{Q}}{\lambda\Delta T\pi}} \quad (4.7)$$

Es ergibt sich mit den oben angegebenen Zahlenwerten ein Radius von $r = 1.75$ mm, um die Temperaturerhöhung über den Schaft des Abgleichtellers auf 10 K zu begrenzen.

4.3 Begrenzung der Eingangsleistung durch HF-Effekte

Neben den oben behandelten thermischen Begrenzungen der Eingangsleistung ist die über ein Filter übertragbare Leistung auch durch verschiedene HF-Durchbruchseffekte bestimmt. Hier sind insbesondere zwei Durchbruchmechanismen zu berücksichtigen, Multipaction und Corona. Welcher von beiden dominant ist, hängt vom Druck ab, der im Filter herrscht (Abb. 4.8). Unter Vakuumbedingungen, das heißt unterhalb von etwa 10^{-4} mbar [Höh+97], ist Multipaction dominant. Beim Multipaction [Anz+08; KCT92] werden freie Elektronen durch das HF-Feld beschleunigt. Die freien Elektronen werden beispielsweise durch kosmische Strahlung erzeugt. Beim Kontakt mit den Gehäusewänden können diese weitere freie Elektronen generieren, welche wiederum durch das HF-Feld beschleunigt werden können. Ist die Feldstärke hoch genug, dass sich dieser Effekt selbsterhaltend aufschaukelt, spricht man von Multipaction [Spa03]. Multipaction führt zu Degradation der HF-Parameter des Filter und bei längerem Auftreten auch zu Beschädigungen des Filtermaterials. Zur simulativen Analyse von Multipactingeffekten stehen die Programme Fest3D [Arm+08] und Spark3D [Pin+11] zur Verfügung. Beide wurden mit Unterstützung der europäischen Raumfahrtbehörde *ESA* entwickelt.

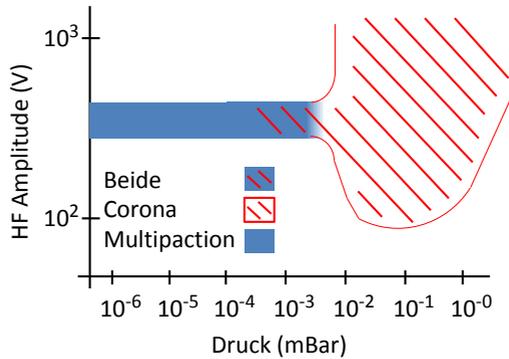


Bild 4.8: Vorherrschender HF Durchbrucheffekt über Druck. Vereinfacht nach [Höh+97].

Der Corona-Durchbruch ist hingegen ein Ionisationseffekt, der unter Atmosphärenbedingungen auftritt. Hierbei werden die Atmosphärenatome durch inelastische Stöße mit freien Elektronen ionisiert, sodass ein Plasma entsteht. Der Corona-Durchbruch ist stark abhängig vom herrschenden Druck, da dieser die freie Weglänge der Elektronen bestimmt. Die maximale Anfälligkeit für Coroneffekte tritt im Zwischendruckbereich auf, also bei einem Druck, der zwischen Normaldruck und 10^{-1} mbar liegt. Dieser Fall tritt typischerweise nur während des Raketenstarts auf. In Abb. 4.8 ist für einen typischen Fall die maximale Leistung über Umgebungsdruck gezeigt.

In [Höh+97] werden die Durchbrucheffekte experimentell für unterschiedliche Umgebungsdrücke charakterisiert, [Alf+08; Anz+12] beschäftigen sich mit der simulativen Vorhersage des HF Durchbruchs. In [Vic05] wird der Corona-Durchbruch sowohl simulativ als auch experimentell untersucht.

4.3.1 Multipaction Analyse des Filters

Im Folgenden werden die Ergebnisse der Multipaction Analysen mit Spark 3D vorgestellt. Hierzu wurde ein CST-Modell [CST] des Filters inklusive der Abgleichteller erstellt. Dieses Modell ist in Abb. 4.9 dargestellt, die S-Parameter in Abb. 4.10. Analysiert wird das Filter in der schmalen Bandbreiteneinstellung, diese stellt den kritischsten Fall dar. Die Analyse wird nach ECSS (European Cooperation for Space Standardization) Standard [Spa03] durchgeführt.

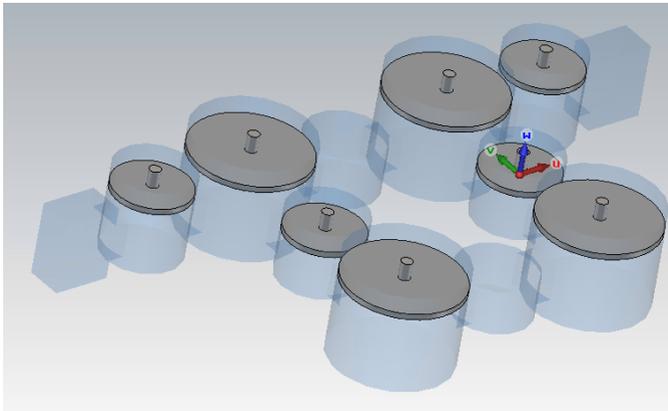


Bild 4.9: CST-Modell (3D-FEM) des einstellbaren Filter.

Kritischster Parameter für HF-Durchbruchseffekte ist der Abstand des Abgleichtellers zum Resonator und dessen Dicke. In Abb. 4.11 ist das Analyseergebnis für den Fall Tellerradius 10.2 mm und Tellerdicke 1 mm für den Betrieb bei Filtermittelfrequenz dargestellt. Die Anzahl der Elektronen über der Zeit wird für unterschiedliche Eingangsleistungen aufgetragen. Steigt die Elektronenzahl mit der Zeit stark an, spricht man von Multipaction-Durchbruch. Nimmt die Elektronenzahl mit der Zeit ab, liegt kein Multipaction vor.

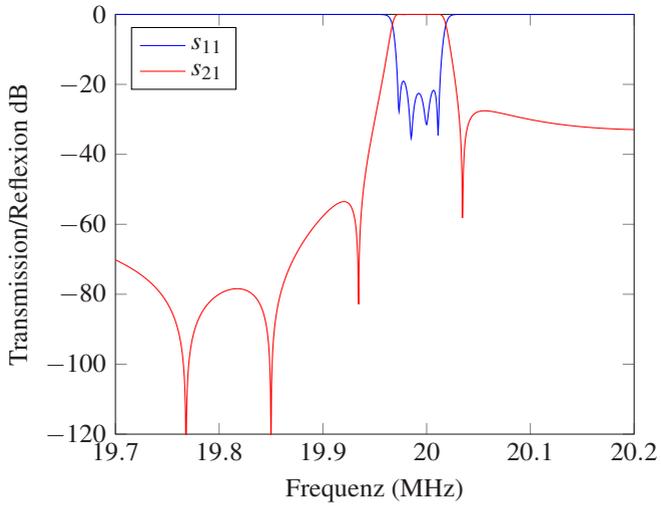


Bild 4.10: Simulierte S-Parameter des CST-Modell.

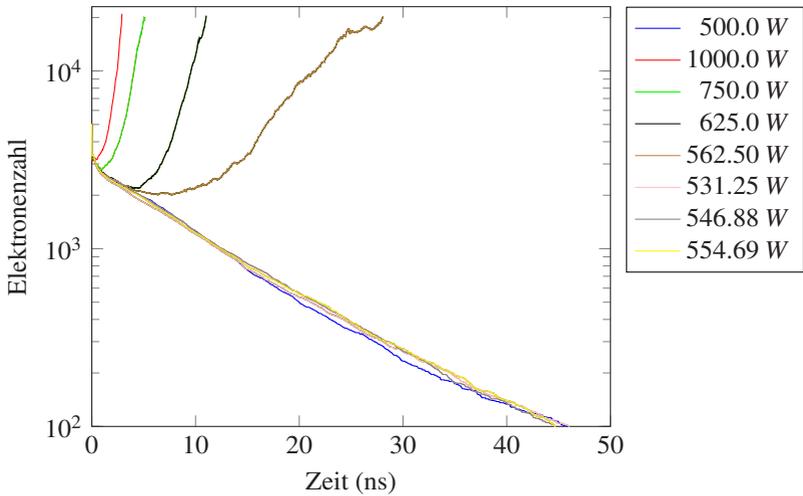


Bild 4.11: Elektronen-Evolution 10.2 mm Tellerradius (0.15 mm Abstand zum Resonatorgehäuse), 1.0 mm Tellerdicke.

Es kommt Spark3D in der Version 1.6.3 zum Einsatz. Für den SEY (*secondary electron yield* - die Eigenschaft der Oberfläche, die angibt wie viele Sekundärelektronen entstehen) wird ein Wert von 2.2 angenommen (ECSS-Silber). Die initiale Leistung wird auf 500 W gesetzt, die initiale Elektronenzahl auf 5000 für die gesamte Struktur. Die Konvergenzschwelle wird auf 0.1 dB gesetzt.

Die Durchbruchsleistung liegt bei 558 W. Die von ECSS geforderten 6 dB Marge für Verifikation durch Analyse können somit für 139.5 W erreicht werden. Wird das Filter für Multipaction getestet, so kann es mit bis zu 279 W betrieben werden, um 3 dB zur Durchbruchschwelle einzuhalten.

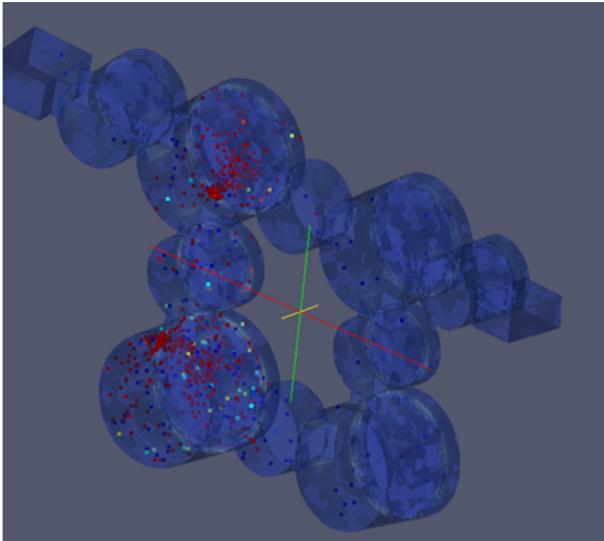


Bild 4.12: Visualisierung des Multipaction Durchbruchs (rot: Elektronen mit hoher Energie).

Abb. 4.12 zeigt eine Momentaufnahme der Elektronenverteilung für eine Eingangsleistung, die über der Durchbruchschwelle liegt. In blau werden Elektronen mit geringer Energie, in rot solche mit hoher Energie dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass der Durchbruch zwischen Abgleichtel-

ler und Resonatorwand der Hauptresonatoren stattfindet, da dort die roten, hochenergetischen Elektronen gehäuft auftreten.

4.3.2 Corona Analyse des Filters

Für das Filtermodell in Abb. 4.9 wird in diesem Abschnitt die Corona-Analyse vorgestellt. Die Analyse wurde mit Spark3D Version 2016a durchgeführt. Als Medium wurde „dry air“ gewählt, die Temperatur wurde auf 293 K, die Konvergenzschwelle auf 0.1 dB gesetzt. Aus praktischen Gründen kann nicht die gesamte Filterstruktur simuliert werden. Daher wurde der kritische Teilbereich um die Abstimmteller in verschiedenen Regionen analysiert. In Abb. 4.13 sind die analysierten Teilregionen des Filters eingezeichnet.



Bild 4.13: Aufteilung des Filters in Regionen für die Corona-Analyse.

Im Zwischendruckbereich oberhalb von etwa 10^{-1} mbar wird das Verhalten durch die sogenannten Paschen-Kurven beschrieben [Rai91]. In dieser Darstellung wird die Leistung, die einen Corona-Durchbruch auslöst, über verschiedene Drücke aufgetragen. In Abb. 4.14 sind die Paschen Kurven der untersuchten Regionen des Filters gezeigt. Die Farben stimmen mit denen aus Abb. 4.13 überein. Die minimale Durchbruchleistung liegt bei 47.4 W und 30 mbar, der Durchbruch findet im ersten Hauptresonator (schwarz) statt. In den nicht resonanten Koppelresonatoren liegt die Durchbruchschwelle deutlich höher als in den resonanten Resonatoren. Der in Abb. 4.13 gelb eingezeichnete Querkoppelresonator wurde ebenfalls untersucht, wobei die Durchbruchleistung mehr als 5 kW beträgt. Diese Kurve ist daher nicht in Abb. 4.14 eingezeichnet.

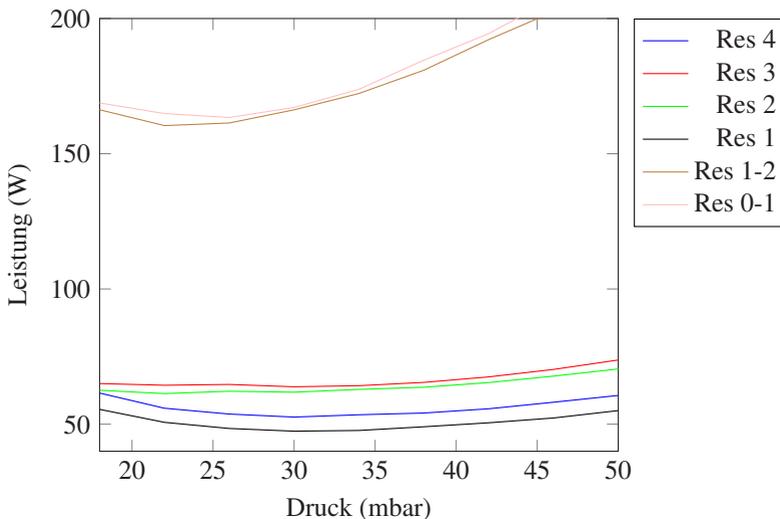


Bild 4.14: Corona: Durchbruchleistung über Druck.

Da üblicherweise 10 dB Marge gegenüber des Coronadurchbruchs gefordert werden, kann das Filter bis zu 4.7 W im Zwischendruckbereich verwendet werden. Das Filter wird im derzeit vorgesehenen Projekt nicht während der

Startphase eingesetzt. Daher ist die nominale Eingangsleistung nicht durch Corona-Effekte begrenzt, vorausgesetzt die im Filter eingeschlossene Atmosphäre kann vollständig entweichen, bevor das Filter mit Leistung betrieben wird (sowohl während der Testphase als auch in-Orbit). Dies wird durch Entlüftungslöcher sichergestellt.

5 Im Orbit einstellbares Filter

Das im vorhergehenden Kapitel entworfene Filter soll nun mit Hilfe geeigneter Aktuatoren einstellbar gemacht werden. Im Folgenden werden zunächst die hierzu verwendeten Aktuatoren und die dazugehörige Linearisierungseinheit vorgestellt. Weiterhin wurde zum Abgleich und Test der Filter eine Testumgebung entwickelt und implementiert, die ebenfalls im Folgenden beschrieben wird.

5.1 Aktuatoren

Als Aktuatoren werden Schrittmotoren verwendet. Im Technologievergleich mit ebenfalls untersuchten Piezo-Aktuatoren konnte sich die Schrittmotorlösung wegen ihres robusteren Aufbaus (bezüglich Temperatur-, mechanischer und Vakuumfestigkeit) und Vorteilen im kommerziellen Bereich durchsetzen, dies wird in [Arn+16] behandelt. Insbesondere benötigte optische Wegemessung zur Positionsregelung ist bei der Piezo-basierten Lösung problematisch. Optische Bauteile sind in Hinblick auf die im Weltraum herrschende Strahlung kritisch zu sehen. Die Untersuchung der Piezo-Antriebe wurde im Rahmen einer Kooperation mit der Universität Bremen durchgeführt.

Die Tabelle 5.1 fasst den Vergleich zwischen Piezo- und Schrittmotor-basierter Lösung zusammen.

Parameter	Piezo	Schrittmotor
Masse / Baugröße	++	+
Genauigkeit (mit Wegmessung u. Positionsregelung)	++	+
Genauigkeit (ohne Wegmessung u. Positionsregelung)	-	+
Haltemoment	-	++
Ansteuerung	o	++
Temperatur	o	o
Strahlungsfestigkeit	-	+
Kommerzielle Aspekte	o	+

Tabelle 5.1: Vergleich Piezo und Schrittmotorlösung [Arm+16].

Die Qualifikation der Schrittmotoren für Raumfahrtanwendungen und die Entwicklung und Qualifikation der Ansteuerelektronik ist Teil des DLR-Förderprojektes, soll jedoch in dieser Dissertation nicht im Detail behandelt werden, da dies nicht der Themenschwerpunkt ist. In Abb. 5.1 ist der Motor abgebildet. Es handelt sich um einen Zweiphasen Schrittmotor mit 20 Schritten pro Umdrehung. Das Nenn Drehmoment beträgt 1.6 mNm. Die Ansteuerung erfolgt stromgeführt mit einem Nennstrom von 250 mA.



Bild 5.1: Verwendeter Schrittmotor, Fa. Faulhaber [Fau15].

5.1.1 Linearisierung

Die vom Schrittmotor durchgeführte Drehbewegung muss in eine Linearbewegung umgesetzt werden, um die Abgleitsteller im Filter in der Höhe ändern zu können. Für die hier vorliegenden Breadboardmessungen wurde hierfür ein kommerzielles System der Firma Micromotion verwendet, das auf dem AM1020 Schrittmotor der Firma Faulhaber basiert. Dieser sogenannte „Linear Pusher“ ist in Abb. 5.2 dargestellt.



Bild 5.2: Linear Pusher System mit Faulhaber Motor, Micromotion [Mic15].

Das „Linear Pusher“ System besteht aus einem „Harmonic Drive“ Getriebe, sowie einem Spindel- und Führungssystem. Es verfügt über hohe einseitige Positioniergenauigkeit (Herstellerangabe $1\ \mu\text{m}$) bei 6 mm Verfahrweg. Das System wiegt 22 g. In den Versuchen am Breadboard hat sich die einseitige Positioniergenauigkeit als ausreichend erwiesen. Das mit kommerziellen Linearaktuatoren ausgerüstete Filter ist in Abb. 5.3 dargestellt.

5.1.2 Raumfahrttaugliches Linearisiererdesign

Auf Basis des oben verwendeten Schrittmotors wurde ein raumfahrttaugliches Linearisiererdesign konstruiert. Dieses ist in Abb. 5.4 dargestellt. Es besteht aus dem Spindel/Muttersystem, einer Linearführung (Linearkugellaager) und dem Gehäuse. Im Rahmen der weiteren Qualifikationstests wird der Linearisierer zusammen mit dem Filter für Raumfahrtanwendungen qualifiziert werden.

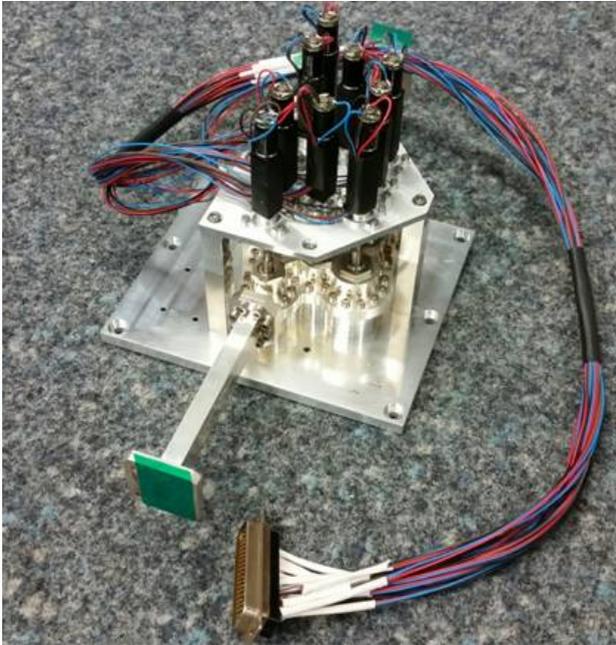


Bild 5.3: Filter mit Micromotion Aktuatoren und 78 Pin D-Sub Stecker.

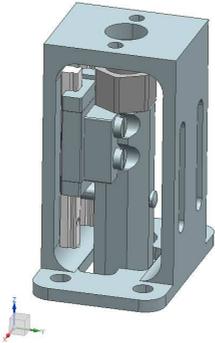


Bild 5.4: Design des Linearisierers.

5.2 Ansteuerung

Für Abgleich und Test der Filter wurde eine Testumgebung entwickelt und implementiert, die es erlaubt, bis zu 40 Aktuatoren gleichzeitig anzusteuern. Diese ist nicht raumfahrttauglich. Im Rahmen des Flex-Omux Projektes wird parallel eine raumfahrttaugliche Ansteuerschaltung entwickelt. Dies ist jedoch nicht Thema dieser Dissertation. Das Herzstück dieser Testumgebung ist die Ansteuerbox. Diese ist in Abb. 5.5 dargestellt.

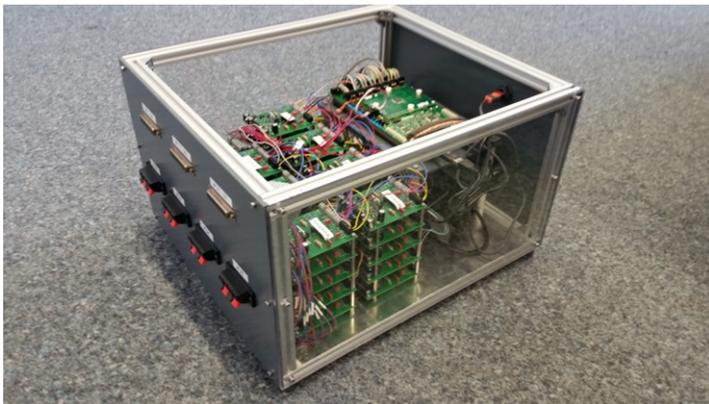


Bild 5.5: Foto der Ansteuerbox für Breadboards.

Sie beinhaltet die folgenden Funktionsblöcke:

- 40 Treiberplatinen für Schrittmotoren. Auf diese wird im nächsten Abschnitt näher eingegangen.
- Microcontroller zur Kommunikation mit PC und Steuerung der Motortreiberplatinen.
- Spannungsversorgung für Microcontroller und Schrittmotortreiber.

- 3 mal 78 Pin Sub-D Stecker zum Anschluss der Motoren (jeder Stecker bedient 11 Schrittmotoren, d.h. für jedes Filter wird ein 78 Pin Sub-D Stecker benötigt), sowie vier frei verdrahtbare Einzelanschlüsse zum Testen einzelner Motoren. USB Anschluss zur Kommunikation mit PC.

Drei der Treiberplatten im Gehäuse sind nicht nach außen verdrahtet und dienen als Ersatz bei Ausfall einzelner Platinen.

5.2.1 Treiberplatten

Jede Treiberplatine bietet die Möglichkeit, einen Schrittmotor anzusteuern. Die Treiberplatten mit ihrer zugehörigen Software wurden im Rahmen von [Boh15; Kre16] entwickelt. Das Platinenlayout ist in Abb. 5.6 dargestellt.

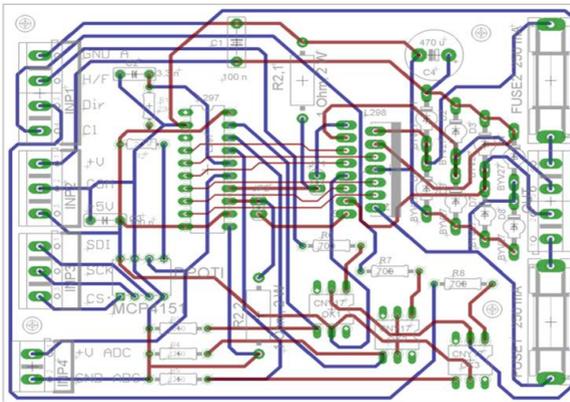


Bild 5.6: Layout der Schrittmotortreiberplatten.

Je Schrittmotor kann dabei die Ansteuergeschwindigkeit und der Schrittmodus eingestellt werden, wobei das gesamte Antriebssystem so ausgelegt ist,

dass nur der Vollschrittmodus verwendet wird. Die Treiber arbeiten stromgeführt, das heißt, bei annähernd konstantem Strom wird die Spannung variiert.

Die Treiberplatinen bieten weiterhin die Möglichkeit, den Motorstrom einzustellen. Hierzu kommt ein digitaler Potentiometer sowie eine Regelung im Mikrocontroller zum Einsatz. Der Motorstrom wird hierfür über einem Shunt-Widerstand gemessen und per A/D-Wandler im Microcontroller eingelesen. Dort wird der Widerstandswert des digitalen Potentiometers variiert, sodass sich der gewünschte Strom einstellt. Um Beschädigungen der Motoren zu vermeiden, sind die Ausgänge jeweils mit 250 mA Sicherungen versehen.

Das Eingangssignal der Treiberplatine ist ein vom Mikrocontoller generiertes Taktsignal, wobei jeder Takt einem Schritt entspricht, sowie ein Richtungssignal. An jedem der vier Ausgangspins wird daraus ein Schrittsignal nach Abb. 5.7 generiert.

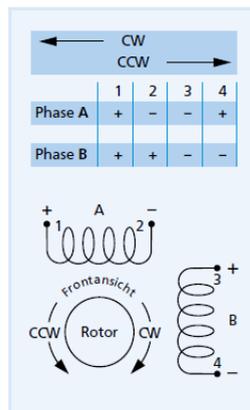


Bild 5.7: Ansteuersignal des Schrittmotors [Fau15].

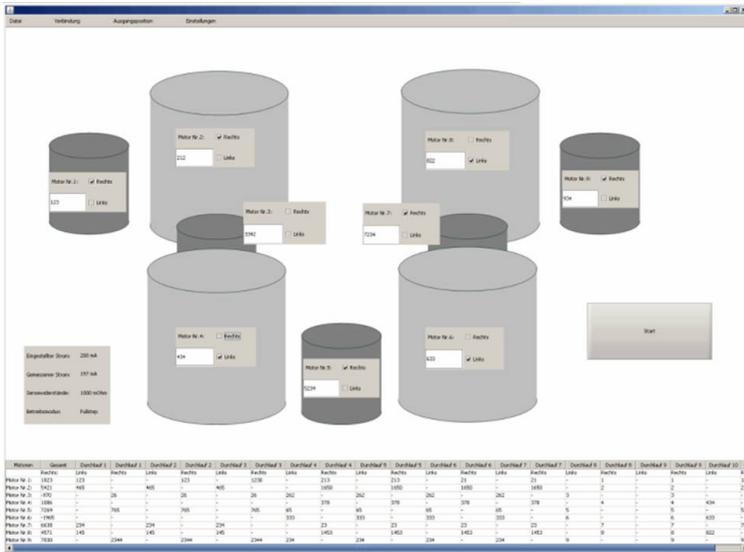


Bild 5.8: Screenshot der Ansteuersoftware.

5.2.2 Ansteuersoftware

Die im Rahmen des Projektes implementierte Software erlaubt die Ansteuerung einzelner Motoren, die Einstellung der Ströme und der Timings sowie die Anzeige bzw. Speicherung der Motorposition. Ein Screenshot der Oberfläche der Ansteuersoftware ist in Abb. 5.8 abgebildet. Im oberen Bereich des Fensters kann für jeden einzelnen Motor der Verfahrensweg und die Drehrichtung eingestellt werden. Die Oberfläche ist frei konfigurierbar, es können beliebig viele Motorsteuerwidgets vor einem frei wählbaren Hintergrundbild positioniert werden. Im unteren Bereich des Screenshots wird die Historie der Motorbewegungen tabellarisch dargestellt.

Die Software verfügt insbesondere auch über eine Schnittstelle zum HF-Messsystem (Netzwerkanalysator), sodass der automatische Abgleich der Filter ermöglicht wird.

5.3 In-Orbit Einstellkonzept

Das Konzept für die In-Orbit-Einstellung des Filters wurde aufgrund der technischen Rahmenbedingungen wie folgt definiert:

- Die Sollposition aller Abgleichsteller wird durch Abgleich auf der Erde ermittelt und gespeichert.
- Die Sollposition wird immer einseitig von einer definierten Referenzposition ausgehend angefahren. Hierdurch können Hystereseeffekte vermieden werden.
- Bei In-Orbit-Einstellung des Filters wird immer ein Motor nach dem anderen verfahren. Dies erlaubt es, die Komplexität der Elektronik gering zu halten und bietet Vorteile bei der Entwärmung der Aktuatoren, da zu jeder Zeit nur die einfache DC-Verlustleistung am Aktuator dissipiert wird.

Die Ansteuerung wird in Orbit über eine CAN-Schnittstelle erfolgen. Das Interface zum Satellitenbus und die In-Orbit-Ansteuerelektronik, bestehend aus FPGA, Motortreiber und DC/DC-Wandler, sind derzeit in Entwicklung und nicht Gegenstand dieser Dissertation.

Die hier vorgestellte Testelektronik ist jedoch an der Schnittstelle zu den Filtern vollständig kompatibel mit der In-Orbit Elektronik, sodass davon ausgegangen werden kann, dass die Filter auch mit der raumfahrttauglichen Elektronik uneingeschränkt einsetzbar sind.

5.4 Finales mechanisches Design

In Abb. 5.9 ist das finale mechanische Design des Filters dargestellt. Es enthält alle in den vorangegangenen Kapiteln behandelten Bauteile und Ei-

enschaften, insbesondere die Resonatoren und Koppelresonatoren (HF-Design), die Stützen zur Temperaturkompensation, getrennt nach Haupt- und Koppelresonatoren, die Kupferbänder zur Wärmeableitung aus den Einstellern sowie die Motoren und Linearisierer.

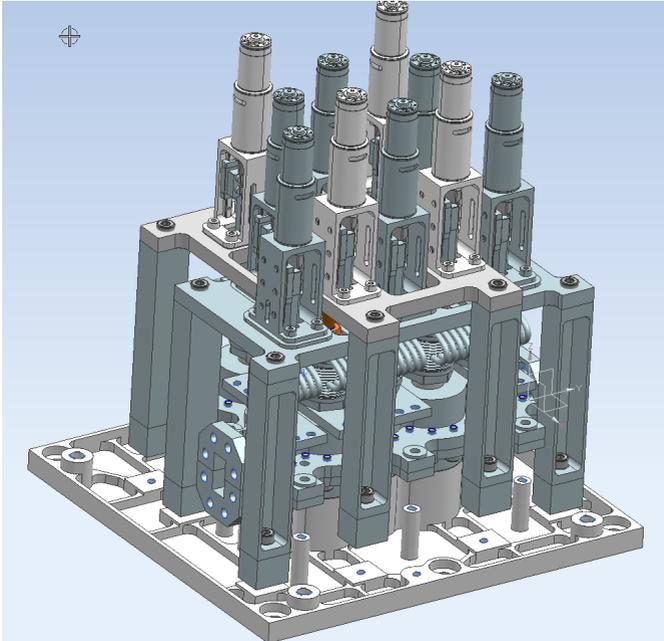


Bild 5.9: Finales mechanisch-thermisches Design des Filters.

6 Flexible Ausgangsmultiplexer

Mit dem in den Kapiteln 3, 4 und 5 vorgestellten Filter soll nun ein dreikanaliger Sammelschienenmultiplexer aufgebaut werden. Ausgehend von den in Abschnitt 2.6 vorgestellten Verfahren werden Startwerte für eine Sammelschiene dimensioniert. Diese kann mit Hilfe von numerischen Optimierungsverfahren weiter verbessert werden. Um die Phasenbeziehungen zwischen den Kanälen weitgehend einhalten zu können, wird weiterhin ein Phaseneinstellglied in die Sammelschiene integriert.

6.1 Multiplexer

Je nach Anforderungen an Leistungsverträglichkeit, Einfügedämpfung und Komplexität stehen verschiedene Multiplexingtechniken zur Verfügung. Diese werden im Folgenden kurz vorgestellt und bewertet. Weiterführende Informationen zu den Multiplexingansätzen sind in [MYJ80; CMK07; CY07] zu finden.

6.1.1 Zirkulatorkette

Diese im englischen auch als „Channel Dropping“ bekannte Technik nutzt die Reflexion der Filter im Sperrbereich. Die reflektierte Welle wird mit Hilfe der an den Filtereingängen verbundenen Zirkulatoren von Filter zu Filter weitergeleitet, bis es durch ein Filter transmittiert oder im Absorber

auf dem letzten Zirkulator absorbiert wird. Typischerweise wird dieser Ansatz für Frequenzpläne mit Kanalabständen größer als eine Filterbandbreite verwendet. Frequenzpläne mit direkt benachbarten Filtern können mit einem 3dB Hybrid aufgeteilt werden, sodass zwei Zirkulatorketten mit nicht direkt benachbarten Filtern aufgebaut werden können (Abb. 6.1).

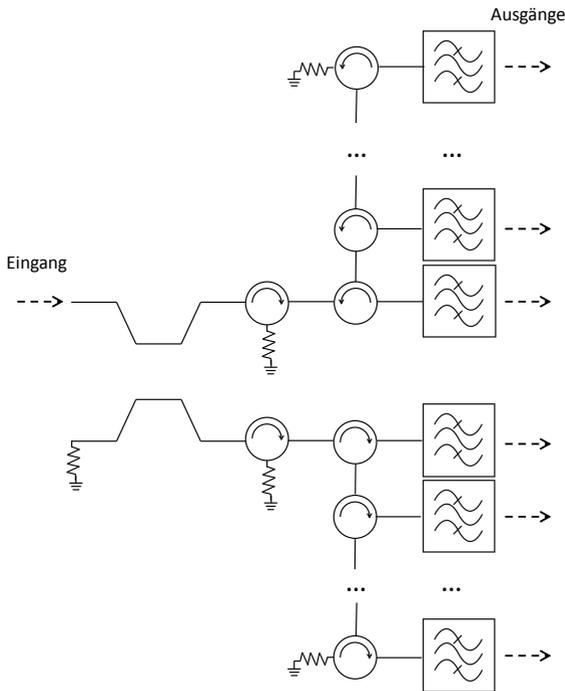


Bild 6.1: Typischer Eingangsmultiplexer mit Zirkulatorkette, Separation benachbarter Frequenzen mit 3dB Hybrid.

Vorteil dieses Ansatzes ist, dass die Filter getrennt voneinander realisiert und abgeglichen werden können. Die Zirkulatorkette hat keine Auswirkungen auf die Filterperformance, wenn sie auf Frequenzpläne mit großen Kanalabständen angewendet wird.

Nachteile sind insbesondere die hohe Einfügedämpfung, die mit zunehmender Kanalzahl für Filter am Ende der Kette stark ansteigt. Die Einfügedämpfung setzt sich aus den Aufteilungsverlusten des Hybrids (>3 dB), den Filterverlusten selbst, Verlusten durch nicht vollständige Reflexion an den Filtern sowie den Verlusten durch die Zirkulatordurchläufe zusammen. Die Zirkulatorverluste fallen für jeden zusätzlichen Kanal zweimal an, da die reflektierte Welle ebenfalls durch den Zirkulator gedämpft wird.

Aufgrund der hohen Verluste kommt dieser Multiplexingansatz für hohe Leistungen, wie sie typischerweise im Ausgangsbereich auf dem Satelliten vorkommen, nicht in Frage.

Weitere Nachteile sind die nötige Hardwarekomplexität, da zusätzlich zu den Kanalfiltern je nach Frequenzplan ein zusätzlicher Hybrid sowie ein Zirkulator pro Kanal sowie die zum Abschluss benötigten Absorber gebraucht werden.

Angesichts der oben aufgezeigten Eigenschaften der Zirkulatorkette eignet sich dieser Ansatz insbesondere für Eingangsmultiplexer. Diese befinden sich hinter dem rauscharmen Verstärker (LNA), sodass deren Verluste kaum Einfluss auf das gesamte Signal zur Rauschverhältnis (SNR) haben. Da das Leistungsniveau der Signale an diese Stelle sehr gering ist, kann die zusätzlich benötigte Hardware (Zirkulatoren, Absorber und Hybrid) klein und kostengünstig, beispielsweise in Mikrostreifenleitungs- oder koaxialer Technologie, realisiert werden. Die Verwendung von Zirkulatorketten für die Eingangsmultiplexer erlaubt die Verwendung von komplexen Filterfunktionen mit hohen Kreiszahlen und hoher Selektivität, da die Filter durch das Multiplexing praktisch nicht beeinflusst werden.

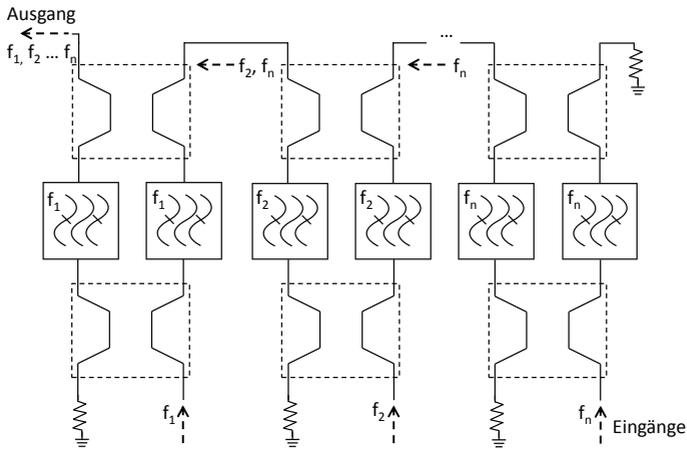


Bild 6.2: Ausgangsmultiplexer mit Hybridkette.

6.1.2 Hybridkette

Bei diesem Ansatz werden pro Kanal jeweils zwei 3dB 90° Leistungsteiler (Hybride) und zwei identische Kanalfilter verwendet (Abb. 6.2). Bei der Durchlassfrequenz wird die Kanalleistung zunächst zwischen beiden Kanalfiltern aufgeteilt, durch die Kanalfilter transmittiert und durch den Hybridkoppler am Ausgang wieder phasenrichtig zusammengeführt. Hierfür müssen sowohl die Kanalfilter als auch die Leitungsführung symmetrisch gestaltet sein, sodass der Phasenunterschied zwischen den beiden Pfaden sehr klein ist. Auf der Ausgangsseite wird im Sperrbereich des Filters die Leistung an den Filtern reflektiert und am Ausgang des Hybrids phasenrichtig addiert, während sie am Eingang wegen der 180° Phasendifferenz ausgelöscht wird.

Die Gesamtverluste sind im Wesentlichen durch die Verluste des Filterkanals sowie durch die Einfügedämpfung des Hybrids bestimmt.

Vorteil dieses Ansatzes ist, dass wie oben beschrieben der Eingang der Hybride isoliert ist. Damit ist es möglich weitere Filter rückwirkungsfrei an die Hybridkette anzuschließen. Außerdem wird jedes Filter nur mit der halben Leistung betrieben. Nachteil ist die hohe Hardwarekomplexität, da zwei Filter und zwei Hybride pro Kanal benötigt werden. Weiterhin müssen die Phasenbeziehungen zwischen den Hybriden und den Filtern sehr genau eingestellt werden, da sonst die Isolation beziehungsweise die Kombination der Ausgangsleistungen nicht mehr optimal gewährleistet ist.

Die Verluste dieses Ansatzes werden hauptsächlich durch die Transmissionsverluste der Filter bestimmt. Weitere Verlustbeiträge kommen von der Einfügedämpfung der Hybride sowie von Reflexionsverlusten vorhergehender Filter in der Kette, da auch im Sperrbereich ein kleiner Teil der Leistung durch das Filter transmittiert wird. Dies ist insbesondere für zusammenhängende (contiguous) Frequenzpläne mit kleinen Bandlücken zwischen den Filtern von Bedeutung.

6.1.3 Sammelschiene

Das Multiplexing mit Hilfe einer Sammelschiene stellt das Optimum für die Einfügedämpfung, Leistungsverträglichkeit und Hardwarekomplexität dar [CMK07; CY07]. Bei diesem Ansatz werden die Filter längs eines Wellenleiters, typischerweise eines Rechteckhohlleiters, angeschlossen. Am einen Ende der Sammelschiene befindet sich ein Kurzschluss, am anderen der Ausgang des Multiplexers. Die Phasenbeziehungen entlang der Sammelschiene haben dabei großen Einfluss auf die Performance des Multiplexers. Dies muss sowohl bei der Entwicklung des Geräts [MRM97] als auch bei der Realisierung berücksichtigt werden, da sich die Phasenbeziehungen bedingt durch die thermische Ausdehnung des Hohlleiters ändern.

Insbesondere müssen auch die Filter bei Aufschaltung auf die Sammelschiene angepasst werden, da sie dann nicht mehr mit idealen Abschlüssen auf beiden Seiten betrieben werden, sondern mit einer frequenzabhängigen, komplexen Impedanz auf der Sammelschienenenseite. Die Abweichung vom beidseitig ideal abgeschlossenen Filter wird dabei desto größer, je geringer die Frequenzabstände zwischen den Kanalfiltern sind [RL79a; RL79b].

Von den Betreiberfirmen werden in der Regel möglichst geringe Frequenzabstände zwischen den Kanälen gewünscht, um das verfügbare Frequenzspektrum optimal ausnutzen zu können.

In den Designprozess muss die durch die Temperaturvariation der Sammelschiene verursachte Degradation der Filterperformance einbezogen werden, vor allem für hochkanalige Ausgangsmultiplexer mit mehr als 12 Kanälen. Dieses Problem kann jedoch durch geeignete Maßnahmen verringert werden. Hierzu gehören beispielsweise die mechanische Verformung des Hohlleiters der Sammelschiene über der Temperatur, sodass die Phasenänderung minimiert wird, und die mechanische Änderung von Kompensationsstubs über Temperatur, die als parallelgeschaltete Reaktanzen wirken und den elektrischen Einfluss der Phasenänderung der Sammelschiene ausgleichen.

6.1.4 Bewertung der Multiplexingkonzepte

Die in den vorausgehenden Abschnitten vorgestellten Konzepte sollen nun auf ihre Tauglichkeit für den Aufbau eines flexiblen, dreikanaligen Ausgangsmultiplexers untersucht werden.

Sowohl das Multiplexing über Hybridkette als auch das Multiplexing mit Zirkulatorkette haben den großen Vorteil, dass eine gewisse Isolation zwischen den Filtern besteht, die durch die Hybride bzw. die Zirkulatoren hervorgerufen wird. Dies ist für flexible Filter von großem Vorteil, da die Filter

nahezu unabhängig voneinander eingestellt werden können, ohne dass es zu Beeinflussung der Filterperformance kommt.

Für den Einsatz auf Hochleistungsmultiplexern ist die Zirkulatorkette jedoch wenig geeignet. Bedingt durch die Nichtlinearität des in den Zirkulatoren enthaltenen Ferritmaterials kann es zu passiver Intermodulation (PIM) kommen (vgl. [Lui90]), da der Ausgangsbereich des Multiplexers sich immer im Mehrträgerbetrieb befindet. Für das verwandte Projekt „Flexibler Eingangsmultiplexer“ wird die Zirkulatorkette aufgrund ihrer einfachen Implementierung gewählt. Für den flexiblen Ausgangsmultiplexer kommt dieses Konzept jedoch nicht in Frage.

Multiplexing mit Hybridkette scheint auf den ersten Blick sehr gut für die vorliegende Aufgabenstellung geeignet. Die Leistungsverträglichkeit ist bei diesem Ansatz durch die Aufteilung der Gesamtleistung auf zwei Filter hervorragend. Durch die Hybridisolation können die Kanäle außerdem unabhängig voneinander eingestellt werden. Dem stehen jedoch gravierende Nachteile bei der Hardwarekomplexität gegenüber.

Daher wird im Weiteren eine Lösung mit Sammelschiene verfolgt. Aufgrund der oben beschriebenen Eigenschaften des Multiplexing mit Sammelschiene ist dieser Ansatz für die Realisierung von Ausgangsmultiplexern mit hohen Kanalleistungen die bevorzugte Lösung. Nachteilig ist der hohe Entwicklungsaufwand, da die Filter nicht unabhängig voneinander betrachtet werden können. Insbesondere beeinflusst die Einstellung der Filterfrequenz und -bandbreite auf der Sammelschiene alle anderen Filter, sodass der Ausgangsmultiplexer immer komplett auf einen neuen Zustand eingestellt werden muss [CY07]. Außerdem müssen die Phasenbeziehungen entlang der Sammelschiene in gewissem Umfang einstellbar sein, um optimale Filterperformance zu erzielen. Im Folgenden wird das Konzept des flexiblen Ausgangsmultiplexers näher vorgestellt.

6.2 Die Sammelschiene

Zunächst wird untersucht, wie sich die einstellbaren Filter auf einer Sammelschiene ohne Phasenkompensation verhalten. Im nächsten Schritt wird ein Konzept entwickelt, wie das Filterverhalten mit möglichst geringer Hardwarekomplexität auch beim Skalieren der Filter in Frequenz und Bandbreite beibehalten werden kann. Hierzu werden sowohl die Filter als auch die Sammelschiene einbezogen. Simulierte und gemessene Performance des einstellbaren Ausgangsmultiplexers werden in den folgenden Abschnitten vorgestellt.

6.2.1 Sammelschiene ohne Phasenkompensation

Zunächst soll untersucht werden, wie sich die Filter bei unveränderter Sammelschiene verhalten, wenn eines der Filter in der Frequenz verschoben wird. Hierfür wurde ein mathematisches Modell zweier Filterpolynome, die über eine Sammelschiene verbunden sind, aufgebaut. Die Filter sind vierkreisige Filter mit elliptischer Charakteristik, mit normierter Mittenfrequenz 0 Hz und 2.2 Hz.

Sammelschienenabmessungen und Filterpolynome sind optimiert, sodass die Anpassungsnulstellen die gewünschte equi-ripple Charakteristik ergeben. Alle Nullstellen des Zählerpolynoms $F(s)$ (vgl. Kapitel 2) liegen auf der imaginären Achse (ihr Realteil ist Null). Diese Struktur wurde innerhalb eines Computeralgebrasystems (CAS) aufgebaut, damit die Nullstellen der Struktur analytisch ermittelt werden können. Die Filterpolynome sind parametrisiert, sodass eines der Filter durch Skalieren des Filterpolynoms in der Mittenfrequenz verschoben werden kann.

In Abb. 6.3 sind die Ortskurven der Zählernulstellen dargestellt, wenn das Filter mit der höheren Frequenz ohne Anpassung der Filterfunktion oder

der Sammelschiene von der normierten Frequenz 2.2 Hz auf 4 Hz skaliert wird. Die unteren vier Nullstellen gehören zum Filter mit Mittenfrequenz 0 Hz. Die oberen vier Nullstellen gehören zum Filter mit Mittenfrequenz 2.2 Hz.

Optimal wäre es, wenn die Nullstellenverteilung beider Filter beim Skalierungsprozess unverändert bliebe und sich lediglich die Nullstellen des zu verschiebenden Filters linear in der Frequenz ändern würden. Im Optimalfall würden die oberen vier Nullstellen in Richtung der Imaginärachse jeweils um den gleichen Betrag wandern. Alle Realteile, sowie die Imaginärteile der unteren vier Nullstellen würden unverändert bleiben.

Man erkennt jedoch, dass sich sowohl die Nullstelle des unteren Filters als auch die des oberen Filters bei Skalierung der Mittenfrequenz sowohl im Real- als auch im Imaginärteil stark ändern.

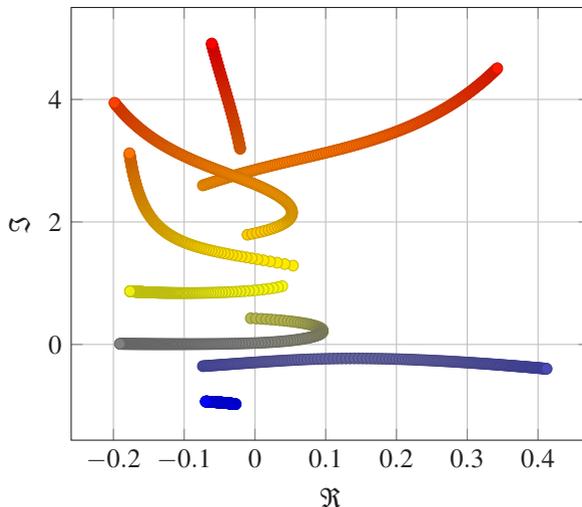


Bild 6.3: Zweikanaliger Sammelschienenmultiplexer mit Vierkreisfiltern, Ortskurve der Zählernullstellen, Verschiebung des oberen Filters von normierter Mittenfrequenz 2.2 Hz nach 4 Hz.

In Abb. 6.4 ist die Ortskurve der Nennernullstellen gezeigt. Alle Nullstellen befinden sich wie gewünscht in der linken Hälfte der komplexen Ebene. Auch hier wäre das ideale Verhalten konstante Nullstellen des unteren Filters und eine Bewegung nach oben für die Nullstellen des oberen Filters. Auch für die Nennernullstellen weicht das reale Verhalten von dieser Idealvorstellung ab. Sowohl das untere als auch das obere Filter zeigen Abweichungen im Real- und Imaginärteil.

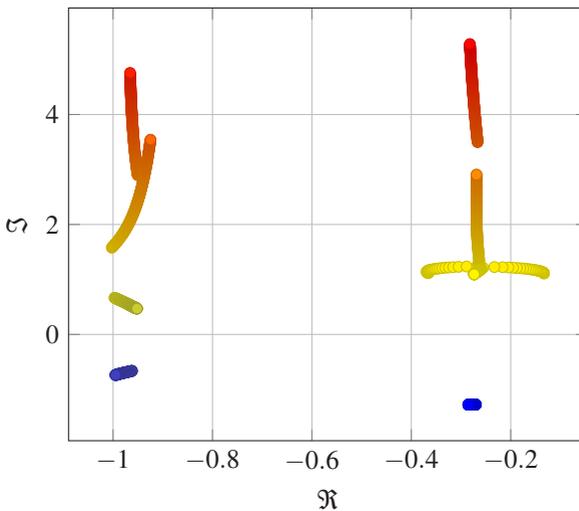


Bild 6.4: Zweikanaliger Sammelschienenmultiplexer mit Vierkreisfiltern, Ortskurve der Nennernullstellen, Verschiebung des oberen Filters von normierter Mittenfrequenz 2.2 Hz nach 4 Hz.

Diese Abweichungen müssen für den einstellbaren Sammelschienenmultiplexer kompensiert werden. Hierzu sind zwei Methoden, bzw. eine Kombination dieser beiden denkbar:

- Einstellung der Sammelschiene, damit die Phasenbeziehungen zwischen den Kanälen kompensiert werden.

- Anpassung des Filterpolynoms, damit die Position der Nullstellen korrigiert werden kann.

Im Folgenden wird untersucht, wie die beiden Methoden implementiert werden können und welcher Ansatz für die vorliegende Aufgabenstellung am geeignetsten ist.

6.2.2 Phasenkompensation der Sammelschiene

Eine ideal phaseneinstellbare Sammelschiene könnte ohne weitere Änderungen, z.B. an den Filtern, ein nicht einstellbares Stück Sammelschiene mit gleicher Phasenlage ersetzen. Ein Zweitor, das eine solche vollständig phasenkompensierte Sammelschiene darstellt, muss folgende Bedingungen erfüllen:

- Einstellbarkeit der Phase von s_{21}
- Gute Anpassung s_{11} und s_{22} über alle Phaseneinstellungen (bzw. einstellbare Anpassung)
- Reziprozität
- Verlustlosigkeit
- Abdeckung der Bandbreite des Multiplexers: Anpassung und Phasenverlauf (Gruppenlaufzeit)
- Hohe Leistungsverträglichkeit

In der Literatur sind verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung einstellbarer Phasenschieber vorgestellt. In [ZGC12] wird der Phasenversatz durch ein Reflexions-Allpassnetzwerk eingestellt. Dieser muss jedoch mit Hilfe eines Zirkulators in Transmission nutzbar gemacht werden. Da der Zirkulator im Transmissionspfad der Sammelschiene eingesetzt wird, treten Verluste

von bis zu 0.2 dB pro Zirkulator in der Kette auf. Die Verlustleistung ist inakzeptabel.

In [Atw85; Dav74; BG80] wird eine reaktive Last am Ein- und/oder Ausgang einer Leitung zwischen zwei Zuständen umgeschaltet. Zum Schalten werden Pin-Dioden Schalter als Umschalter zwischen zwei verschiedenen Reaktanzen (SPDT - *single pole double throw*) oder zum An- und Abschalten einer Parallelreaktanz (SPST - *single pole single throw*) verwendet. Allen diesen Ansätzen ist gemein, dass sie durch die Verwendung von Pin-Dioden nur für geringe Eingangsleistungen geeignet sind. Sie eignen sich damit beispielsweise zur Phaseneinstellung am Eingang eines Multiport Amplifiers (vgl. Abschnitt 1.2.2 und [Lev84]).

In [Sim55] wird ein Allpass in Hohlleitertechnik vorgestellt. Die gewünschte Transmissionscharakteristik wird durch periodische, reaktive Strukturen (Blenden) im Hohlleiter erzeugt. Für die vorliegende Anwendung ist dieser Ansatz eher nicht geeignet, da die Blenden und damit die Transmissionscharakteristik im Nachhinein nur schwer angepasst werden können.

In [Pu+10] wird ein elektronisch einstellbarer Phasenschieber für kleine Eingangsleistungen vorgestellt. Dieser basiert auf Silicon-on-Isolator Microring Resonatoren.

In [DAG88] werden Parallelresonatoren in Hohlleitertechnik verwendet. Die Mode-Matching Entwicklungsgleichungen für die E-Ebenen Stubs werden angegeben und für typische Fälle mit zwei oder drei parallelen Resonatoren gelöst. Die Phasenschieberstruktur wird so optimiert, dass ein konstanter Phasenversatz von 90° gegenüber eines gleichlangen Hohlleiters erreicht wird. Im Beispiel mit drei E-Ebenen Stubs wird eine differentielle Phase gegenüber eines gleichlangen Hohlleiters von $\pm 0.5^\circ$ über 20 % relative Bandbreite bei 90° absoluter Phasendifferenz erzielt.

Das Sammelschienenkonzept in [Ros+16b] nutzt Kompensationselemente entlang der Sammelschiene, die jeweils aus zwei Resonatoren bestehen, in Kombination mit den einstellbaren Filtern aus [Ros+16a]. Es wird dort anhand von Simulationen gezeigt, dass eine Umschaltung zwischen contiguous und non-contiguous Frequenzplänen prinzipiell möglich ist. Es werden dort Dual-Mode Filter verwendet und die Einstellmöglichkeiten beschränken sich auf je einen Einstellmechanismus für Kopplung und Mittenfrequenz der Filter, sowie einen Einstellmechanismus für die Sammelschiene. Hierdurch existieren einige Einschränkungen bezüglich der erzielbaren Performance (Degradation der Anpassung) sowie des erzielbaren Einstellbereichs.

In [AP12; APR13] werden Parallelresonatoren in Rundhohlleitertechnik entlang einer Hohlleitersammelschiene zur Kompensation des durch die Ausdehnung der Aluminiumsammelschiene entstehenden Phasenganges verwendet. Die Längen der Parallelresonatoren werden mit Hilfe von Bimetallen verkürzt, sodass die Phasenänderung kompensiert wird. Für einen 9-kanaligen Ausgangsmultiplexer in Comblin-Konfiguration (alle Filter auf der gleichen Seite der Sammelschiene angeschlossen) im Ka-Band werden fünf Parallelresonatoren verwendet, für einen 7-kanaligen drei. Die Sammelschienenkompensation liefert hervorragende Ergebnisse. Die Anpassung der kompensierten Multiplexer ist deutlich besser als die eines vergleichbaren 12-kanaligen Multiplexers mit sehr viel kürzerer Herringbone (Filter beidseitig angeschlossen) Sammelschiene.

Im Folgenden soll dieses Verfahren für einstellbare Sammelschienen adaptiert werden.

6.2.3 Phasenkompensierte Sammelschiene – Konzept

Das oben vorgestellte Konzept, mit parallelgeschalteten, kurzgeschlossenen oder leerlaufenden Leitungsstücken Impedanzen zu transformieren, entspricht dem Konzept der Stub-Tuner. Nach [Poz05] kann mit einem „Single Stub Tuner“ (ein einzelner Parallelresonator) zwar jeder Punkt der komplexen Ebene erreicht werden, allerdings muss dafür auch die Länge zwischen dem Stub und der Abschlussimpedanz verändert werden. Soll der Tuner einstellbar sein, ist dies nicht zweckmäßig. Der „Double Stub Tuner“ (zwei Parallelresonatoren) kann hingegen jeden Punkt der komplexen Ebene erreichen, indem die beiden Stubs in ihrer Länge verändert werden.

Mit dem Double Stub Tuner kann am Ein- oder Ausgang des einstellbaren Phasenschiebers die Anpassung an die Generator bzw. Lastimpedanz hergestellt werden. Ein weiterer Freiheitsgrad wird benötigt, um die Phase zielgerichtet einstellen zu können. Theoretisch wären für einen perfekten Phasenschieber somit 5 Stubs nötig (je ein Double Stub Tuner am Ein- und Ausgang, sowie ein Stub für die Phaseneinstellung). Dies ist jedoch aufgrund der Hardwarekomplexität nicht wünschenswert, da jeder der Phasenschieber von einem eigenen Aktuator angesteuert werden müsste. Nach [DAG88] werden auch mit drei Stubs bereits gute Ergebnisse erzielt. Jedoch ist selbst die Verwendung von drei Stubs mit drei Aktuatoren noch sehr aufwändig.

Daher soll, wie in Abschnitt 6.2.1 angedeutet, eine Kombination aus einer möglichst gut phasenkompensierten Sammelschiene und der Anpassung der Filterpolynome an die vorhandene Sammelschiene implementiert werden. Da selbst nicht einstellbare Sammelschienen in der Regel nicht analytisch entworfen werden können [CY07], wird auch im Folgenden auf numerische Methoden zum Design des Ausgangsmultiplexers zurückgegriffen.

6.2.4 Phasenkompensierte Sammelschiene – Design

Die Synthese der Sammelschiene beginnt mit den auf die drei gewünschten Frequenzen optimierten Kanalfiltern. Die Filter stehen jeweils sowohl mit der höchsten als auch in der niedrigsten Bandbreite zur Verfügung, da sich die beiden Bandbreiteneinstellungen nur in der Höhe der Koppelresonatoren und Hauptresonatoren unterscheiden (vgl. Kapitel 3). Alle Filter sind beidseitig abgeschlossen (doubly terminated), da dies die einfache Optimierung der Einzelfilter erlaubt.

Nun sollen zwei dreikanalige Multiplexer mit verschiedenen Einstellungen gemeinsam optimiert werden. Hierfür werden zwei Ausgangsmultiplexer (je drei Filter, die an einer Sammelschiene angeschlossen sind) innerhalb eines einzigen Simulationsmodells aufgebaut. Das Simulationsmodell enthält somit insgesamt sechs Filter und zwei Sammelschienen.

Beide Geräte sind in der Simulation zwar physikalisch getrennt, jedoch durch gemeinsame Variablen verbunden. In Abb. 6.5 ist dies angedeutet, alle abzweigenden Längen (grün) und Sammelschienenlängen (blau) werden durch Variablenbeziehungen gleich gehalten. Lediglich der Parallelresonator (rot/orange) kann frei optimiert werden. Die jeweiligen Filter sind wie in Abschnitt 3.4.1 beschrieben physikalisch getrennt, verfügen jedoch über gemeinsame Blenden. Insbesondere kann der Multiplexer so optimiert werden, dass er in verschiedenen Konfigurationen (beispielsweise contiguous und non-contiguous) gut funktioniert.

In der Praxis hat es sich als günstig erwiesen, für jeweils die höchste und niedrigste gewünschte Bandbreite den Multiplexer in contiguous (frequenzmäßig direkt benachbarte Kanäle) und non-contiguous (mit maximalem gewünschtem Frequenzabstand der Filter) Einstellung gemeinsam zu optimieren. Dazwischen liegende Einstellungen können somit im Abgleich einge-

stellt werden. Im folgenden Abschnitt wird der so simulierte Multiplexer vorgestellt.

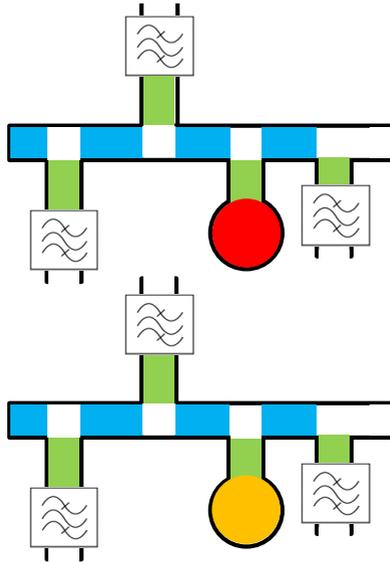


Bild 6.5: Aufbau der Simulation zur Optimierung der Sammelschiene, Ansicht von oben.

6.3 Simulierte Multiplexerperformance

In Abb. 6.6 ist der dreikanalige Ausgangsmultiplexer nach der Erstopimierung der Sammelschiene dargestellt. Hierfür wurden zweiseitig abgeschlossene Einzelfilter mit einem Abstand der Mittenfrequenzen von 100 MHz an eine Sammelschiene angeschlossen und die Sammelschiene mittels eines numerischen Optimierungsverfahrens optimiert. An der Sammelschiene ist ein Parallelresonator zur Phasenkompensation angeschlossen (vgl. Abschnitt 6.2.2).

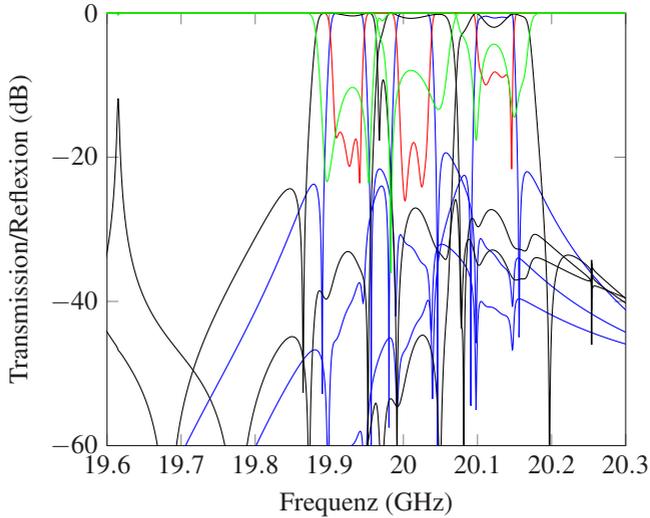


Bild 6.6: Dreikanaliger Multiplexer, „Doubly Terminated“ Filter, Sammelschiene in der Erstoptimierung, simuliert. Transmission 36 MHz (blau), 72 MHz (schwarz), Anpassung 36 MHz (rot), 72 MHz grün.

Wie im vorangegangenen Kapitel erklärt können zwei verschiedene Einstellungen gemeinsam optimiert werden, in diesem Fall zwei unterschiedliche Bandbreiten (36 MHz, 72 MHz) bei gleicher Mittenfrequenz. Die Kanalfilter selbst wurden in diesem ersten Schritt nicht verändert, um die Anzahl der Parameter zu begrenzen. Die Zielfunktion der Optimierung ist in Gl. (6.1) angegeben. Hierbei stehen \Re bzw. \Im für Real- und Imaginärteil des S-Parameters, f_z steht für die Frequenz der Reflexionsnullstellen und f_m für die Frequenz der Reflexionsmaxima. Der Zahlenwert -0.0501 entspricht einem gewünschten Anpassungsniveau von -26 dB.

$$\sum_{f_z} \Re(s_{11})^2 \Big|_{f=f_z} + \sum_{f_z} \Im(s_{11})^2 \Big|_{f=f_z} + \sum_{f_m} ||s_{11}| - 0.0501|^2 \Big|_{f=f_m} = 0 \quad (6.1)$$

Ausgehend von dieser optimierten Sammelschiene wurden die Filter im nächsten Schritt mitoptimiert. In die Optimierung der Filter wurden zunächst nur die Haupt- und Koppelresonatoren einbezogen. Dies liefert bereits sehr gute Ergebnisse. Dies impliziert insbesondere, dass alle drei Filter aus identischen Halbschalen bestehen können. Lediglich die Eindringtiefe der Resonatorabstimmsteller muss variiert werden. Damit eignet sich dieser Ansatz auch hervorragend zur Implementierung generischer Filter, das heißt für Filter, die vorab auf Lager produziert werden und in sehr kurzer Zeit auf die eigentliche Spezifikation adaptiert werden können (vgl. auch [AP16b]).

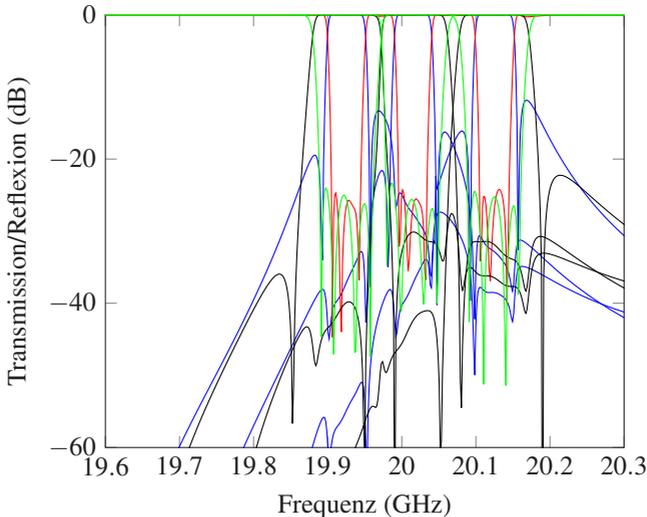


Bild 6.7: Dreikanaliger Multiplexer, „Doubly Terminated“ Filter, optimierte Sammelschiene und Filter (identische Blenden für beide Bandbreiteneinstellungen), simuliert. Transmission 36 MHz (blau), 72 MHz (schwarz), Anpassung 36 MHz (rot), 72 MHz grün.

Die simulierte und optimierte Performance des dreikanaligen Multiplexers ist in Abb. 6.7 dargestellt, es wurden sowohl die Filter als auch die Sammelschiene optimiert. Im letzten Feinoptimierungsschritt wurden sowohl die

Blenden als auch die Resonatoren einbezogen, sodass sich innerhalb der drei Kanäle leichte Unterschiede der Blendenabmessungen ergeben. In beiden Einstellungen 72 MHz contiguous und 36 MHz non-contiguous werden deutlich über 20 dB Anpassung erreicht. Die endgültigen Abmessungen der Filter und der Sammelschiene sind in Tabelle 6.1 und Abb. 6.8 aufgelistet.

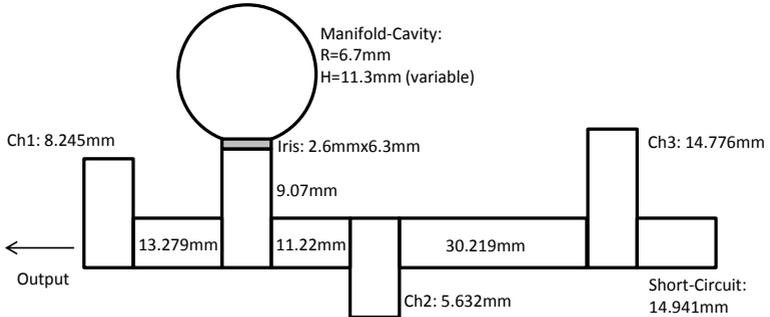


Bild 6.8: Finale Abmessungen der Sammelschiene und des Sammelschieneresonators.

Geometrie	Maß Filter 1	Maß Filter 2	Maß Filter 3
36 MHz			
Koppelresonator Sammelschiene	10.264	10.553	10.942
Resonator 1	12.591	12.875	13.091
Koppelresonator 1-2	7.351	7.366	7.485
Resonator 2	13.239	13.532	13.770
Koppelresonator 2-3	7.534	7.538	7.634
Resonator 3	13.140	13.448	13.687

Fortsetzung nächste Seite...

Tabelle 6.1 – Fortsetzung der vorherigen Seite

Geometrie	Maß Filter 1	Maß Filter 2	Maß Filter 3
Koppelresonator 3-4	7.734	7.720	7.783
Resonator 4	12.495	12.801	12.959
Auskopplung	9.851	10.104	10.318
Querkopplung	10.616	10.120	11.237
72 MHz			
Koppelresonator Sammelschiene	11.059	11.600	11.942
Resonator 1	12.384	12.668	12.934
Koppelresonator 1-2	7.753	7.728	7.838
Resonator 2	13.149	13.442	13.686
Koppelresonator 2-3	7.786	7.831	7.917
Resonator 3	13.058	13.349	13.573
Koppelresonator 3-4	7.948	7.987	8.082
Resonator 4	12.192	12.454	12.582
Auskopplung	11.032	11.610	11.931
Querkopplung	10.459	9.629	11.514
Blenden			
Blende an Sammel- schiene	6.459	6.493	6.459

Fortsetzung nächste Seite...

Tabelle 6.1 – Fortsetzung der vorherigen Seite

Geometrie	Maß Filter 1	Maß Filter 2	Maß Filter 3
Blende 1-2	5.897	5.904	5.901
Blende 2-3	5.992	5.985	5.985
Blende 3-4	5.946	5.948	5.950
Blende Auskopp- lung	6.500	6.486	6.499
Querkopplung	5.531	5.283	5.417

Tabelle 6.1: Fertigungsmaße der Filter des 3 Kanal Omux, 36 und 72 MHz Einstellung der Abgleichsteller (in mm).

Alle Ein- und Ausgänge des Filters, ebenso wie die Sammelschiene haben WR51-Querschnitt, die Blenden sind 2 mm lang. Der Radius der resonanten Resonatoren beträgt 10.5 mm, der der Koppelresonatoren 7 mm.

Die Abmessungen der Blenden unterscheiden sich, mit Ausnahme der Querkoppelblende, nur um wenige hundertstel Millimeter, also im Rahmen der Fertigungstoleranz. Wie erwartet sind die Längen der Koppelresonatoren für die 72 MHz Einstellung etwas größer, die der Hauptresonatoren etwas kleiner.

6.3.1 Untersuchung der phasenkompensierten Sammelschiene

Das Phaseinstellglied aus dem oben vorgestellten, fertig optimierten Multiplexer wurde getrennt untersucht und simuliert [Arn+17]. Das Simulationsmodell ist in Abb. 6.9 dargestellt. Die Höhendifferenz des Sammelschie-

nenresonators zwischen den beiden simulierten Zuständen beträgt 0.545 mm. Die beiden simulierten Zustände entsprechen den in Abb. 6.7 gezeigten Einstellungen mit 36 MHz und 72 MHz Kanalbandbreite.

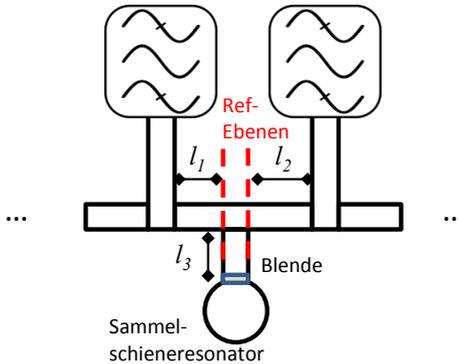


Bild 6.9: Simulationsmodell zur Untersuchung des Phaseneinstellglieds mit Referenzebene.

Die Länge l_3 beträgt 9.07 mm, die Eingangsblende in den Resonator ist 2.6 mm lang und 6.3 mm hoch, der Sammelschienenresonator hat einen Durchmesser von 13.4 mm (vgl. Abb. 6.8). Die Längen l_1 und l_2 spielen in der folgenden Untersuchung keine Rolle, da sie lediglich einen konstanten Phasenoffset erzeugen.

In Abb. 6.10 ist der Betragsverlauf der Struktur abgebildet. Man erkennt die Resonanzen des Sammelschienenresonators bei ca. 19 GHz und zwischen 21 und 22 GHz. Bei der Betriebsfrequenz von ca. 20 GHz weist die Struktur einen glatten Verlauf der Transmission mit einem Anpassungsniveau zwischen 10 und 15 dB auf. Der Phasenverlauf der Struktur ist in Abb. 6.11 ersichtlich. Im Bereich um 20 GHz erzeugt die Struktur einen Phasenversatz von 5° . Somit ist die Struktur gut geeignet, um die Phase auf der Sammelschiene einzustellen. Die verbleibende Fehlanpassung kann durch die geeignete Einstellung der Filterkopplungen kompensiert werden.

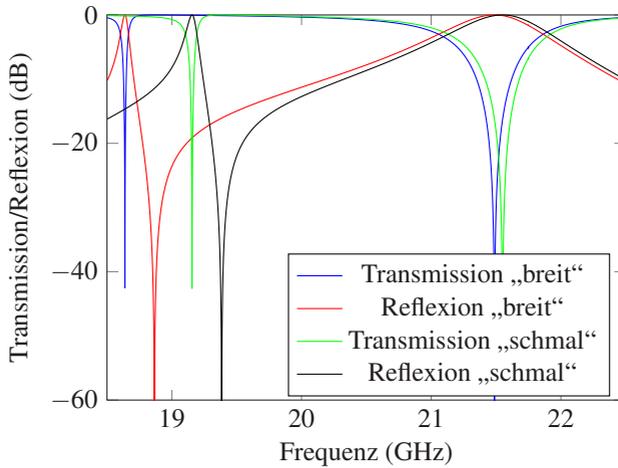


Bild 6.10: Betrag $|s_{21}|$ des Phaseneinstellglieds ($\Delta h = 0.545$ mm zwischen Einstellung für 72 MHz Bandbreite („breit“) und 36 MHz Bandbreite („schmal“)). Betriebsfrequenz um 20 GHz (simuliert).

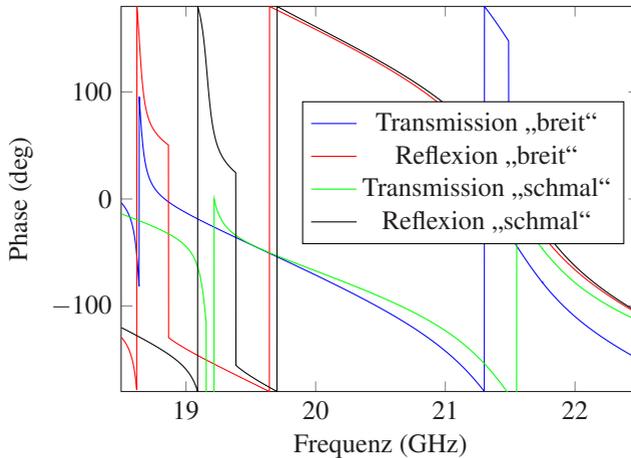


Bild 6.11: Phase s_{21} und s_{11} des Phaseneinstellglieds ($\Delta h = 0.545$ mm zwischen Einstellung für 72 MHz Bandbreite („breit“) und 36 MHz Bandbreite („schmal“)). Betriebsfrequenz um 20 GHz (simuliert).

6.4 Gemessene Multiplexerperformance

Die Performance des dreikanaligen Multiplexers wurde in [Arn+17] erstmals vorgestellt. Der Multiplexer wurde als Labormodell in Aluminium-Halbschalentechnik gefräst. Das Foto in Abb. 6.12 zeigt die offenen Halbschalen des Multiplexers. Der Abgleich erfolgt derzeit noch manuell, der Einsatz der elektromechanischen Aktuatoren ist jedoch vorgesehen - das Labormodell ist so aufgebaut, dass die elektromechanischen Aktuatoren problemlos eingebaut werden können (kontaktloser Abgleichsteller).

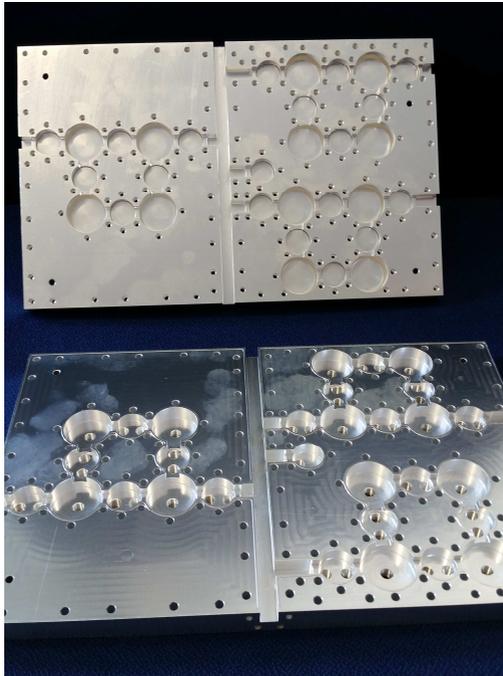


Bild 6.12: Foto der offenen Halbschalen des 3-Kanal-Omux

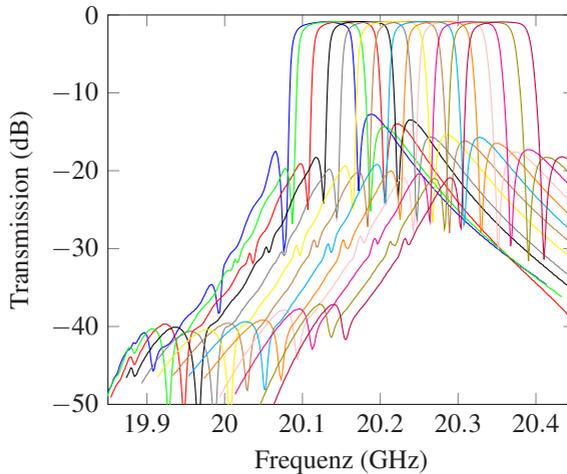


Bild 6.13: 72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 1 (höchste Frequenz - am Ausgang), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

In Abb. 6.13, 6.14 und 6.15 sind die drei Kanäle des Multiplexers in der Einstellung 72 MHz dargestellt. Alle Kanäle wurden in ihrer Mittenfrequenz in Abständen von 20 MHz abgeglichen und gemessen, sodass der gesamte vom Multiplexer abgedeckte Bereich 500 MHz beträgt (zwischen 19.9 GHz und 20.4 GHz). Alle Kanäle wurden jeweils um die gleiche Frequenz verschoben, damit die „contiguous“ Einstellung erhalten bleibt. Der frequenzmäßig tiefste Kanal befindet sich am Ausgang des Multiplexers, der höchste Kanal befindet sich am Kurzschluss.

In dieser Einstellung beträgt die Einfügedämpfung des besten Kanals 0.85 dB, die des schlechtesten (contiguous) Kanals 1.18 dB. Die Anpassung liegt für alle gezeigten Einstellungen auf sehr gutem Niveau von 21 dB oder besser. Die Bandbreite bleibt über den gesamten Abgleichbereich konstant.

Abb. 6.17 zeigt den Vergleich von gemessenen und simulierten Daten für eine Einstellung der Mittenfrequenz und einer Bandbreite von 72 MHz.

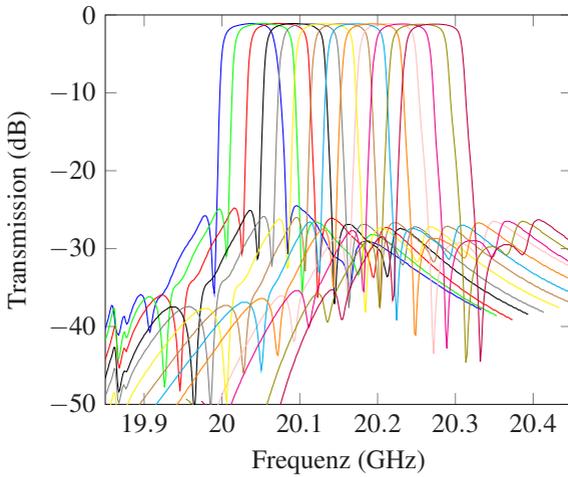


Bild 6.14: 72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 2 (mittlere Frequenz - in der Mitte), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

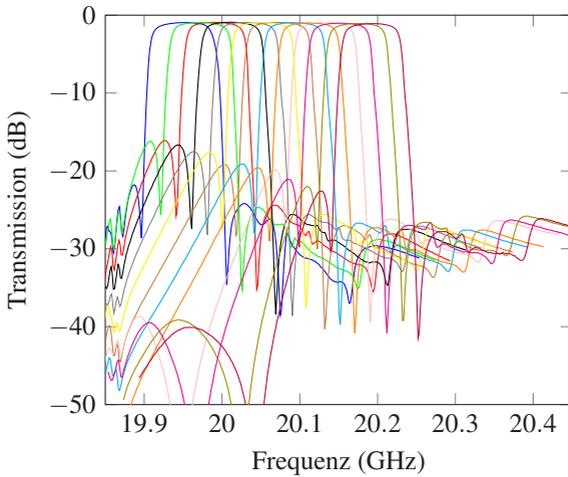


Bild 6.15: 72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 3 (tiefste Frequenz - am Kurzschluss), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).

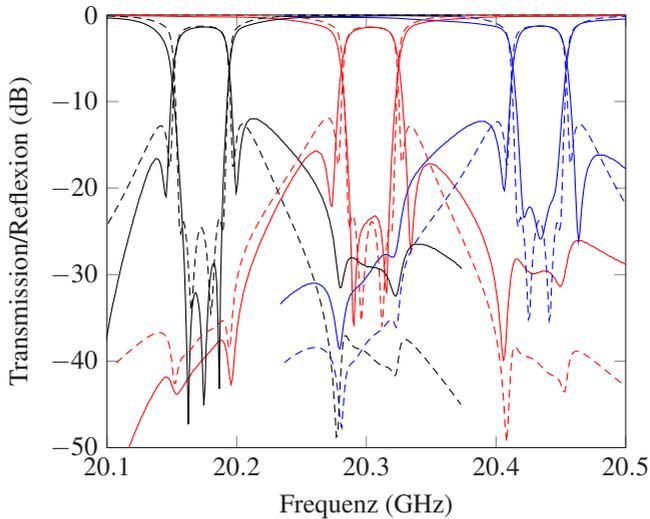


Bild 6.16: 36 MHz non-contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Tiefste Frequenz am Kurzschluss.

Abb. 6.16 zeigt den Multiplexer in 36 MHz Einstellung im Vergleich zu simulierten Daten. Sowohl für die 36 MHz Einstellung als auch für die 72 MHz Einstellung beruhen die simulierten Daten auf Ersatzschaltbild-Simulation. Messdaten und Simulationsdaten stimmen in beiden Fällen gut überein. Wie für die 72 MHz Kanäle ist auch für die 36 MHz Kanäle die Einstellung der Mittenfrequenz möglich. Die Einfügedämpfung bei Mittenfrequenz liegt für die 36 MHz Kanäle zwischen 1.27 dB und 1.44 dB. Die Anpassung ist besser als 25 dB.

Abb. 6.18 zeigt den Multiplexer mit vertauschten äußeren Kanälen, d.h. der Kanal am Kurzschluss entspricht nun der höchsten Frequenz. Die beiden äußeren Kanäle weisen eine Bandbreite von 72 MHz auf, der mittlere Kanal 36 MHz. Die Anpassung ist besser als 25 dB. Die Einfügedämpfung des mittleren Kanals beträgt 1.37 dB, die des oberen Kanals beträgt 1.00 dB.

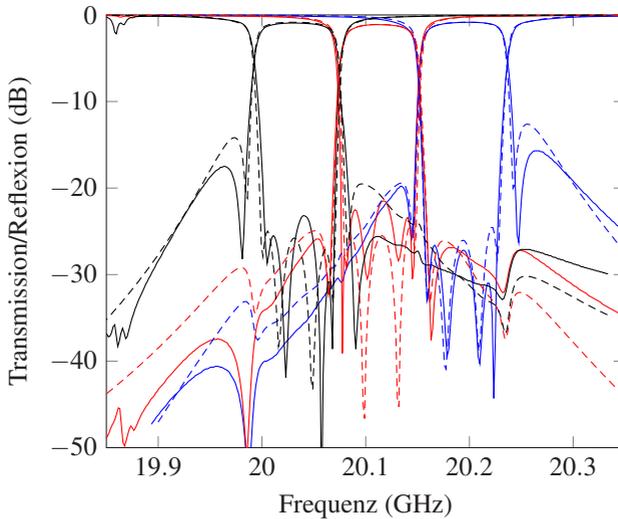


Bild 6.17: 72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Tiefste Frequenz am Kurzschluss.

Die Güte der Filter des Ausgangsmultiplexers liegt für alle gezeigten Einstellungen zwischen 6000 und 7000 und variiert je nach eingestelltem Frequenzplan. Die Einstellungen mit niedriger Bandbreite und tiefer Mittenfrequenz verfügen tendenziell über eine bessere Güte als höhere Bandbreiten bei hohen Frequenzen.

Abb. 6.19 zeigt schließlich eine breitbandige Messung der non-contiguous Einstellung mit 36 MHz Kanalbandbreite. Diese Einstellung deckt mit 280 MHz Gesamtbandbreite den größten Nutzfrequenzbereich ab. Die nächstgelegene Störmode liegt 360 MHz oberhalb des oberen Kanals und ist mehr als 12 dB gedämpft. Zu tiefen Frequenzen hin treten Störmoden erst unterhalb von 19 GHz auf, also mehr als 1 GHz unterhalb des unteren Kanals.

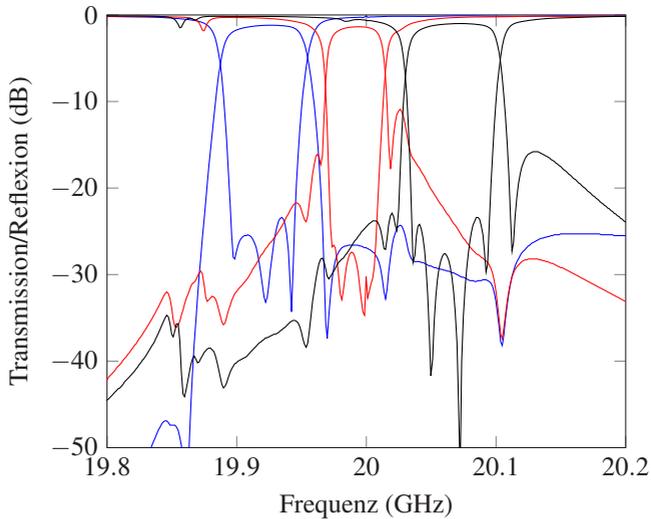


Bild 6.18: 36 und 72 MHz non-contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Höchster und niedrigster Kanal vertauscht. Höchste Frequenz am Kurzschluss.

Die oben gezeigten Ergebnisse zeigen, dass es mit der in dieser Arbeit entwickelten Vorgehensweise erstmals möglich ist, einen vollständig einstellbaren sammelschienenbasierten Multiplexer zu entwerfen. Der hier vorgestellte Multiplexer kann ohne Änderung am HF-Design mit Aktuatoren bestückt werden, um einen In-Orbit einstellbaren Multiplexer zu realisieren, da die Abgleichsteller keinen galvanischen Kontakt mit dem Filtergehäuse benötigen.

Damit ist erstmalig ein sammelschienengekoppelter Multiplexer realisierbar, bei dem die Filterfrequenz und -bandbreite nicht zur Entwicklungszeit feststehen muss. Selbst eine nachträgliche Änderung der Frequenzzuordnung der Eingänge des Multiplexers wird nun möglich, da die Frequenz

von physikalisch auf der Sammelschiene angeschlossenen Filtern getauscht werden kann.

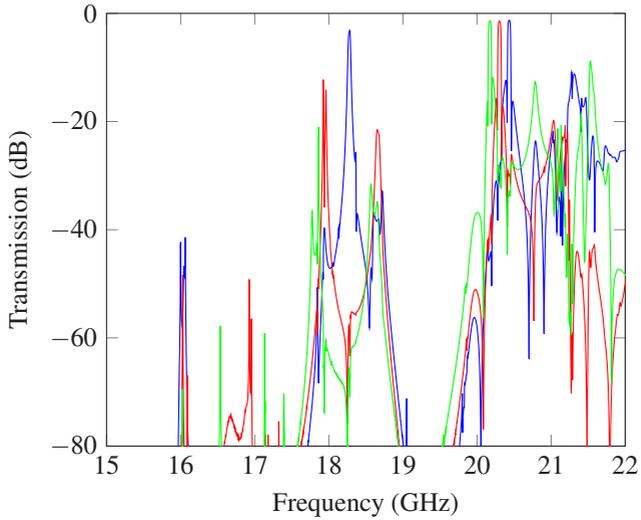


Bild 6.19: Far-out-of-band Messung, non-contiguous, 36 MHz Einstellung.

7 Schlussfolgerung

In dieser Arbeit wurden die theoretischen Grundlagen für die Synthese flexibler Filter erforscht und diese genutzt, um einen flexiblen Ausgangsmultiplexer zu entwickeln.

Es wurde ein neuartiges Impedanzinverterkonzept mit Hilfe von Koppelresonatoren entwickelt und untersucht. Die Koppelresonatoren erlauben die Einstellung der Kopplung zwischen zwei Resonatoren durch Änderung der Resonanzfrequenz der Koppelresonatoren.

Zunächst wurde eine mathematische Beschreibung der neuartigen Impedanzinverter hergeleitet. Auf Basis dieser Designgleichungen wurde ein einstellbares Filter synthetisiert. Das einstellbare Filter wurde im Sendefrequenzbereich des Ka-Bandes (um 20 GHz) realisiert und in dieser Arbeit vorgestellt. Die Einstellung der Bandbreite und Mittenfrequenz wurde erfolgreich demonstriert. Die Bandbreite kann von 36 MHz auf 72 MHz verdoppelt werden. Der Einstellbereich der Mittenfrequenz deckt 500 MHz im Ka-band von 19.9 GHz bis 20.4 GHz ab. Das Filter ist für den Leistungsbetrieb mit 130 W Eingangsleistung vorgesehen, eine Multipaction-Analyse wurde erfolgreich durchgeführt. Das Filter ist damit zum Einsatz mit hoher Eingangsleistung im Weltall geeignet. Eine Temperaturkompensation für das einstellbare Einzelfilter wurde ebenfalls entworfen und realisiert. Das Filter kann damit über einen für Ausgangsfilter typischen Temperaturbereich von 20 °C bis 70 °C eingesetzt werden.

Diese flexiblen Filter wurden mit Hilfe einer neuartigen, phaseneinstellbaren Sammelschiene zu einem dreikanaligen Multiplexer kombiniert. Hierzu wurde ein Optimierungsmodell entwickelt, das die gleichzeitige Optimierung des Multiplexers in verschiedenen Zuständen erlaubt.

Der Multiplexer wurde realisiert und erfolgreich für verschiedene Mittenfrequenzen im Ka-Band zwischen 19.9 GHz und 20.4 GHz und Bandbreiten zwischen 36 MHz und 72 MHz abgeglichen. Außerdem können physikalische Kanäle bezüglich ihrer Mittenfrequenz vertauscht werden. Der am Kurzschluss gelegene Kanal kann entweder der höchsten oder der tiefsten Mittenfrequenz zugeordnet werden. Die Funktion der Temperaturkompensation wurde anhand von Messungen für den Temperaturbereich 22 °C bis 80 °C erfolgreich verifiziert.

Grundlegende Untersuchungen zur Implementierung eines raumfahrtqualifizierten Antriebssystems wurden durchgeführt. Sowohl Systeme auf Schrittmotorbasis als auch Piezo-basierte Systeme wurden zunächst untersucht. Im weiteren Verlauf wurde dem schrittmotorbasierten System der Vorzug gegeben. Es wurden Messungen mit einem kommerziellen Linearpositionierer durchgeführt, die hierfür nötige Ansteuerelektronik und Software wurde im Rahmen der Arbeit als Labormodell implementiert. Die oben vorgestellten Filter und Multiplexer wurden manuell, also ohne elektromechanische Antriebe, abgeglichen. Sie benutzen jedoch kontaktlose Einstellsteller, sodass ein Linearpositionierungssystem ohne weitere Änderungen adaptiert werden kann.

Im weiteren Projektverlauf wird ein Qualifikationsprogramm für das Filter und den Multiplexer durchgeführt werden, um die Verwendbarkeit unter den in [Sys11; Sys14] definierten Umgebungsbedingungen zu demonstrieren. Hierzu werden auch elektromechanische Antriebe auf Schrittmotorbasis für das Filter adaptiert werden. Die zur Ansteuerung, Stromversorgung,

Kommandierung und Telemetrie nötige Elektronik wird ebenso im weiteren Projektverlauf raumfahrttauglich umgesetzt und qualifiziert werden.

Die wissenschaftliche Arbeit am HF-Teil des Filters bzw. Multiplexers, die Gegenstand dieser Doktorarbeit ist, ist vollständig und erfolgreich abgeschlossen.

Mit den im Rahmen dieser Arbeit implementierten Filtern ist es erstmals möglich, ein hochleistungstaugliches Kanalfilter mit bis zu 130 W Eingangsleistung sowohl in der Mittenfrequenz als auch in der Bandbreite einzustellen. Außerdem erlaubt es der vorgestellte Multiplexeransatz erstmalig, Hohlleiterfilter, die an einer Sammelschiene angeschlossen sind, sowohl in der Mittenfrequenz als auch in der Bandbreite ferngesteuert einzustellen. Insbesondere das Vertauschen der Mittenfrequenz zweier Kanäle, die auf einer Sammelschiene angeschlossen sind, wird durch die hier entwickelte Technologie erstmals ermöglicht.

Für Satellitenbetreiber ergibt sich mit diesen neuartigen Geräten die Möglichkeit flexibel auf neue oder geänderte Kundenanforderungen zu reagieren, indem das verfügbare Spektrum neu aufgeteilt wird. Dies ist in Anbetracht der langen in-Orbit Lebensdauer eines Satelliten von über 15 Jahren ein nicht zu unterschätzender Vorteil, da die genaue Planung des Bedarfs über einen solch langen Zeitraum in der heutigen Zeit äußerst schwierig ist. Insbesondere die Einführung neuer Technologien oder unvorhergesehene geopolitische Ereignisse (Naturkatastrophen, Kriege oder Krisen aber auch Sportveranstaltungen, wie Fußballweltmeisterschaften oder olympische Spiele) erfordern es, in einer bestimmten Erdregion kurzfristig Übertragungsbandbreite zur Verfügung zu stellen. Diese kurze Reaktionszeit lässt sich mit Hilfe der hier vorgestellten neuen Filter- und Multiplexertechnologie erstmals erreichen.

A Satellitenkommunikation

A.1 Frequenzbereiche der Satellitenkommunikation

In der Satellitenbranche haben sich Bezeichnungen für die Frequenzbänder herausgebildet, die teils von den Definitionen der Internationale Fernmeldeunion (ITU) abweichen. Diese Aufteilung in Frequenzbänder finden sich großteils auf den Kommunikationssatelliten wieder. Typische Fernseh-satelliten benutzen beispielsweise das Ku-Sendeband 10,7-12,75 GHz und die entsprechenden Empfangsbänder. Neben sortenreinen Ku- oder Ka-band Satelliten gibt es auch gemischte Ku-, Ka-, C-Band Satelliten. Diese stellen naturgemäß hohe Anforderungen an die Isolation über die jeweils anderen Frequenzbänder. Die Frequenzbänder, die in der Satellitenkommunikation genutzt werden, sind in Tabelle A.1 und Abb. A.1 dargestellt.

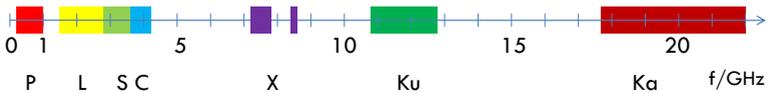


Bild A.1: Frequenzbänder in der Satellitenkommunikation.

Band	Sendefrequenzen	Empfangsfrequenzen
P	0,23-1 GHz	
L	1,53-2,7 GHz	
S	2,7-3,5 GHz	
C	3,4-4,2 GHz	5,925-6,425 GHz
X - Militär	7,25-7,75 GHz	7,9-8,4 GHz
X - Forschung	8,4-8,5 GHz	7,145-7,235 GHz
Ku (Europa) - FSS	10,7-11,7 GHz	12,75-13,25 GHz 13,75-14,5 GHz
Ku (Europa) - BSS	11,7-12,5 GHz	17,3-18,1 GHz
Ku (Europa) - SMS	12,5-12,75 GHz	12,75-13,25 GHz 13,75-14,5 GHz
Ku (Amerika) - FSS	11,7-12,2 GHz	14-14,5 GHz
Ku (Amerika) - BSS	12,2-12,7 GHz	17,3-17,8 GHz
Ka	17,7-21,2 GHz	27,5-31 GHz

Tabelle A.1: Frequenzbänder der Satellitenkommunikation.

A.2 Einflüsse auf den Übertragungskanal

Der Übertragungskanal bei der Satellitenkommunikation ist geprägt durch die hohen Entfernungen (geostationäre Umlaufbahn 35786 km über der Erdoberfläche) sowie durch Störungen des Signals in den verschiedenen Schichten der Erdatmosphäre mit wechselnden atmosphärischen Bedingungen. Im Vergleich zu terrestrischer Übertragung führt hohe Entfernung zu hohen Signallaufzeiten, sowie zu hoher Signaldämpfung.

Die verschiedenen Moleküle der Erdatmosphäre weisen bei unterschiedlichen Frequenzen Relaxationen auf. Die Resonanzfrequenzen von Sauerstoff

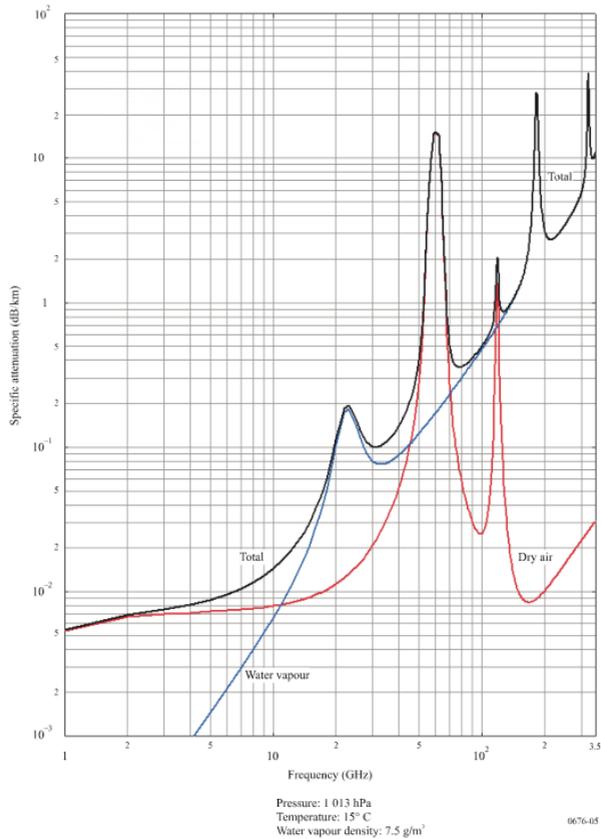


Bild A.2: Atmosphärische Dämpfung über Frequenz nach ITU [P6713]

und Wasser liegen bei 22,235 GHz (H_2O), 60 GHz (O_2), 118,75 GHz (O_2), 183,31 GHz (H_2O), und 325,153 GHz (H_2O) [P6713], vgl. Abb. A.2. Insbesondere bei höheren Frequenzen wird die Übertragung daher stark durch die Luftfeuchtigkeit beeinflusst. Starker Regen kann, insbesondere im Ka-Band, wegen der Nähe zur Wasserrelaxation zu einem kompletten Ausfall der Kommunikation führen.

Abbildungsverzeichnis

1.1	Blockschaltbild eines typischen Kommunikationssatellitensystems.	4
1.2	Künstlerische Darstellung des Heinrich-Hertz-Satelliten [Deu]. . .	15
2.1	Übertragungsfunktion eines 2-Tores.	20
2.2	Veranschaulichung der equi-ripple (rot) und 3 dB Bandbreite (blau) am Chebyshev-Filter.	22
2.3	Tiefpassmodell eines Filters (Ladder Network).	24
2.4	Admittanzinverter und Impedanzinverter.	27
2.5	Ersetzen von LC-Kreis durch Impedanzinverter.	28
2.6	Achtkreisiges Filter im Tiefpassbereich mit asymmetrischen Transmissionsnullstellen bei $f = -1.24, -1.11$ und $+1.15$	29
2.7	Parallelschaltung von FIR und C.	30
2.8	Filter mit Impedanzinvertoren, Querkopplungen und Innenwiderständen [CMK07].	31
2.9	Transformation in den Bandpassbereich.	40
2.10	Vergleich des Verlaufs der Eingangsimpedanz einer LC-Schaltung und eines Leitungsresonators (simuliert mit Agilent/Keysight ADS [Key]).	43
2.11	Eingangswiderstand, Parallelresonator.	44
2.12	Ersatzschaltbild, 4-Kreisfilter mit Querkopplung (K_{14}), Serienresonatoren (φ_1 bis φ_4).	46

2.13	Ersatzschaltbild, 4-Kreisfilter mit Querkopplung (J_{14}), Parallelresonatoren (φ_1 bis φ_4 , leerlaufend).	46
2.14	Illustration zur Berechnung der Koppeldämpfung.	47
2.15	Berechnung der gewünschten Koppeldämpfung im Ersatzschaltbild (oben) und Vollwellenmodell (unten) (Beispielhaft für einen Ausschnitt des Filters).	48
2.16	Multiplexer mit Filtern an Sammelschiene.	51
2.17	Zweitor für Synthese nach [MRM97].	53
2.18	Zusammenfassung des Syntheseprozesses.	56
3.1	Vierkreisfilter bei 20 GHz / 36 MHz und Filter mit gleichen Inverterwerten nach Anpassung der Resonanzfrequenz auf 21 GHz / 37.8 MHz (simuliert).	59
3.2	Oberflächenströme, TE_{011} Mode.	60
3.3	Feldverteilung, TE_{011} Mode im temperaturkompensierten Resonator.	61
3.4	Neue Realisierung eines einstellbaren Inverters, Realisierungsbeispiel mit seitlich gekoppelten, in der Länge einstellbaren Resonatoren.	63
3.5	Realisierung von Immitanzinvertern, Inverteridentität für Impedanzinverter.	64
3.6	Ersatzschaltbild des einstellbaren Immitanzinverters mit Koppelresonatoren und Blindelementen.	66
3.7	Vorgestellter einstellbarer Inverter mit Reaktanzen und Realisierungsbeispiel mit seitlich gekoppelten Resonatoren.	66
3.8	Ablauf des Entwurfs des flexiblen Inverters (rot markierte Elemente werden im jeweiligen Schritt geändert).	72
3.9	Änderung des Koppelwerts des flexiblen Inverters (rot markierte Elemente werden geändert).	73
3.10	Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$, erste Lösung	75

3.11 Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$, zweite Lösung	76
3.12 Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 230^\circ$, erste Lösung (durchgezogen) und zweite Lösung (gestrichelt).	77
3.13 Real- und Imaginärteil von X_p für verschiedene Werte von K , $\varphi_2 = 160^\circ$ und verschiedene Wellenwiderstände ($Z_{01} = 50 \Omega$, $Z_{02} = 31.6 \Omega$), erste Lösung (durchgezogen) und zweite Lösung (gestrichelt).	79
3.14 K-Wert des Impedanzinverters bei $X_p = 1 \Omega$ (blau, durchgezo- gen), $X_p = 2 \Omega$ (rot, gestrichelt) und $X_p = 3 \Omega$ (grün, strich- punktirt) über verschiedene φ_2 ($Z_{01} = Z_{02} = 50 \Omega$), nach [APZ14].	80
3.15 K-Wert des Impedanzinverters über X_p und φ_2 ($Z_0 = 50 \Omega$), nach [APZ14].	80
3.16 Vorgestellter einstellbarer Inverter mit Invertern und Realisie- rungsbeispiel mit seitlich gekoppelten Resonatoren.	81
3.17 Ersetzen der Immitanzinverter durch Koppelresonatoren und Impedanzinverter.	82
3.18 S_{11} und s_{21} Polynome und Darstellung in dB im Tiefpassbe- reich, 4-2-0 Filter, [BK13].	85
3.19 Nullstellen und Maxima der Filterpolynome im Tiefpassbe- reich, 4-2-0 Filter, [BK13].	85
3.20 Bandpassfilter, 20 GHz.	87
3.21 Modendiagramm der Koppelresonatoren, TE_{111} Resonator, Durch- messer 14 mm.	89
3.22 Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Band- breite 36 und 72 MHz, Transmission durchgezogen, Anpassung gestrichelt.	93
3.23 Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Band- breite 36 und 72 MHz, optimiert, Transmission durchgezogen, Anpassung gestrichelt.	94

3.24	Simuliertes Ersatzschaltbild einstellbares Filter, 20 GHz, Bandbreite 36 (blau) und 72 MHz (rot), Weitabselektion.	95
3.25	Bestimmung der Kopplung zwischen zwei Hauptresonatoren durch den Koppelresonator und der Resonatorlänge der Hauptresonatoren.	97
3.26	Optimierungsstrategie für flexible Filter, Beispiel zweikreisiges Filter.	98
3.27	3D Simulationsmodell des quergekoppelten Filters.	100
3.28	Simulierte Filterfunktion für 36 and 72 MHz Bandbreite, skaliert über Frequenz (Blendenabmessungen für alle identisch). . .	101
3.29	Anpassung (gestrichelt) und Transmission (durchgezogen) für 36 MHz, 54 MHz und 72 MHz bei gleicher Mittenfrequenz (gemessen).	102
3.30	Foto des quergekoppelten Filters, Innenstruktur.	103
3.31	Foto des quergekoppelten Filters, Filteraufbau (ohne Aktuatoren).	103
3.32	36 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	104
3.33	54 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	105
3.34	72 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	106
3.35	Weitabselektion 54 MHz Einstellung, verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	106
4.1	Kompensiertes Dispalfilter 100 K, Simuliert für Bandbreiten 72 (rot) und 36 (blau) MHz nach Tab. 4.1 (durchgezogen) und Filter bei Referenztemperatur (gestrichelt).	112
4.2	Kompensiertes Aluminiumfilter 100 K, Simuliert für Bandbreiten 72 (rot) und 36 MHz (blau) nach Tab. 4.1 (durchgezogen) und Filter bei Referenztemperatur (gestrichelt).	113
4.3	Vereinfachter Querschnitt durch einen einstellbaren Resonator, Temperaturkompensation.	114
4.4	Transmission und Reflexion des Filters im Temperaturbereich von 22° bis 80° - Erstausslegung (gemessen).	118

4.5	Transmission und Reflexion des Filters im Temperaturbereich von 22° bis 80° - nach Feinabstimmung (gemessen).	119
4.6	Foto des kompensierten Filters.	119
4.7	Schematische Darstellung der Temperaturverteilungen im Filterquerschnitt (rot: heiß, blau: kalt).	122
4.8	Vorherrschender HF Durchbrucheffect über Druck. Vereinfacht nach [Höh+97].	125
4.9	CST-Modell (3D-FEM) des einstellbaren Filter.	126
4.10	Simulierte S-Parameter des CST-Modell.	127
4.11	Elektronen-Evolution 10.2 mm Tellerradius (0.15 mm Abstand zum Resonatorgehäuse), 1.0 mm Tellerdicke.	127
4.12	Visualisierung des Multipaction Durchbruchs (rot: Elektronen mit hoher Energie).	128
4.13	Aufteilung des Filters in Regionen für die Corona-Analyse. . . .	129
4.14	Corona: Durchbruchleistung über Druck.	130
5.1	Verwendeter Schrittmotor, Fa. Faulhaber [Fau15].	134
5.2	Linear Pusher System mit Faulhaber Motor, Micromotion [Mic15].	135
5.3	Filter mit Micromotion Aktuatoren und 78 Pin D-Sub Stecker. . .	136
5.4	Design des Linearisierers.	136
5.5	Foto der Ansteuerbox für Breadboards.	137
5.6	Layout der Schrittmotortreiberplatten.	138
5.7	Ansteuersignal des Schrittmotors [Fau15].	139
5.8	Screenshot der Ansteuersoftware.	140
5.9	Finales mechanisch-thermisches Design des Filters.	142
6.1	Typischer Eingangsmultiplexer mit Zirkulatorkette, Separation benachbarter Frequenzen mit 3dB Hybrid.	144
6.2	Ausgangsmultiplexer mit Hybridkette.	146

6.3	Zweikanaliger Sammelschienenmultiplexer mit Vierkreisfiltern, Ortskurve der Zählernullstellen, Verschiebung des oberen Filters von normierter Mittenfrequenz 2.2 Hz nach 4 Hz.	151
6.4	Zweikanaliger Sammelschienenmultiplexer mit Vierkreisfiltern, Ortskurve der Nennernullstellen, Verschiebung des oberen Filters von normierter Mittenfrequenz 2.2 Hz nach 4 Hz.	152
6.5	Aufbau der Simulation zur Optimierung der Sammelschiene, Ansicht von oben.	158
6.6	Dreikanaliger Multiplexer, „Doubly Terminated“ Filter, Sammelschiene in der Erstopptimierung, simuliert. Transmission 36 MHz (blau), 72 MHz (schwarz), Anpassung 36 MHz (rot), 72 MHz grün.	159
6.7	Dreikanaliger Multiplexer, „Doubly Terminated“ Filter, optimierte Sammelschiene und Filter (identische Blenden für beide Bandbreiteneinstellungen), simuliert. Transmission 36 MHz (blau), 72 MHz (schwarz), Anpassung 36 MHz (rot), 72 MHz grün.	160
6.8	Finale Abmessungen der Sammelschiene und des Sammelschienenresonators.	161
6.9	Simulationsmodell zur Untersuchung des Phaseinstellglieds mit Referenzebene.	164
6.10	Betrag $ s_{21} $ des Phaseinstellglieds ($\Delta h = 0.545$ mm zwischen Einstellung für 72 MHz Bandbreite („breit“) und 36 MHz Bandbreite („schmal“)). Betriebsfrequenz um 20 GHz (simuliert). . .	165
6.11	Phase s_{21} and s_{11} des Phaseinstellglieds ($\Delta h = 0.545$ mm zwischen Einstellung für 72 MHz Bandbreite („breit“) und 36 MHz Bandbreite („schmal“)). Betriebsfrequenz um 20 GHz (simuliert). 165	
6.12	Foto der offenen Halbschalen des 3-Kanal-Omux	166
6.13	72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 1 (höchste Frequenz - am Ausgang), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	167

6.14	72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 2 (mittlere Frequenz - in der Mitte), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	168
6.15	72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, Ch 3 (tiefste Frequenz - am Kurzschluss), abgeglichen auf verschiedene Mittenfrequenzen (gemessen).	168
6.16	36 MHz non-contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Tiefste Frequenz am Kurzschluss.	169
6.17	72 MHz contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Tiefste Frequenz am Kurzschluss.	170
6.18	36 und 72 MHz non-contiguous Einstellung des 3 Kanal Multiplexers, alle Kanäle, Transmission und Anpassung. Gemessen (durchgezogen) und simuliert (gestrichelt). Höchster und niedrigster Kanal vertauscht. Höchste Frequenz am Kurzschluss. . .	171
6.19	Far-out-of-band Messung, non-contiguous, 36 MHz Einstellung.	172
A.1	Frequenzbänder in der Satellitenkommunikation.	177
A.2	Atmosphärische Dämpfung über Frequenz nach ITU [P6713] . .	179

Tabellenverzeichnis

3.1	Filterdaten, Parallelersatzschaltbild $Z_0=50 \Omega$	58
3.2	Werte der Koppelmatrix, 4-2-0 Filter.	86
3.3	Koppelwerte K für 20 GHz Filter, $f_c = 17.412$ GHz mit 36 MHz Bandbreite ($Z_0 = 50 \Omega$).	86
3.4	Werte der einstellbaren Inverter, quergekoppeltes Vierkreisfilter, 36 MHz Bandbreite, Mittenfrequenz 20 GHz, $Z_{01} = 50 \Omega$, $Z_{02} =$ 31.6Ω	90
3.5	Neue Werte φ'_1 und φ'_2 nach Bandbreitenänderung von 36 auf 72 MHz.	91
3.6	Physikalischen Längen von φ_1 und φ_2 für 36 MHz und 72 MHz.	92
3.7	Physikalischen Längenunterschiede von φ_1 und φ_2 zwischen 36 MHz und 72 MHz Einstellung.	93
3.8	Blendengrößen des flexiblen vierkreisigen Filters, Blendenlän- ge 2 mm.	99
3.9	Resonatorlängen des flexiblen vierkreisigen Filters.	100
4.1	Simulierter Kompensationsbedarf für verschiedene Gehäuse- materialien für 100 K Temperaturdifferenz.	111
5.1	Vergleich Piezo und Schrittmotorlösung [Arn+16].	134
6.1	Fertigungsmaße der Filter des 3 Kanal Omux, 36 und 72 MHz Einstellung der Abgleichsteller (in mm).	163
A.1	Frequenzbänder der Satellitenkommunikation.	178

Literatur

Eigene Veröffentlichungen

- [AP09] C. Arnold und J. Parlebas. “Temperature compensated TE011 mode Filters for space flight application”. In: *presented at the ESA/CNES Filter Workshop Toulouse* (Okt. 2009).
- [AP12] C. Arnold und J. Parlebas. “Electrically Temperature Compensated Manifold”. In: *presented at the International Workshop on Microwave Filters (CNES/ESA), Toulouse* (Okt. 2012).
- [AP16a] C. Arnold und J. Parlebas. “Extracted Pole and Cross-Coupled Center Frequency and Bandwidth Tunable Filter”. In: *3rd ESA Workshop on Advanced Flexible Telecom Payloads, Noordwijk* (21-24. März 2016).
- [APZ14] C. Arnold, J. Parlebas und T. Zwick. “Reconfigurable Waveguide Filter with Variable Bandwidth and Center Frequency”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 62.8 (Aug. 2014), S. 1663–1670.
- [APZ15] Christian Arnold, Jean Parlebas und Thomas Zwick. “Center frequency and bandwidth tunable waveguide bandpass filter with transmission zeros”. In: *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2015 10th European*. Sep. 2015, S. 369–372.

- [Arn+16] Christian Arnold u. a. “In-Orbit Reconfigurable Waveguide Filter”. In: *Microwave Integrated Circuits Conference (Eu-MIC), 2016 11th European*. Sep. 2016.
- [Arn+17] C. Arnold u. a. “Fully Reconfigurable Manifold Multiplexer”. In: *Transactions on Microwave Theory and Techniques* (accepted for publication, planned for 2017).
- [AW11] C. Arnold und D. Wolk. “Temperature Compensated High Power Aluminium OMUX for Communication Satellites”. In: *presented at the Filter Workshop on European Microwave Conferene, Manchester* (Okt. 2011).

Eigene Patente

- [AP16b] C. Arnold und J. Parlebas. *Patent Generisches Filter*. Patent DE 102,014,012,752 A1. März 2016.
- [APR13] C. Arnold, J. Parlebas und D. Reicherter. *Hohlleitersammel-schiene Waveguide bus*. DE Patent App. DE201,210,011,765. Dez. 2013.
- [APT14] C. Arnold, J. Parlebas und C. Thibaut. *Mikrowellenfilter mit einstellbarer Bandbreite*. DE Patent App. DE201,210,020,576. Apr. 2014.
- [Arn+11] Christian Arnold u. a. *Kompensationseinheit*. Patent DE 201, 010 044, 267 A1. Mai 2011.

Auswahl betreuter studentischer Arbeiten

- [Has15] B. Hasselbarth. “Synthese charakteristischer Polynome fuer Hochfrequenzfilter”. In: *Bachelorarbeit, Berufsakademie Stuttgart* (Aug. 2015).

- [Hei11] S. Heinrich. “Synthese von Hohlleiternmultiplexern”. In: *Paraktikumsbericht, Uni Stuttgart* (2011).
- [Koh09] S. Kohler. “Ka-band extracted pole filter hardware design, analysis and temperature behavior”. In: *Projet de fin d etudes, EN-SEEIHT Toulouse* (Sep. 2009).
- [Kre16] F. Kreuz. “Tuning and Testbed Software for Flex Omux”. In: *Bachelorarbeit, Hochschule Jena* (2016).
- [Mec15] J. Mechler. “Synthese von Filtern für 1/2r Raumfahrtanwendungen”. In: *Bachelorarbeit, Hochschule Esslingen* (Aug. 2015).
- [Now14] J. Nowak. “Entwicklung einer computergestützten Synthese für einstellbare Mikrowellenfilter für Satellitenanwendungen”. In: *Diplomarbeit, Wilhelm Büchner Hochschule Darmstadt* (Aug. 2014).
- [Sto12] C. Stoelzel. “Verlustmechanismen in einem Rundhohlleiterresonator”. In: *Studienarbeit T2000, DH Stuttgart* (2012).

Literatur

- [Alf+08] M Alfonso u. a. “Prediction of corona and multipactor RF breakdown thresholds using the CEST (Corona Simulation Electron Tool) software”. In: *Presented at the Int,l Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation* (Sep. 2008).
- [ALL14] A. Anand, Yuhao Liu und Xiaoguang Liu. “Substrate-integrated octave-tunable combline bandstop filter with surface mount varactors”. In: *Wireless Symposium (IWS), 2014 IEEE International*. März 2014, S. 1–4.
- [Ans] Ansoft. *HFSS*. <http://www.ansoft.com>.

- [Anz+08] S. Anza u. a. “Enhanced prediction of multipaction breakdown in passive waveguide components including space charge effects”. In: *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*. Juni 2008, S. 1095–1098.
- [Anz+12] S. Anza u. a. “Prediction of Multipactor Breakdown for Multi-carrier Applications: The Quasi-Stationary Method”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.7 (Juli 2012), S. 2093–2105.
- [ARB04] S. Amari, U. Rosenberg und J. Bornemann. “Singlets, cascaded singlets, and the nonresonating node model for advanced modular design of elliptic filters”. In: *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 14.5 (Mai 2004), S. 237–239.
- [Arm+08] J. Armendàriz u. a. “FEST 3D simulation Tool: recent advances and developments”. In: *Presented at the Intl Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation* (Sep. 2008).
- [Atw85] H.A. Atwater. “Circuit Design of the Loaded-Line Phase Shifter”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 33.7 (Juli 1985), S. 626–634.
- [Bad12] A. Baddeley. “Going Global with Ka-Band SATCOM”. In: *KMI Military Information Technology* 16.9 (Okt. 2012).
- [Bau57] R. F. Baum. “Design of unsymmetrical band-pass filters”. In: *IRE Trans. Circuit Theory* CT-4 (Juni 1957), S. 3340.
- [BG80] I.J. Bahl und K.C. Gupta. “Design of Loaded-Line p-i-n Diode Phase Shifter Circuits”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 28.3 (März 1980), S. 219–224.
- [BK13] U. Banhardt und R. Keller. “Noah Manual”. In: *Tesat internal document* (Jan. 2013).
- [Boh15] S. Bohm. “Final Presentation for Development of Test Bed for Flex Omux”. In: *TU Ilmenau* (2015).

- [Bra+01] James Brank u. a. “RF MEMS-Based Tunable Filters”. In: *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Eng.* 11.5 (Mai 2001), S. 276–284.
- [BSS93] M.S. Bazaraa, H.D. Sherali und C.M. Shetty. *Nonlinear Programming, theory and algorithms, 2nd Edition*. John Wiley und Sons, 1993.
- [Cam03] Richard J. Cameron. “Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 51.1 (Jan. 2003), S. 1–10.
- [Cam11] Richard J. Cameron. “Advanced Filter Synthesis”. In: *Microwave Magazine, IEEE* 12.6 (Okt. 2011), S. 42–61.
- [Cam82] R. J. Cameron. “General prototype network synthesis methods for microwave filters”. In: *ESA J.* 6 (1982), S. 193–206.
- [Cam99] Richard J. Cameron. “General coupling matrix synthesis methods for Chebyshev filtering functions”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 47.4 (Apr. 1999), S. 433–442.
- [CMK07] R. Cameron, R. Mansour und C.M. Kudsia. *Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Applications*. John Wiley und Sons, Juli 2007.
- [CR14] Young-Ho Cho und G.M. Rebeiz. “Two- and Four-Pole Tunable 0.7 to 1.1-GHz Bandpass-to-Bandstop Filters With Bandwidth Control”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 62.3 (März 2014), S. 457–463.
- [CST] CST. *Microwave Studio*. <http://www.cst.com>.
- [CY07] Richard J. Cameron und Ming Yu. “Design of manifold-coupled multiplexers”. In: *Microwave Magazine, IEEE* 8.5 (Okt. 2007), S. 46–59.

- [DAG88] J. Dittloff, F. Arndt und Dietrich Grauerholz. “Optimum design of waveguide E-plane stub-loaded phase shifters”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 36.3 (März 1988), S. 582–587.
- [Dav74] W.A. Davis. “Design Equations and Bandwidth of Loaded-Line Phase Shifters (Short Papers)”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 22.5 (Mai 1974), S. 561–563.
- [Deu] Deutsches Zentrum für Luft und Raumfahrt. *Heinrich Hertz Mission, abgerufen Nov. 2015*. http://www.dlr.de/rd/desktopdefault.aspx/tabid-7864/13381_read-34289/.
- [Ecl] Eclipse Foundation. *Eclipse Rich Client Platform*. <http://eclipse.rcp.org/>.
- [EE76] Ali E. Atia und Albert E. Williams. “Temperature Compensation of TE₀₁₁-Mode Circular Cavities (Short Papers)”. In: 24 (Nov. 1976), S. 668–669.
- [ER05a] K. Entesari und G.M. Rebeiz. “A 12 - 18-GHz Three-Pole RF MEMS Tunable Filter”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 53.8 (Aug. 2005), S. 2566–2571.
- [ER05b] K. Entesari und G.M. Rebeiz. “A differential 4-bit 6.5-10-GHz RF MEMS tunable filter”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 53.3 (März 2005), S. 1103–1110.
- [Fau15] Faulhaber. “Datasheet Stepper Motor AM1020”. In: (- 2015).
- [FH99] A. Führer und K. Heidemann. *6Grundgebiete der Elektrotechnik: Band 2: Zeitabhängige Vorgänge*. Carl Hanser Verlag, 1999.
- [FHL11] H. Fenech, R. Hitchcock und E. Lance. “The Dream Payload”. In: *presented at the Europ. Space Compon. Conf., Noordwijk, Netherlands* (März 2011).

- [Fon+14] N. Font u. a. “Flexible payloads for telecommunication satellites - a Thales perspective”. In: *presented at the 32nd AIAA Int. Communications Satellite Systems Conf.* (Aug. 2014).
- [Guy12] A.C. Guyette. “Intrinsically Switched Varactor-Tuned Filters and Filter Banks”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.4 (Apr. 2012), S. 1044–1056.
- [Hal12] M. Halliwell. “Technology Innovation”. In: *SES Investor Day*. Mai 2012.
- [HDM15] H.D.Müller. *63.2152.006.00BVS, Tesat Procurement Spec for RSA-443*. Techn. Ber. Tesat Spacecom, 2015.
- [Hof97] M. Hoffmann. *Hochfrequenztechnik, ein Systemtheoretischer Zugang*. Springer Verlag, 1997.
- [Höh+97] F. Höhn u. a. “The transition of a multipactor to a low pressure gas discharge”. In: *Phys. Plasmas* 10.4 (1997), S. 940–4111.
- [HR77] J.L. Haine und J.D. Rhodes. “Direct Design Formulas for Asymmetric Bandpass Channel Diplexers”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 25.10 (Okt. 1977), S. 807–813.
- [HR82] I.C. Hunter und J.D. Rhodes. “Electronically Tunable Microwave Bandpass Filters”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 30.9 (Sep. 1982), S. 1354–1360.
- [Jia+11] Hu Jiang u. a. “Ka - and U -Band Tunable Bandpass Filters Using Ferroelectric Capacitors”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 59.12 (Dez. 2011), S. 3068–3075.
- [Jon+12] T. Jones u. a. “Technology Developments for Flexible Communication Payload Architectures”. In: *presented at the 2nd ESA Workshop on Adv. Flexible Telecom Payloads, Noordwijk, Netherlands* (2012).
- [JS 01] M.J. Lancaster J.S. Hong. *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*. John Wiley und Sons, 2001.

- [KC89] M.A. Kunes und G.G. Connor. "A Digitally Controlled Tunable High Power Output Filter For Space Applications". In: *19th Eur. Microwave Conf., 1989*. Sep. 1989, S. 681–686.
- [KCT92] C. Kudsia, R. Cameron und Wai-Cheung Tang. "Innovations in microwave filters and multiplexing networks for communications satellite systems". In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 40.6 (Juni 1992), S. 1133–1149.
- [Kei+98] V.N. Keis u. a. "20 GHz tunable filter based on ferroelectric (Ba,Sr)TiO₃ film varactors". In: *Electronics Lett.* 34.11 (Mai 1998), S. 1107–1109.
- [Key] Keysight. *Advanced Design System*. <http://www.keysight.com>.
- [Lev84] R. Levy. "A high-power X-band Butler matrix". In: *Microwave Journal* 27.11 (Apr. 1984), S. 31–54.
- [Lor13] J. A. Lorente. *Techniques for Loss Reduction in Waveguide Filters*. Universidad Politécnica de Cartagena, 2013.
- [LP05] Jr. Lugo C. und J. Papapolymerou. "Single switch reconfigurable bandpass filter with variable bandwidth using a dual-mode triangular patch resonator". In: *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.* Juni 2005, S. 779–782.
- [Lui90] P.L. Lui. "Passive intermodulation interference in communication systems". In: *Electronics Communication Engineering Journal* 2.3 (Juni 1990), S. 109–118.
- [MB09] G. Maral und M. Bousquet. *Satellite Communications Systems: Systems, Techniques and Technology*. John Wiley und Sons, 2009.
- [MH10] A. Miller und Jia-Sheng Hong. "Wideband Bandpass Filter With Reconfigurable Bandwidth". In: *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 20.1 (Jan. 2010), S. 28–30.

- [MH12] A. Miller und Jiasheng Hong. “Cascaded Coupled Line Filter With Reconfigurable Bandwidths Using LCP Multilayer Circuit Technology”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.6 (Juni 2012), S. 1577–1586.
- [Mic] Mician. *Microwave Wizard*. <http://www.mician.com>.
- [Mic15] Micromotion GmbH. *Micro Linear Pusher*. 2015.
- [MRM97] A. Morini, T. Rozzi und M. Morelli. “New formulae for the initial design in the optimization of T-junction manifold multiplexers”. In: *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*. Bd. 2. Juni 1997, S. 1025–10282.
- [MYJ80] G. Matthaei, L. Young und E. Jones. *Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, 1980.
- [P6713] Recommendation ITU-R P.676-10. “Attenuation by atmospheric gases”. In: (Sep. 2013).
- [Pet11] A. Peters. “Die Wanderfeldrohre als Verstaerker mit flexibler Ausgangsleistung - Perspektiven und Grenzen”. In: *DLR Studie*. 2011.
- [Pin+11] T. Pinheiro u. a. “A new general RF breakdown simulation tool”. In: *Presented at the Intl Workshop in Multipactor, Corona and Passive Intermodulation* (Sep. 2011).
- [PJa+] P.James u. a. “RF Modelling of a Multiport Amplifier for a mobile Communications Satellite”. In: *ARMMS RF and Microwave Society*.
- [Por+12] N. Porecki u. a. “An Overview of the Generic Flexible Payload Programme and Future Technologies for Optimising Payloads to Business Needs”. In: *presented at the 2nd ESA Workshop on Adv. Flexible Telecom Payloads, Noordwijk, Netherlands* (Apr. 2012).

- [Por+13] Nicola Porecki u. a. “Flexible Payload Technologies for Optimising Ka-band Payloads to Meet Future Business Needs”. In: *19th Ka Conference* (Okt. 2013).
- [Poz05] D.M. Pozar. *Microwave Engineering, 3rd Edition*. John Wiley und Sons, 2005.
- [Pre+92] W. H. Press u. a. *Numerical Recipes in C, the art of Scientific computing, 2nd Edition*. Cambridge University Press, 1992.
- [Pu+10] M. Pu u. a. “Tunable Microwave Phase Shifter Based on Silicon on Insulator Microring Resonator”. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 22.12 (Juni 2010), S. 869–871. ISSN: 1041-1135. DOI: 10.1109/LPT.2010.2046725.
- [Rai91] Y.P. Raizer. *Gas Discharge Physics*. Springer Verlag, 1991.
- [Rau03] C. Rauscher. “Reconfigurable bandpass filter with a three-to-one switchable passband width”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 51.2 (Feb. 2003), S. 573–577.
- [RL79a] J. Rhodes und R. Levy. “A Generalized Multiplexer Theory”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 27.2 (Feb. 1979), S. 99–111.
- [RL79b] J.D. Rhodes und R. Levy. “Design of General Manifold Multiplexers”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 27.2 (Feb. 1979), S. 111–123.
- [Ros+16a] U. Rosenberg u. a. “Novel remote controlled dual mode filter providing flexible re-allocation of center frequency and bandwidth”. In: *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*. Mai 2016, S. 1–3.
- [Ros+16b] U. Rosenberg u. a. “OMUX Approach Providing reconfiguration of Contiguous/Non-Contiguous Channel Allocations with Variable Frequencies and Bandwidths”. In: *Proceeding 2016 EuMC London*. Okt. 2016.

-
- [Ros+88] U. Rosenberg u. a. “Tunable Manifold Multiplexers - A New Possibility For Satellite Redundancy Philosophy”. In: *Micro-wave Conference, 1988. 18th European*. Sep. 1988, S. 870–875.
- [San+05] M. Sanchez-Renedo u. a. “Tunable combline filter with continuous control of center frequency and bandwidth”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 53.1 (Jan. 2005), S. 191–199.
- [San+13] M.A. Sanchez-Soriano u. a. “Reconfigurable-bandwidth band-pass filter within 10-50 percent”. In: *IET Microwaves, Antennas Propagation* 7.7 (Mai 2013), S. 502–509.
- [Sar13] A.W. Sargent. “Payloads: Seeking the Holy Grail of Flexibility”. In: *Via Satellite Magazine* XXVIII.01 (Jan. 2013), S. 38–45.
- [SB07] F. Seyfert und S. Bila. “General synthesis techniques for coupled resonator networks”. In: *Microwave Magazine, IEEE* 8.5 (Okt. 2007), S. 98–104.
- [She+09] Wei Shen u. a. “A Novel Single-Cavity Dual Mode Substrate Integrated Waveguide Filter With Non-Resonating Node”. In: *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 19.6 (Juni 2009), S. 368–370.
- [Shi+12] Dong-Hwan Shin u. a. “Flexible Output Power Allocation Technology for Ka-Band Satellite Service”. In: *presented at the 2nd ESA Workshop on Adv. Flexible Telecom Payloads, Noordwijk, Netherlands* (Apr. 2012).
- [Sim55] A.J. Simmons. “Phase Shift by Periodic Loading of Waveguide and Its Application to Broad-Band Circular Polarization”. In: *IRE Trans. Microw. Theory and Techn.* 3.6 (Dez. 1955), S. 18–21.

- [Spa03] European Cooperation for Space Standardization. “ECSS-E-20-01A”. In: *ESA Publications Division* (Mai 2003).
- [Spe12] R. Sperber. “On Communications Satellite Flexibility”. In: *presented at the 2nd ESA Workshop on Adv. Flexible Telecom Payloads, Noordwijk, Netherlands* (Apr. 2012).
- [SWR12] Yonghyun Shim, Zhengzheng Wu und M. Rais-Zadeh. “A High-Performance Continuously Tunable MEMS Bandpass Filter at 1 GHz”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.8 (Aug. 2012), S. 2439–2447.
- [Syn97] R.V. Synder. “Generalized cross-coupled filters using evanescent mode coupling elements”. In: *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1997*. Bd. 2. Juni 1997, S. 1095–10982.
- [Sys11] OHB Systems. “TC-OHB-RQ-0001 Iss. 2A (GERD)”. In: *OHB Internal Document - Generic equipment requirement document* (Sep. 2011).
- [Sys14] OHB Systems. “H2S-IOV-FlexOMUX-TE-IRD-0152 Iss. C”. In: *OHB Internal Document - Interface requirement document* (Juni 2014).
- [SZ15] Weng Yik Sam und Zahriladha Zakaria. “A Review on Reconfigurable Integrated Filter and Antenna”. In: *Progress In Electromagnetics Research B* 63 (2015), S. 263–273.
- [Tho12] G. Thomas. “Generic Flexible Payload, Single Channel Agile Converter Equipment”. In: *Astrium*. Mai 2012.
- [UH91] J. Uher und W.J.R. Hofer. “Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 39.4 (Apr. 1991), S. 643–653.
- [Unb88] R. Unbehauen. *Synthese elektrischer Netzwerke und Filter*. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 1988.

- [Vic05] C. Vicente. *Passive Intermodulation and Corona Discharge for Microwave Structures in Communication Satellites*. Darmstadter Dissertationen, 2005.
- [Vie03] M. Viertel. *Nichtminimalphasige Mikrowellenfilter und Eingangsmultiplexer für die Satellitenkommunikation*. Dissertation Bergische Universität Wuppertal, 2003.
- [Wel13] D. Welch. “Is Ka-Band the Ku-Killer”. In: *Sat Magazine* (Feb. 2013).
- [Wic16] G. Wiczorek. “Thermal analysis document for flex omux (preliminary)”. In: *Tesat internal document* (Aug. 2016).
- [Yas+09] B. Yassini u. a. “A Ku-Band High-Q Tunable Filter With Stable Tuning Response”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 57.12 (Dez. 2009), S. 2948–2957.
- [YM11] Sai Ho Yeung und Kim Fung Man. “Multiobjective Optimization”. In: *Microwave Magazine, IEEE* 12.6 (Okt. 2011), S. 120–133.
- [YW11] Ming Yu und Ying Wang. “Enhanced Microwave Multiplexing Network”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 59.2 (Feb. 2011), S. 270–277.
- [YYK12] B. Yassini, Ming Yu und B. Keats. “A Ka-Band Fully Tunable Cavity Filter”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.12 (Dez. 2012), S. 4002–4012.
- [ZGC12] Qingfeng Zhang, S. Gupta und C. Caloz. “Synthesis of Narrowband Reflection-Type Phasers With Arbitrary Prescribed Group Delay”. In: *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 60.8 (Aug. 2012), S. 2394–2402.
- [ZSL11] Lei Zhu, Sheng Sun und Rui Li. *Microwave Bandpass Filters for Wideband Communications*. John Wiley und Sons, Dez. 2011.

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

(ISSN 0942-2935)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Dr.-Ing. E.h. mult. Werner Wiesbeck

- Band 1 Daniel Kähny
Modellierung und meßtechnische Verifikation polarimetrischer, mono- und bistatischer Radarsignaturen und deren Klassifizierung (1992)
- Band 2 Eberhardt Heidrich
Theoretische und experimentelle Charakterisierung der polarimetrischen Strahlungs- und Streueigenschaften von Antennen (1992)
- Band 3 Thomas Kürner
Charakterisierung digitaler Funksysteme mit einem breitbandigen Wellenausbreitungsmodell (1993)
- Band 4 Jürgen Kehrbeck
Mikrowellen-Doppler-Sensor zur Geschwindigkeits- und Wegmessung – System-Modellierung und Verifikation (1993)
- Band 5 Christian Bornkessel
Analyse und Optimierung der elektrodynamischen Eigenschaften von EMV-Absorberkammern durch numerische Feldberechnung (1994)
- Band 6 Rainer Speck
Hochempfindliche Impedanzmessungen an Supraleiter / Festelektrolyt-Kontakten (1994)
- Band 7 Edward Pillai
Derivation of Equivalent Circuits for Multilayer PCB and Chip Package Discontinuities Using Full Wave Models (1995)
- Band 8 Dieter J. Cichon
Strahlenoptische Modellierung der Wellenausbreitung in urbanen Mikro- und Pikofunkzellen (1994)

- Band 9 Gerd Gottwald
**Numerische Analyse konformer Streifenleitungsantennen
in mehrlagigen Zylindern mittels der Spektralbereichs-
methode (1995)**
- Band 10 Norbert Geng
**Modellierung der Ausbreitung elektromagnetischer
Wellen in Funksystemen durch Lösung der parabolischen
Approximation der Helmholtz-Gleichung (1996)**
- Band 11 Torsten C. Becker
**Verfahren und Kriterien zur Planung von Gleich-
wellennetzen für den Digitalen Hörrundfunk DAB
(Digital Audio Broadcasting) (1996)**
- Band 12 Friedhelm Rostan
**Dual polarisierte Microstrip-Patch-Arrays für zukünftige
satellitengestützte SAR-Systeme (1996)**
- Band 13 Markus Demmler
**Vektorkorrigiertes Großsignal-Meßsystem zur nichtlinearen
Charakterisierung von Mikrowellentransistoren (1996)**
- Band 14 Andreas Froese
**Elektrochemisches Phasengrenzverhalten von Supraleitern
(1996)**
- Band 15 Jürgen v. Hagen
**Wide Band Electromagnetic Aperture Coupling to a Cavity:
An Integral Representation Based Model (1997)**
- Band 16 Ralf Pötzschke
**Nanostrukturierung von Festkörperflächen durch
elektrochemische Metallphasenbildung (1998)**
- Band 17 Jean Parlebas
**Numerische Berechnung mehrlagiger dualer planarer
Antennen mit koplanarer Speisung (1998)**

- Band 18 Frank Demmerle
Bikonische Antenne mit mehrmodiger Anregung für den räumlichen Mehrfachzugriff (SDMA) (1998)
- Band 19 Eckard Steiger
Modellierung der Ausbreitung in extrakorporalen Therapien eingesetzter Ultraschallimpulse hoher Intensität (1998)
- Band 20 Frederik Küchen
Auf Wellenausbreitungsmodellen basierende Planung terrestrischer COFDM-Gleichwellennetze für den mobilen Empfang (1998)
- Band 21 Klaus Schmitt
Dreidimensionale, interferometrische Radarverfahren im Nahbereich und ihre meßtechnische Verifikation (1998)
- Band 22 Frederik Küchen, Torsten C. Becker, Werner Wiesbeck
Grundlagen und Anwendungen von Planungswerkzeugen für den digitalen terrestrischen Rundfunk (1999)
- Band 23 Thomas Zwick
Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse (2000)
- Band 24 Dirk Didascalou
Ray-Optical Wave Propagation Modelling in Arbitrarily Shaped Tunnels (2000)
- Band 25 Hans Rudolf
Increase of Information by Polarimetric Radar Systems (2000)
- Band 26 Martin Döttling
Strahlenoptisches Wellenausbreitungsmodell und Systemstudien für den Satellitenmobilfunk (2000)
- Band 27 Jens Haala
Analyse von Mikrowellenheizprozessen mittels selbstkonsistenter finiter Integrationsverfahren (2000)

- Band 28 Eberhard Gschwendtner
Breitbandige Multifunktionsantennen für den konformen Einbau in Kraftfahrzeuge (2001)
- Band 29 Dietmar Löffler
Breitbandige, zylinderkonforme Streifenleitungsantennen für den Einsatz in Kommunikation und Sensorik (2001)
- Band 30 Xuemin Huang
Automatic Cell Planning for Mobile Network Design: Optimization Models and Algorithms (2001)
- Band 31 Martin Fritzsche
Anwendung von Verfahren der Mustererkennung zur Detektion von Landminen mit Georadaren (2001)
- Band 32 Siegfried Ginter
Selbstkonsistente Modellierung der Erhitzung von biologischem Gewebe durch hochintensiven Ultraschall (2002)
- Band 33 Young Jin Park
Applications of Photonic Bandgap Structures with Arbitrary Surface Impedance to Luneburg Lenses for Automotive Radar (2002)
- Band 34 Alexander Herschlein
Entwicklung numerischer Verfahren zur Feldberechnung konformer Antennen auf Oberflächen höherer Ordnung (2002)
- Band 35 Ralph Schertlen
Mikrowellenprozessierung nanotechnologischer Strukturen am Beispiel von Zeolithen (2002)
- Band 36 Jürgen von Hagen
Numerical Algorithms for the Solution of Linear Systems of Equations Arising in Computational Electromagnetics (2002)
- Band 37 Ying Zhang
Artificial Perfect Magnetic Conductor and its Application to Antennas (2003)

- Band 38 Thomas M. Schäfer
Experimentelle und simulative Analyse der Funkwellenausbreitung in Kliniken (2003)
- Band 39 Christian Fischer
Multistatisches Radar zur Lokalisierung von Objekten im Boden (2003)
- Band 40 Yan C. Venot
Entwicklung und Integration eines Nahbereichsradarsensorsystems bei 76,5 GHz (2004)
- Band 41 Christian Waldschmidt
Systemtheoretische und experimentelle Charakterisierung integrierbarer Antennenarrays (2004)
- Band 42 Marwan Younis
Digital Beam-Forming for high Resolution Wide Swath Real and Synthetic Aperture Radar (2004)
- Band 43 Jürgen Maurer
Strahlenoptisches Kanalmodell für die Fahrzeug-Fahrzeug-Funkkommunikation (2005)
- Band 44 Florian Pivt
Multiband-Aperturantennen für Basisstationsanwendungen in rekonfigurierbaren Mobilfunksystemen (2005)
- Band 45 Sergey Sevskiy
Multidirektionale logarithmisch-periodische Indoor-Basisstationsantennen (2006)
- Band 46 Martin Fritz
Entwurf einer breitbandigen Leistungsendstufe für den Mobilfunk in Low Temperature Cofired Ceramic (2006)
- Band 47 Christiane Kuhnert
Systemanalyse von Mehrantennen-Frontends (MIMO) (2006)

- Band 48 Marco Liebler
**Modellierung der dynamischen Wechselwirkungen
von hoch-intensiven Ultraschallfeldern mit
Kavitationsblasen (2006)**
- Band 49 Thomas Dreyer
**Systemmodellierung piezoelektrischer Sender zur
Erzeugung hochintensiver Ultraschallimpulse für
die medizinische Therapie (2006)**
- Band 50 Stephan Schulteis
**Integration von Mehrantennensystemen in kleine mobile
Geräte für multimediale Anwendungen (2007)**
- Band 51 Werner Sörgel
**Charakterisierung von Antennen für die Ultra-Wideband-
Technik (2007)**
- Band 52 Reiner Lenz
**Hochpräzise, kalibrierte Transponder und Bodenemp-
fänger für satellitengestützte SAR-Missionen (2007)**
- Band 53 Christoph Schwörer
**Monolithisch integrierte HEMT-basierende Frequenz-
vervielfacher und Mischer oberhalb 100 GHz (2008)**
- Band 54 Karin Schuler
**Intelligente Antennensysteme für Kraftfahrzeug-
Nahbereichs-Radar-Sensorik (2007)**
- Band 55 Christian Römer
**Slotted waveguide structures in phased array antennas
(2008)**

Fortführung als „Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik bei KIT Scientific Publishing (ISSN 1868-4696)

**Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut
für Hochfrequenztechnik und Elektronik**
(ISSN 1868-4696)

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

- Band 55 Sandra Knörzer
**Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikations-
systeme bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)**
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
**Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien
für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)**
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
**Strategies for Time Domain Characterization of UWB
Components and Systems (2009)**
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
**Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-
Übertragung (2010)**
ISBN 978-3-86644-460-7
- Band 59 Juan Pontes
**Analysis and Design of Multiple Element Antennas for
Urban Communication (2010)**
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
**True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige
Systeme hoher Leistung (2010)**
ISBN 978-3-86644-522-2

- Band 61 Grzegorz Adamiuk
Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7
- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2

- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirek
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)
ISBN 978-3-7315-0234-0
- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)
ISBN 978-3-7315-0249-4

- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)
ISBN 978-3-7315-0599-0
- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)
ISBN 978-3-7315-0607-2

- Band 84 Tom Schipper
**Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens
von Kfz-Radaren (2017)**
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
**Application-Specific Broadband Antennas for Microwave
Medical Imaging (2017)**
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
**Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die
Integration in SoC Applikationen (2017)**
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
**Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und
-multiplexer (2017)**
ISBN 978-3-7315-0722-2



Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

In einer global vernetzten Welt sind Kommunikationssatelliten nicht mehr wegzudenken. Sie stellen Dienste wie Fernsehen, Radio oder Internet in den entlegensten Winkeln der Erde zur Verfügung. Die derzeit eingesetzten Kommunikationssatelliten erlauben es jedoch in der Regel nicht, flexibel auf veränderte Anforderungen zu reagieren. Diese Arbeit möchte hierzu einen Beitrag liefern. Es werden die theoretischen und praktischen Grundlagen gelegt, um den Frequenzplan des Ausgangsmultiplexers flexibel einstellbar zu machen. Insbesondere können auf Basis der hier durchgeführten Untersuchungen erstmals mehrkanalige, sammelschienenbasierte Multiplexer realisiert werden, die während der Lebenszeit des Satelliten im Orbit in Mittenfrequenz und Bandbreite eingestellt werden können.

Christian Arnold absolvierte sein Studium der Informationstechnik an der Berufsakademie Mosbach sowie den nachfolgenden Diplomstudiengang Elektrotechnik/Hochfrequenztechnik an der Universität Stuttgart. Seit 2007 ist er bei Tesat Spacecom GmbH in Backnang als Entwickler für passive Hochfrequenzgeräte tätig. Diese Arbeit entstand berufsbegleitend am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie.

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-0722-2

